



HAL
open science

Développement d'architectures avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit

Samuel Dubouloz

► **To cite this version:**

Samuel Dubouloz. Développement d'architectures avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit. domain_other. Télécom ParisTech, 2008. English. NNT : . pastel-00003907

HAL Id: pastel-00003907

<https://pastel.hal.science/pastel-00003907>

Submitted on 10 Apr 2009

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

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



Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur

de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : Electronique et Communications

Samuel Dubouloz

Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit

soutenue le 5 Juin 2008 devant le jury composé de

Bernard HUYART

Président

Geneviève BAUDOIN

Rapporteurs

Bernard UGUEN

Manuel PEZZIN

Examineurs

Didier HELAL

Geroges RODRIGUEZ

Directeur de thèse

Ecole nationale supérieure des télécommunications



Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier chaleureusement Georges RODRIGUEZ, maître de conférences à Télécom Paris, d'avoir accepté de diriger les travaux qui vont vous être présentés, pour les marques de confiance et d'amitié qu'il m'a prodiguées.

Je tiens également à remercier Manuel PEZZIN, ingénieur de recherche au CEA/LETI (Grenoble), qui m'a encadré quotidiennement et soutenu de manière inconditionnelle pendant les trois années difficiles de cette thèse, ainsi que Laurent OUVRY, responsable du Laboratoire Communications Numériques et Algorithmes (LCNA) au CEA/LETI, et Dominique NOGUET, responsable du Laboratoire d'Architectures et Sécurité et Plate-Formes (LASP) au CEA/LETI, pour leur sens de l'écoute et leur égard à l'endroit du travail réalisé.

Je remercie le président du jury, les rapporteurs, ainsi que les autres membres du comité d'examen, pour avoir sacrifié leur temps à la lecture de ce mémoire, et plus largement, pour l'intérêt qu'ils ont porté à cette étude.

J'exprime par ailleurs toute ma gratitude à François Vacherand, responsable du Service Architectures et Sécurité des Systèmes d'Information (SASTI), à Alain LEROY et Daniel VELLOU, responsables successifs du Département Conception et Intégration dans les Systèmes (DCIS) qui m'ont accueilli dans leurs structures respectives pour mener à bien ces travaux au CEA/LETI.

Pour leur disponibilité et leur bonne humeur, un grand merci à l'ensemble des chercheurs que j'ai eu l'occasion de côtoyer pendant ces trois ans, et plus particulièrement aux membres des équipes UWB du LETI et de STMicroelectronics Genève, qui comptent aujourd'hui un grand nombre d'amis proches.

Je veux également dédier ce mémoire à tous mes acolytes doctorants grenoblois et crolliens, qui m'auront fait vivre de si belles heures, notamment aux loutes pour leur joie de vivre ! En particulier je ne saurais oublier Deunoit Benis, vrai breton poivre et sel, colocataire de trois ans hors du temps, usurpateur de batteries et collègue de travail à toutes heures...

Enfin un grand merci à ma Rachel, épouse aguerrie et relectrice courageuse de mes écrits incompris ;-)

Remerciements

Table des matières

Abréviations et Notations	xvii
Introduction	1
1 Signaux UWB	7
1.1 Définitions	8
1.1.1 Règles de la FCC	8
1.1.1.1 Bandes de fréquence	8
1.1.1.2 Différentes catégories de systèmes UWB	8
1.1.1.3 Systèmes de communication UWB	9
1.1.2 Réglementation en Europe	11
1.1.2.1 Limites en Puissance	11
1.1.2.2 Techniques de réduction	13
1.2 Rappels sur les mesures de puissance	14
1.2.1 Rappel sur l'Analyseur de Spectre	14
1.2.2 Puissance moyenne	14
1.2.2.1 Expression analytique	14
1.2.2.2 Proposition d'algorithmes	15
1.2.3 Puissance de pic	16
1.3 Solutions pour les Signaux UWB	17
1.4 Impulsions UWB	18
1.4.1 Impulsion gaussienne	18
1.4.1.1 Expressions analytiques	18
1.4.1.2 Puissance moyenne transmise	19
1.4.1.3 Puissance de pic transmise	20
1.4.1.4 Amplitude de l'impulsion	20
1.4.2 Impulsions de type cosinus surélevé	22
1.4.2.1 Cosinus Surélevé	22
1.4.2.2 Racine de cosinus surélevé	23

TABLE DES MATIÈRES

1.4.3	Compatibilité du modèle proposé	23
1.4.3.1	Corrélation	23
1.4.3.2	Puissance transmise	24
1.5	Mesure de la puissance d'un signal UWB	26
1.5.1	Impulsions non codées	26
1.5.1.1	Expression analytique	26
1.5.1.2	Mesure de puissance	27
1.5.2	Impulsions codées	29
1.5.3	<i>Bursts</i> d'impulsions	30
1.5.3.1	Puissance moyenne	30
1.5.3.2	Puissance de pic	31
1.6	Interférences	32
1.7	Conclusion	33
2	Canal UWB	35
2.1	Introduction	36
2.2	Propagation	36
2.2.1	Généralités	36
2.2.1.1	Transmission (réfraction)	36
2.2.1.2	Réflexion	37
2.2.1.3	Diffraction	37
2.2.2	Pertes de propagation (<i>Path Loss</i>)	38
2.2.2.1	Espace libre	38
2.2.2.2	Environnement multitrajets	39
2.3	Bilan de liaison	41
2.3.1	Rapport Signal à Bruit	41
2.3.1.1	Puissance Reçue	41
2.3.1.2	Bruit dans le récepteur	41
2.3.1.3	Rapport Signal à bruit binaire	42
2.3.2	Marges	43
2.3.2.1	<i>Small Scale Fading</i>	43
2.3.2.2	Facteur de bruit	44
2.3.2.3	Pertes d'implémentation	44
2.3.3	Bilan de liaison	45
2.4	Modélisation du canal UWB	46
2.4.1	Sondage du canal UWB	46
2.4.2	Modèle Saleh-Valenzuela	47
2.4.3	Modèles IEEE 802.15.3a	48

2.4.4	Modèles IEEE 802.15.4a	49
2.5	Études statistiques avancées	53
2.5.1	Small-scale fading	53
2.5.1.1	Modélisation du <i>small scale fading</i> (SSF)	53
2.5.1.2	Influence de la largeur de bande	54
2.5.1.3	Bursts d'impulsions	54
2.5.1.4	Influence du modèle d'impulsion	58
2.5.2	Distribution des amplitudes	58
2.5.2.1	Amplitudes normalisées	59
2.5.2.2	Répartition du maximum	59
2.5.2.3	Répartition de la moyenne des amplitudes	60
2.5.3	Énergie dans une fenêtre d'intégration	65
2.5.4	Propriétés de Corrélacion des canaux	66
2.6	Conclusion	70
3	Récepteurs UWB	71
3.1	Introduction	72
3.2	Éléments de base de l'UWB pulsé	73
3.2.1	Modèles de signaux	73
3.2.2	Modulations	74
3.2.2.1	Binary Phase Shift Keying (BPSK)	74
3.2.2.2	Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)	75
3.2.2.3	Transmission de référence (TR)	75
3.2.2.4	Modulation de position - <i>Pulse Position Modulation</i> (PPM)	75
3.2.2.5	Modulation « tout ou rien »- <i>On Off Keying</i> (OOK)	75
3.2.3	Gain de traitement et rapport cyclique	76
3.3	Solutions cohérentes	77
3.3.1	Le récepteur RAKE	77
3.3.2	Performances	78
3.3.2.1	Influence de l'estimation de canal	79
3.3.2.2	Influence du nombre de doigts	80
3.3.2.3	Influence de l'instant de synchronisation	83
3.3.3	Implémentation	84
3.3.3.1	Approche analogique	84
3.3.3.2	Approche numérique	86
3.4	Solutions différentiellement cohérentes	88
3.4.1	Transmission de référence	88
3.4.1.1	Probabilité d'erreur	88

TABLE DES MATIÈRES

3.4.1.2	Influence du temps d'intégration	90
3.4.1.3	Influence du nombre d'accumulations	93
3.4.1.4	Influence de la valeur du délai	97
3.4.1.5	Influence de l'appariement entre les délais	98
3.4.1.6	Implémentation	99
3.4.2	Modulation différentielle de phase DBPSK	100
3.4.2.1	Probabilité d'erreur	100
3.4.2.2	Implémentation	101
3.4.3	Remarques sur la modulation différentielle	101
3.5	Solutions non cohérentes	102
3.5.1	Modulation <i>On-Off keying</i>	103
3.5.2	Modulation de position	105
3.5.2.1	Probabilité d'erreur	105
3.5.2.2	Influence de T_{ppm}	106
3.5.2.3	N -PPM	108
3.5.3	Synchronisation	109
3.5.4	Implémentation	112
3.6	Éléments de choix et complexité	113
3.7	Portée des dispositifs	115
3.8	Conclusions	118
4	Normalisation UWB bas débit	121
4.1	Introduction	122
4.2	Naissance de la norme	123
4.2.1	Applications (Call For Applications)	124
4.2.2	Critères technico-économiques (5C)	124
4.2.3	Exigences techniques (Technical Requirements)	125
4.2.4	Conclusion	126
4.3	Bandes de fréquences	127
4.4	Schéma de codage et de modulation	129
4.5	Format de trame et débits	131
4.6	Conclusion	134
5	Architecture de réception pour un système non cohérent	137
5.1	Introduction	138
5.2	Solution 1 bit différentiel XOR	138
5.3	Performances en démodulation	140
5.3.1	Effets de la quantification 1 bit	140

TABLE DES MATIÈRES

5.3.1.1	Probabilité d'erreur sans quantification	140
5.3.1.2	Taux d'erreur binaire	140
5.3.1.3	Effets de l'antenne	142
5.3.2	Estimation de canal	145
5.3.3	Utilisation de bursts	147
5.4	Algorithme de synchronisation	148
5.4.1	Définitions	148
5.4.1.1	Notions élémentaires	148
5.4.1.2	Composition du préambule de synchronisation	148
5.4.2	Synchronisation grossière	149
5.4.2.1	Mise en oeuvre	151
5.4.2.2	Fausse Alarme	152
5.4.2.3	Détection Manquée	153
5.4.2.4	Performances	154
5.4.3	Synchronisation fine	156
5.4.4	Estimation de canal	156
5.4.5	Recherche du SFD	157
5.5	Conclusion	159
	Conclusion Générale	161
	Publications	165
	Bibliographie	167

TABLE DES MATIÈRES

Table des figures

1.1	Limites de puissance FCC	10
1.2	Limites de puissance moyenne CEPT	12
1.3	Limites de puissance de pic CEPT	12
1.4	Schéma fonctionnel d'un analyseur de spectre	14
1.5	Modèle d'impulsion gaussienne	19
1.6	Puissance pic transmise	21
1.7	Amplitude en fonction de la largeur de bande	22
1.8	Coefficient de corrélation inter impulsions	24
1.9	Puissance moyenne d'impulsions répétées	28
1.10	Puissance pic d'impulsions répétées	28
1.11	Mesures de puissance d'un signal composé de burst	31
2.1	Différents types de contributions pour les trajets multiples	37
2.2	DSP et variance	42
2.3	Mise en évidence du <i>small scale fading</i>	44
2.4	Bilan de liaison	45
2.5	Modèle de canaux SV	48
2.6	Exemples de réalisations pour les modèles de canaux IEEE 802.15.3a	50
2.7	Exemples de réalisations pour les modèles de canaux IEEE 802.15.4a	52
2.8	Distribution de l'énergie reçue	55
2.9	PDF du <i>SSF</i> et fit gaussien	55
2.10	Marges de <i>SSF</i> pour les canaux 15.3a	56
2.11	Marges de <i>SSF</i> pour les canaux 15.4a	56
2.12	Marges de <i>SSF</i> pour un burst d'impulsion	57
2.13	Marges de <i>SSF</i> pour une impulsion Root Rasied Cosine	58
2.14	Densités cumulées des amplitudes maximales reçues	60
2.15	Répartition du maximum des amplitudes reçues, canaux 15.3a	61
2.16	Répartition du maximum des amplitudes reçues, canaux 15.4a	62
2.17	Répartition de l'amplitude moyenne, canaux 15.3a	63

TABLE DES FIGURES

2.18 Répartition de l'amplitude moyenne, canaux 15.4a	64
2.19 CDF du ratio d'énergie collectée en fonction du temps d'intégration	66
2.20 Modèle numérique pour $\mu_\epsilon(T_i)$	67
2.21 Écart type des coefficients d'auto et d'inter corrélation des canaux	68
2.22 Paramètres de régression linéaire sur l'écart type des coefficients de corrélation	69
3.1 Symbole UWB de N_p impulsions codées en temps et en polarité.	73
3.2 Modulations employées en UWB	74
3.3 Principe du récepteur RAKE.	77
3.4 Probabilité d'erreur pour le récepteur RAKE, canal 3a-1	80
3.5 Probabilité d'erreur pour le récepteur RAKE, canal 3a-4	81
3.6 Performances du récepteur PRAKE	82
3.7 Performances du récepteur SRAKE	82
3.8 Coefficient de corrélation $C_{xx}\Delta t$	84
3.9 Architecture analogique pour un récepteur RAKE	85
3.10 Architecture numérique pour un récepteur RAKE	86
3.11 Intégrations après échantillonnage 1 bit	87
3.12 Récepteur Différentiel	88
3.13 BER et probabilité d'erreur pour la transmission de référence	90
3.14 Probabilité d'erreur pour la TR en fonction de E_p/N_0 et de T_i	91
3.15 Temps d'intégration optimal	92
3.16 Temps d'intégration en fonction de E_p/N_0 pour avoir une probabilité d'erreur de 10^{-5}	92
3.17 P_e et BER pour un récepteur TR, en fonction de N_p	95
3.18 Perte de performance en fonction du nombre d'accumulation N_p	96
3.19 P_e pour un récepteur TR, en fonction de T_d	99
3.20 Détection d'énergie	102
3.21 Probabilité d'erreur pour la détection d'énergie avec une modulation OOK, dans un canal de type 3a-3 et un signal de 2GHz de largeur de bande.	105
3.22 P_e en fonction de T_{ppm} pour modulation 2-PPM	107
3.23 Probabilité d'erreur pour la modulation N -PPM en fonction de E_b/N_0 . Modèle de canal 4a-1, avec un signal de 1GHz de bande et un temps d'intégration de 50ns.	109
3.24 Influence de la position de la fenêtre d'intégration	110
3.25 Probabilité d'erreur en fonction de la position de la fenêtre d'intégration.	111
3.26 Compromis « débit-portée » pour la modulation 2PPM (détecteur d'énergie) ou DBPSK (architecture différentielle à délai - TR).	116
3.27 Compromis « débit - portée » pour les modulations N -PPM	117
3.28 Compromis débit vs. portée pour la modulation BPSK	118

4.1	Différentes bandes de fréquences de la norme IEEE 802.15.4a	127
4.2	Schéma de codage correcteur d'erreur pour la norme IEEE 802.15.4a	129
4.3	Trame de données pour la norme UWB IEEE 802.15.4a	131
4.4	Ajustement du débit dans la norme 802.1.4a	132
5.1	Architecture non cohérente 1 bit	139
5.2	BER pour l'architecture XNOR, canal type 3a4 avec $T_i = 60ns$	141
5.3	BER pour l'architecture XNOR, canal type 3a1 avec $T_i = 20ns$	142
5.4	Réponse fréquentielle du gain des étages d'amplification de la solution 1 bit . . .	143
5.5	Réponse fréquentielle du bruit des étages d'amplification de la solution 1 bit . . .	143
5.6	BER en prenant en compte les dégradations des étages d'amplification. Canal 3a4, $T_i = 60ns$	144
5.7	BER en prenant en compte les dégradations des étages d'amplification. Canal 3a1, $T_i = 20ns$	144
5.8	Principe de l'estimation de canal.	146
5.9	Taux d'erreur binaire pour l'architecture de réception avec un algorithme d'esti- mation de canal, pour les canaux 3a-1 et 3a-4.	146
5.10	Taux d'erreur binaire pour l'architecture de réception avec un algorithme d'esti- mation de canal, pour les canaux 3a-1 et 3a-4.	147
5.11	Préambule de synchronisation, et structure de la séquence le composant.	149
5.12	Séquence de corrélation utilisée pour la synchronisation grossière	150
5.13	Résultat de la corrélation entre le préambule reçu et la séquence de synchronisa- tion grossière	150
5.14	Alignement de maximums pour synchronisation grossière	152
5.15	Synchronisation grossière, P_{md} en fonction de E_b/N_0 , pour un gain de traitement $G = 1$	154
5.16	Synchronisation grossière, P_{md} en fonction de E_b/N_0 , pour un gain de traitement $G = 8$	155
5.17	Taux d'erreur de synchronisation grossière en fonction de E_b/N_0	155
5.18	Taux d'erreur binaire en fonction en fonction des paramètres d'estimation de canal.157	
5.19	Fonction de corrélation obtenue lors de la recherche du SFD.	158
5.20	Taux d'erreur paquet en fonction du rapport signal à bruit, avec détail des erreurs dues à la synchronisation.	159

TABLE DES FIGURES

Liste des tableaux

1.1	Pertes de puissances dues à la forme de l'impulsion, par rapport à la puissance disponible dans le masque (ML).	25
1.2	Principales sources d'interférences pour les systèmes UWB	32
2.1	Paramètres caractéristiques des modèles de canaux IEEE 802.15.3a	49
2.2	Paramètres des modèles de canaux IEEE 802.15.4a	51
2.3	Paramètres pour le modèle numérique de μ_ϵ	67
3.1	Performances des récepteurs PRAKE et SRAKE pour les canaux IEEE 802.15.3a	83
3.2	Temps d'intégration optimal pour différents modèles de canaux.	93
3.3	Bilan de liaison et compromis « débit-portée ».	115
4.1	Les différentes normes IEEE 802.15	123
4.2	Différentes bandes de fréquences de la norme IEEE 802.15.4a	128
4.3	Débits de la norme 802.15.4a	133

LISTE DES TABLEAUX

Abréviations et Notations

Pour des raisons de lisibilité, la signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent rappelée qu'à sa première apparition dans le texte d'un chapitre. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé. Si elle a un sens, une traduction est donnée.

ADC	Analog to Digital Converter	Convertisseur Analogique Numérique
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Bruit Blanc Gaussien Additif
BER	Bit Error Rate	Taux d'Erreur Binaire
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Modulation de phase binaire
BW	Bandwidth	largeur de bande
CFD	Cumulative Density Function	Densité de probabilité cumulée
CEPT		Conférence Européenne des Postes et Télégraphe
DAA	Detect And Avoid	Détection et évitement
DBPSK	Differential BPSK	Modulation différentielle de phase binaire
DSE	Energy Spectral Density	Densité Spectrale d'Énergie
DSP	Power Spectral Density	Densité Spectrale de Puissance
ECC	European Communications Commission	
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
FCC	Federal Communications Commission	

Abréviations et Notations

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	
ISI	Inter Symbol Interference	Interférence Entre Symboles
ISM		bandes Industrielles, Scientifiques et Médicales
ITU	International Telecommunications Union	
LDC	Low Duty Cycle	Faible rapport cyclique
LNA	Low Noise Amplifier	Amplificateur faible bruit
LOS	Line of Sight	Visibilité directe
MAC	Medium Access Control	Contrôle d'accès au médium
MBOA	Multi Band OFDM Alliance	
NLOS	Non Line of Sight	Non visibilité directe
OFDM	Orthogonal Frequency Division Modulation	
OOK	On Off Keying	Modulation «tout ou rien»
PAR	Pic to Average Ratio	Rapport pic sur moyenne
PHY	Physical Layer	Couche physique
PL	Path Loss	Pertes dues à la propagation
PRF	Pulse Repetition Frequency	Fréquence de répétition des impulsions
PRP	Pulse Repetition Period	Période de répétition des impulsions
PPM	Pulse Position Modulation	Modulation de la position de l'impulsion
RBW	Resolution Bandwidth	Bande de résolution
RMS	Root Mean Square	Moyenne quadratique, ou valeur efficace
RF	Radio Frequency	Radio fréquence
SFD	Start of Frame Delimiter	Délimiteur de début de trame
SIR	Signal to Interferer Ratio	Rapport signal sur brouilleur
SSF	Small Scale Fading	Évanouissement à petite échelle

Abréviations et Notations

TDMA	Time Division Multiple Access	Accès multiple par division du temps
TR	Transmitted Reference (modulation)	Modulation par transmission de référence
UWB	Ultra-WideBand	Ultra large bande

Introduction

L'arrivée sur le marché grand public des premiers équipements très haut débit utilisant les signaux à bande ultra large (UWB¹) est annoncée outre-Atlantique depuis le milieu de l'année 2006. Cette technologie UWB, apparue dans le monde des communications sans fil à la fin des années 80, connaît actuellement un essor spectaculaire, tant au sein du monde académique, que chez les industriels. En effet, les défis technologiques à relever associés au puissant potentiel applicatif lui ouvrent un avenir très prometteur.

En parallèle d'un aspect très haut débit, les caractéristiques intrinsèques des signaux UWB telles que la faible puissance émise ou l'aptitude naturelle à la localisation ouvrent une voie innovante en direction des systèmes de communication contraints à une très faible consommation électrique. Les prochaines générations de capteurs intelligents utilisant l'UWB verront le jour dans le courant de l'année 2008.

Les objectifs de ce chapitre introductif sont de rappeler, dans un premier temps, l'histoire de ces technologies UWB, de présenter le contexte dans lequel se placent les travaux de thèse, ainsi que d'exposer le plan choisi pour le manuscrit.

¹de l'anglais Ultra WideBand.

UWB : Motivations et contexte historique

Depuis près de deux siècles, les télécommunications ont eu un rôle majeur dans l'évolution de nos sociétés. Du simple télégraphe de Morse en 1837 à l'internet mobile se déployant à grands pas tant dans les métropoles que dans les campagnes, une multitude d'applications est née de l'évolution de ces technologies de l'information et de la communication, transformant profondément la vie des utilisateurs en leur donnant un accès de plus en plus rapide à de plus en plus d'information.

En revanche, contrairement aux systèmes filaires dont la capacité peut être aisément ajustée par la quantité des infrastructures, les systèmes de télécommunication sans fil doivent partager une seule et même ressource : le spectre radiofréquence (RF). Du service de radio diffusion aux systèmes RADAR, en passant par les innombrables GSM, GPRS, UMTS, Wifi, Bluetooth, Zigbee, WiMax et autres systèmes sans fil, qu'ils soient terrestres ou par satellite, les systèmes radio nécessitent, pour cohabiter, une gestion extrêmement rigoureuse du spectre, associée à une optimisation de son utilisation ([ERO, 2004], [FCC, 2005]). Ainsi, peu après la naissance du télégraphe sans fil (Marconi, 1896), le premier brevet permettant à plusieurs stations d'émettre simultanément sur des longueurs d'ondes différentes et sans interférences fut déposé par Marconi en 1900. Cette notion de fréquence porteuse inspira Fessenden qui, en 1906, eut l'idée de superposer les ondes acoustiques à une porteuse radio, créant ainsi la radiophonie par modulation d'amplitude. L'engouement suscité par la téléphonie sans fil (TSF) entraîna une fabuleuse multiplication des émetteurs, destinés tant à la recherche qu'aux applications civiles et militaires. Afin de faire un peu d'ordre dans l'utilisation du spectre radiofréquence, une convention fut signée dès 1906 entre 27 pays [IWTC, 1906], et les premières instances de régulation ([US.Government, 1912]) furent créées peu après, instaurant la notion de licence d'utilisation accordée à une plage de fréquence.

La découverte de la lampe triode par L. de Forest en 1907, a permis, grâce à ses propriétés d'amplification et d'oscillation, la mise en oeuvre des montages de type super-hétérodyne (1919). En 1933, E.H. Armstrong ([Armstrong, 1936]) inventa la modulation de fréquence, montrant que l'utilisation d'une bande plus large que la bande minimale requise, permet une réduction considérable des interférences et des distorsions subies par les modulations d'amplitudes. Ce phénomène fut validé par les travaux de Shannon sur la théorie de l'information et des communications ([Shannon, 1948]) et le calcul de la capacité C du canal à bruit blanc additif Gaussien (théorème de Shannon-Hartley, ou *borne de Shannon*) :

$$C = BW \times \log_2(1 + SNR).$$

Ce résultat mit en évidence que les débits obtenus jusque-là étaient largement inférieurs à

cette limite, montrant d'une part l'inefficacité des modulations d'amplitude et de fréquence, et d'autre part l'intérêt d'étudier les techniques d'étalement de spectre (largement utilisées de nos jours). En effet, la capacité (débit d'information maximal transmissible de façon quasi-fiable) étant proportionnelle à la bande BW du signal, mais seulement au logarithme du rapport signal à bruit SNR , à puissance équivalente, il est bien plus efficace d'augmenter la bande du signal transmis plutôt que sa densité spectrale de puissance.

Dès le début des années 60, les progrès dans le domaine de l'électronique, et plus particulièrement le développement des oscilloscopes numériques (Hewlett-Packard, 1962), permirent d'étudier les signaux électromagnétiques dans le domaine temporel ([Barrett, 2000]). Bien que le but initial était de caractériser la réponse impulsionnelle de certains composants micro-ondes, le transfert des techniques de génération d'impulsions électromagnétiques [Ross, 1963] vers les structures rayonnantes entraîna rapidement la découverte de nombreuses applications, notamment dans les domaines du RADAR pénétrant (première réalisation par R.N. Morey, 1974) et des communications [Harmuth, 1968]. Le premier brevet sur un système global de communication à base de signaux UWB [Ross, 1973] peut être vu comme le départ d'un intensif effort de recherche, soutenu par plusieurs programmes gouvernementaux, tant aux États-Unis qu'en Europe, URSS et même en Chine. Ainsi, la communauté passa des quelques pionniers du début des années 70 à plus de 100 laboratoires et industriels présents lors du premier congrès consacré à ce sujet en 1988.

Les avancées réalisées dans le domaine de la micro-électronique laissant espérer l'implémentation des composants dans des circuits intégrés à faible coût, accentuèrent l'intérêt pour les technologies UWB dans les réseaux de communication sans fil, de surcroît en plein essor. Ainsi en 1998, la FCC² initia un processus de réglementation pour ouvrir une bande de fréquence pour ces systèmes, avec un premier rapport en février 2002 [FCC, 2002], autorisant les communications UWB dans la bande comprise entre 3.1 et 10.6 GHz. En Europe, la CEPT³ lança en 2001 des études sur le sujet, et mis en place un groupe de travail (ECC-TG3) en 2004 pour donner un cadre réglementaire à l'UWB en Europe. Une première décision partielle fut prise en mars 2006.

²Federal Communication Commission – Organisme de régulation aux États-Unis

³Conférence Européenne des Administration des Postes et des Télécommunications

Contexte des travaux de thèse

Le CEA est un organisme public de recherche, et compte environ 15 000 personnes, réparties dans cinq grandes directions : énergie nucléaire (DEN), applications militaires (DAM), sciences du vivant (DSV), sciences de la matière (DSM) et recherche technologique (DRT).

Le Laboratoire d'Électronique et des Technologies de l'Information (LETI) est l'un des trois laboratoires de recherche de la DRT. Composé d'environ 900 permanents, ses activités s'étendent à tous les domaines liés à l'électronique. Sa vocation initiale étant l'instrumentation nucléaire, le LETI a su tirer profit des avancées technologiques dans le domaine militaire pour élargir son champ d'application. Ses activités sont désormais orientées vers la micro-électronique, l'instrumentation médicale et les biotechnologies, les microsystèmes et systèmes communicants, les technologies de l'information. Depuis l'année 2006, différents programmes du LETI s'inscrivent dans le nouveau pôle d'innovation Minatec, en partenariat avec des industriels et des universitaires.

C'est dans ce contexte d'élargissement que depuis le milieu des années 70, une solide expertise a été acquise dans le domaine des communications sans fil. L'activité UWB au CEA-LETI a démarré autour des systèmes haut débit au début de l'année 2001, lorsque que les instances européennes de régulation ont constitué un groupe de travail sur le sujet. L'équipe UWB est composée d'une vingtaine de personnes adressant divers aspects, de la conception des circuits et des antennes, à l'étude des protocoles de localisation ou de codage de type MIMO.

Le début des travaux de thèse présentés dans ce rapport coïncident avec le démarrage de l'activité UWB bas débit au LETI, en 2003. L'objectif est de définir une architecture de récepteur respectant les critères de faible complexité et faible consommation électrique, compatible avec le standard en cours d'élaboration, et permettant de mettre en oeuvre ultérieurement des protocoles de localisation.

Pour cela, plusieurs études «système» ont été menées afin de mieux connaître les propriétés spectrales des signaux UWB, les caractéristiques du canal de propagation ou d'étudier la performance et la complexité des différentes architectures de réception. Pendant toute leur durée, les travaux de thèse se sont inscrits dans un cadre proche du développement du standard IEEE 802.15.4a, et plusieurs contributions techniques furent proposées au groupe de normalisation afin d'agir sur la définition de la couche physique. Un autre aspect des travaux a consisté à élaborer un récepteur UWB en collaboration avec des équipes de concepteurs et à développer des algorithmes dédiés, notamment dans le domaine de la synchronisation. La solution trouvée, basée sur les résultats des études «système», est en cours de réalisation et devrait être prochainement implémentée dans une plateforme de démonstration.

Plan du manuscrit

Le document est organisé en cinq chapitres. Le premier introduit les signaux UWB en se basant sur les définitions issues des réglementations européenne et américaine. Un modèle d'impulsion compatible est aussi développé d'après les paramètres clés du système. La fin du chapitre est consacrée à la mesure de puissance et aux propriétés spectrales de ces trains d'impulsions.

Le deuxième chapitre a pour objectif de dresser le bilan de liaison, par l'intermédiaire d'une étude et de la caractérisation du canal de propagation. Les différents modèles développés spécifiquement pour l'UWB sont analysés et des études statistiques sur le *small scale fading*, la répartition des amplitudes, et la distribution des énergies sont menées.

Le troisième chapitre est consacré à la performance des différentes solutions usuellement rencontrées pour les récepteurs UWB. Les probabilités d'erreur des principaux schémas de modulation sont calculées en prenant en compte les modèles statistiques développés au chapitre 2. La complexité est évaluée pour chaque cas. La portée des dispositifs est calculée et les critères retenus pour le choix du récepteur sont décrits. À l'issue de ce chapitre, l'orientation vers une solution non cohérente de type détection d'énergie est clairement prise.

Dans le quatrième chapitre, les points clés de la norme IEEE 802.15.4a concernant la couche physique UWB sont décrits. N'ayant pas pour but de plagier le document institutionnel, ce chapitre reprend les éléments importants pris en compte pour l'élaboration de la solution retenue par le LETI. Les différentes contributions effectuées au groupe de normalisation pendant la thèse sont aussi présentées.

Enfin, le cinquième chapitre décrit l'architecture de réception développée. Les performances du système et améliorations possibles constituent la première partie du chapitre. La suite est consacrée aux algorithmes développés autour de la synchronisation.

Chacun des chapitres est clos par une présentation des contributions scientifiques réalisées, et les perspectives sont données dans la conclusion générale.



Chapitre 1

Signaux UWB

Sommaire

1.1 Définitions	8
1.1.1 Règles de la FCC	8
1.1.2 Réglementation en Europe	11
1.2 Rappels sur les mesures de puissance	14
1.2.1 Rappel sur l'Analyseur de Spectre	14
1.2.2 Puissance moyenne	14
1.2.3 Puissance de pic	16
1.3 Solutions pour les Signaux UWB	17
1.4 Impulsions UWB	18
1.4.1 Impulsion gaussienne	18
1.4.2 Impulsions de type cosinus surélevé	22
1.4.3 Compatibilité du modèle proposé	23
1.5 Mesure de la puissance d'un signal UWB	26
1.5.1 Impulsions non codées	26
1.5.2 Impulsions codées	29
1.5.3 <i>Bursts</i> d'impulsions	30
1.6 Interférences	32
1.7 Conclusion	33

Ce chapitre de définitions est consacré à l'étude des signaux UWB. En effet, la parfaite maîtrise des concepts mis en oeuvre est fondamentale pour l'étude et la conception d'un système de télécommunications. Pour cela, une lecture approfondie des grandeurs et contraintes définies par les organes de régulation est nécessaire. Ensuite, en se basant sur les caractéristiques de l'analyseur de spectre, les principaux paramètres du système sont introduits dans le calcul analytique de la puissance émise. Enfin, plusieurs modèles d'impulsions UWB sont proposés.

1.1 Définitions

1.1.1 Règles de la FCC

Depuis 2002, la loi américaine ([US.Government, 2005], articles 15.501 à 15.525) intègre les systèmes UWB conformément aux recommandations de la FCC [FCC, 2002]. Elle définit la largeur de bande des signaux, les différents types d'applications UWB ainsi que la puissance maximale autorisée pour chaque application.

1.1.1.1 Bandes de fréquence

La bande BW du signal est définie entre les points fréquentiels qui sont à $-10dB$ du maximum émis. La fréquence correspondant à la limite inférieure (*resp.* supérieure) est notée f_L (*resp.* f_H) et la fréquence à laquelle le maximum est émis est notée f_M .

La fréquence centrale f_C et la bande relative B_{frac} sont définies comme :

$$f_C = \frac{f_L + f_H}{2} \quad \text{et} \quad B_{frac} = 2 \times \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{BW}{f_C}.$$

Afin d'être considéré comme émetteur UWB, un dispositif doit rayonner des signaux RF ayant une bande relative B_{frac} minimale de 0.2 ou une largeur de bande BW supérieure ou égale à $500MHz$.

1.1.1.2 Différentes catégories de systèmes UWB

Comme nous l'avons vu en introduction, les signaux UWB présentent un intérêt pour plusieurs types d'applications, que ce soit pour leurs propriétés de pénétration dans les matériaux, leur aptitude à la localisation, ou encore pour la grande capacité du canal.

Chaque catégorie est décrite succinctement et les contraintes spécifiques lui étant appliquées sont rappelées. Le sujet de cette étude portant bien évidemment sur les systèmes de communication, ceux-ci seront plus amplement étudiés dans la partie suivante.

- **RADARs pénétrant le sol ou les murs**

Système de détection d'objets enfouis, ou de caractérisation des propriétés physiques du sol ou d'un mur (assez dense pour absorber toute l'énergie rayonnée). L'émission doit être émise au contact ou à moins d'un mètre du sol ou du mur et intentionnellement orientée en direction de celui-ci. La bande d'utilisation de ces RADARs doit être inférieure à 10.6GHz, et la durée d'émission inférieure à 10 secondes consécutives. Les limites sur la puissance d'émission sont semblables à celles des systèmes de communication (voir 1.1.1.3).

- **Systèmes d'imagerie à travers les murs**

Système d'imagerie servant à détecter la position ou le mouvement de personnes ou d'objets situés de l'autre côté d'un mur ou d'un plafond. La bande de ces systèmes doit être inférieure à 960MHz ou comprise entre 1.99 et 10.6GHz. Dans ce second cas, une licence d'utilisation est nécessaire.

- **Systèmes de surveillance**

Système établissant un champ RF stationnaire, permettant de détecter l'intrusion de personnes ou d'objets. Les systèmes de surveillance UWB doivent opérer entre 1.99 et 10.6GHz, et uniquement dans le cadre de licences d'utilisation restreinte.

- **Systèmes d'imagerie médicale**

Systèmes permettant la détection ou le mouvement d'objets à l'intérieur du corps d'une personne ou d'un animal. L'utilisation doit être faite sous la responsabilité d'un praticien autorisé, et ces systèmes doivent opérer entre 3.1 et 10.6GHz.

- **RADARs véhiculaires**

Systèmes de RADAR équipant les véhicules de transport terrestre. Ces appareils doivent émettre uniquement lorsque le véhicule est en fonctionnement, et dans la bande comprise entre 22 et 29GHz. De plus la fréquence f_M doit être supérieure à 24.075GHz.

- **Systèmes de communication**

Les systèmes de communication, étudiés plus en détail dans la partie suivante, sont divisés en deux catégories : les appareils de type *indoor* (intérieur), définis par le fait qu'ils nécessitent une infrastructure fixe (*e.g.* le secteur électrique) et les *hand held* (portatifs). Les principales différences entre ces deux catégories concernent le masque d'émission (figure 1.1) ainsi que quelques contraintes protocolaires.

La partie suivante rappelle de manière plus détaillée les différentes contraintes que doivent respecter les systèmes de communication UWB.

1.1.1.3 Systèmes de communication UWB

Il est important de rappeler, avant d'aborder les limitations sur la puissance d'émission, que la fréquence f_M à laquelle le maximum est rayonné doit être contenue dans la bande UWB

(article 15.521(e)), qui est située, pour les systèmes de communication UWB, entre 3.1GHz et 10.6GHz (articles 15.517(2b) et 15.519(2b)). Ainsi, toutes les émissions en dehors de cette bande doivent être non intentionnelles. Ceci exclut donc, contrairement à ce qui a été proposé dans différents cadres, d'utiliser les fréquences inférieures à 960MHz pour les communications.

- **Puissance moyenne**

Dans la bande UWB, la puissance EIRP¹ moyenne est limitée à -41.3dBm dans une bande de résolution RBW de 1MHz (voir 1.2.2). En dehors de cette bande, deux masques doivent être appliqués, l'un pour les systèmes *indoor*, l'autre pour les systèmes *hand-held* (voir figure 1.1).

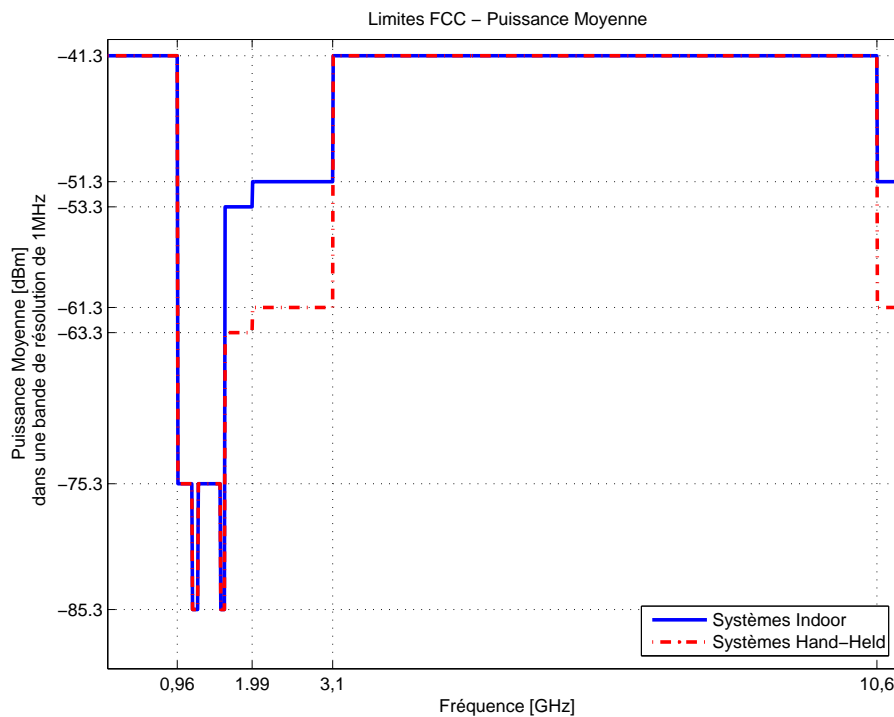


FIG. 1.1 – FCC : Limites de puissance moyenne (EIRP) pour les systèmes de communication UWB, *indoor* et *hand-held*

- **Puissance de pic**

La puissance EIRP de pic est limitée à 0dBm dans une bande de résolution de 50MHz autour de la fréquence f_M à laquelle le maximum est rayonné. Conformément à l'article 15.521(g), une autre bande de résolution RBW , supérieure à 3MHz, peut être utilisée. La limite pic devient alors $20 \times \log_{10} \left(\frac{RBW|_{MHz}}{50} \right) dBm$.

- **Autres contraintes**

Les systèmes *indoor* doivent émettre uniquement en direction d'un récepteur associé, et ne doivent pas être intentionnellement orientés vers l'extérieur des bâtiments.

¹ *Effective Isotropic Radiated Power* ou Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente. La puissance EIRP peut être obtenue directement en dBm en retranchant 95.2 à la valeur du champ à 3m en dBm/ μV

Les systèmes de communication portatifs peuvent opérer tant à l'intérieur qu'à l'extérieur des bâtiments, mais ne doivent pas émettre plus de 10 secondes consécutives sans avoir reçu un acquittement de la part du destinataire des données.

Dans tous les cas, l'utilisation d'infrastructures extérieures telles que des antennes fixes (*e.g.* station de base) est interdite.

1.1.2 Réglementation en Europe

En Europe, la CEPT² a été mandatée en 2001 par la commission européenne afin de définir les recommandations nécessaires à l'intégration des systèmes UWB dans le paysage RF existant. Ainsi, le groupe de travail TG3 de la commission pour l'électronique et les communications (ECC) a été constitué en 2004. Il s'appuie non seulement sur les instances de standardisation internationales telles que l'ETSI ou l'ITU, mais aussi sur les différents acteurs industriels et académiques concernés. Au sein de l'ETSI, le groupe de travail ERM TG31a est chargé de définir la norme européenne EN 302 065 [ETSI, 2005] pour les systèmes de télécommunication et la norme EN 302 066 pour les radars pénétrants UWB.

Le groupe de travail a souligné dans un premier rapport [CEPT, 2005] le problème réglementaire lié à la densité des émetteurs. Il met en évidence que si plusieurs centaines d'appareils émettent en même temps, l'interférence causée peut être extrêmement nocive pour les systèmes de radiocommunication déjà présents dans les bandes de fréquences concernées. Ce rapport propose donc plusieurs moyens de protection, comme adopter des limites de puissance (moyenne et pic) différentes et ajouter au niveau système des techniques de réduction d'émission. Une première décision [CEPT, 2006] a été prise dans ce sens en mars 2006.

1.1.2.1 Limites en Puissance

Les masques de limitation en puissance imposés par le TG3 sont représentés sur la figure 1.2 en ce qui concerne la puissance moyenne et sur la figure 1.3 pour la puissance de pic. Il est à noter qu'une décision ultérieure doit être prise en ce qui concerne la bande de fréquence comprise entre 3.1 et 4.8GHz, qui pourrait être autorisée sous réserve de techniques de réduction efficaces.

La puissance de pic peut être, comme proposé par la FCC, mesurée dans une bande de résolution de 3MHz, la limite devenant -24.4dBm autour de la fréquence f_M à laquelle le maximum de puissance est rayonné.

Ces masques sont beaucoup plus sévères que les limitations imposées par la FCC. En effet, selon la décision de mars 2006, la bande autorisée pour les systèmes UWB est maintenant située

²Conférence Européenne pour les Postes et Télécommunications

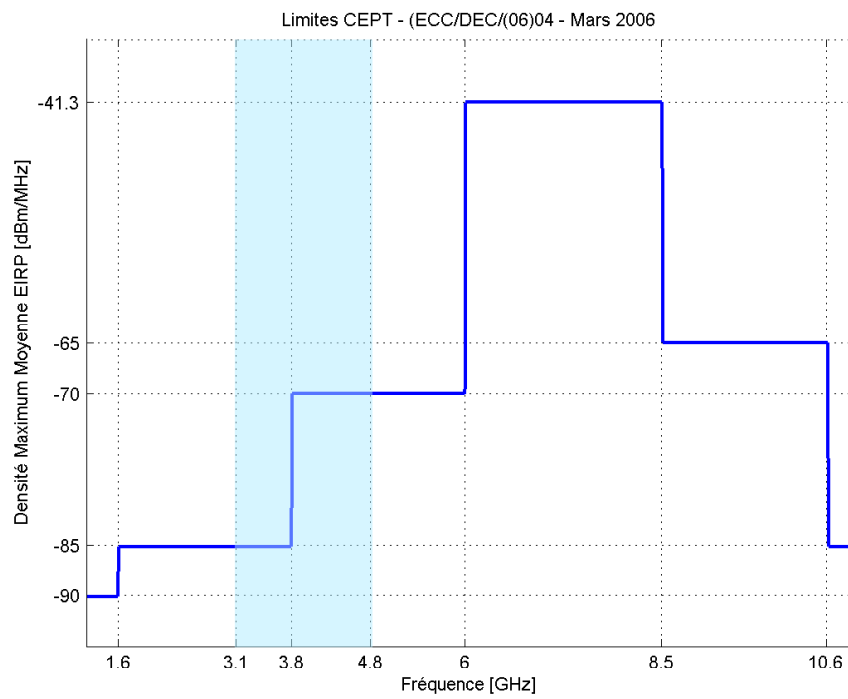


FIG. 1.2 – CEPT : Limites de puissance moyenne (EIRP) pour les systèmes de communication

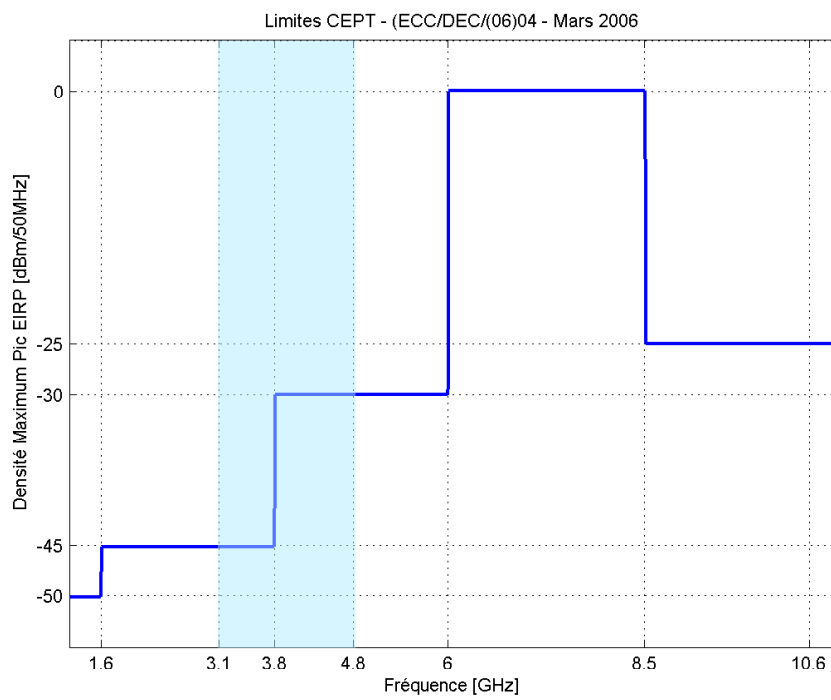


FIG. 1.3 – CEPT : Limites de puissance pic (EIRP)

entre 6 et 8.5GHz, ce qui nous pénalise sur plusieurs aspects :

- **Propagation** : La portée est diminuée, car l'atténuation est plus forte pour les fréquences élevées.
- **Technologie** : Les technologies bas coût actuelles (CMOS 130nm) limitant la fréquence d'utilisation de certains composants (convertisseurs notamment), la majorité des systèmes actuels a été conçue pour fonctionner jusqu'à 5GHz car au-delà, la fréquence maximale des transistors coupe la dynamique des signaux (*cf.* [Joseph *et al.*, 2005] ou [ITRS, 2005]). Ainsi, travailler dans la bande définie par la CEPT implique de concevoir de nouveaux circuits avec des technologies plus avancées (CMOS 90nm, voire CMOS 65nm).
- **Filtrage hors bande** : La protection des fréquences adjacentes (limites à environ -30dB, *cf.* figures 1.2 et 1.3) implique de fortement limiter les émissions hors de la bande utile, et donc d'ajouter de fortes contraintes supplémentaires en termes de filtrage sur l'émetteur.

1.1.2.2 Techniques de réduction

Afin de prendre en compte l'agglomération des rayonnements émis par les systèmes UWB, une première technique de réduction basée sur des principes de radio cognitive [Mitola, 1995] a été proposée : la détection et l'évitement (DAA³). Le principe repose sur le fait qu'un émetteur doit dans un premier temps écouter son environnement et se donner une estimation de la puissance rayonnée dans la bande désirée. Si la puissance est supérieure à un seuil prédéfini, alors l'appareil n'aura pas le droit d'émettre dans cette bande, car cela risquerait de porter préjudice aux systèmes déjà en place.

Une deuxième technique particulièrement appropriée aux systèmes bas débit est basée sur un évitement statistique : le faible rapport cyclique (LDC⁴). Il s'agit d'instaurer des protocoles de communication où chaque appareil n'est autorisé à émettre qu'une très faible fraction du temps (de l'ordre de 1/1000). Ainsi, un grand nombre d'appareils peuvent émettre, de manière non simultanée, limitant ainsi la puissance globale rayonnée.

Après évaluation, l'efficacité démontrée de ces deux techniques a permis d'ouvrir l'utilisation d'une bande UWB en dessous de 4.8GHz (*cf.* zone en bleu sur les figures 1.2 et 1.3).

³*Detect And Avoid*

⁴*Low Duty Cycle*

1.2 Rappels sur les mesures de puissance

Maintenant que les définitions et plus particulièrement les limites de puissance ont été énoncées, il est nécessaire, pour les prendre en compte, d'étudier la manière dont la puissance doit être mesurée.

Pour cela, des recommandations concernant les mesures de puissance ont été proposées dans [FCC, 2002] pour les US et dans [ETSI, 2005] pour l'Europe. Cette partie rappelle le fonctionnement de l'analyseur de spectre afin de pouvoir formuler analytiquement l'expression des puissances moyenne et pic.

1.2.1 Rappel sur l'Analyseur de Spectre

Le schéma de principe d'un analyseur de spectre est rappelé sur la figure 1.4. Le signal entrant est ramené autour d'une fréquence intermédiaire f_0 , variable, puis filtré dans un filtre passe-bande de largeur RBW , avant d'être redressé. Ainsi, la densité spectrale de puissance est construite *pas à pas* en incrémentant la valeur de la fréquence f_0 [Agilent, 2004].

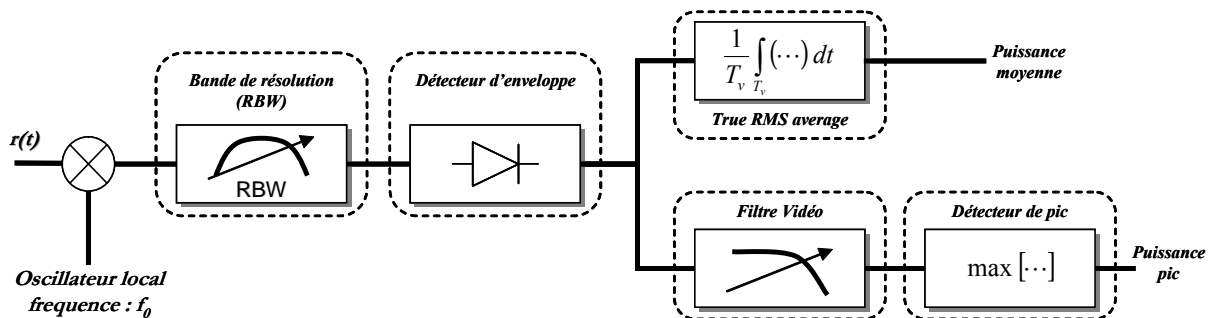


FIG. 1.4 – Schéma fonctionnel d'un analyseur de spectre

Il existe plusieurs manières de mesurer la puissance, avec différents modes de détection. Pour la mesure de la puissance moyenne, la FCC recommande d'utiliser un détecteur de type *true RMS* (moyenne de la puissance), une bande de résolution RBW de 1MHz et un temps d'intégration vidéo T_v inférieur à 1ms. En ce qui concerne la puissance pic, un détecteur de maximum (*maximum hold-trace mode*) doit être utilisé, avec une bande de résolution de 50MHz et une fréquence vidéo au moins égale à la bande de résolution.

1.2.2 Puissance moyenne

1.2.2.1 Expression analytique

Selon le schéma de l'analyseur de spectre (*cf.* figure 1.4), la puissance moyenne P_a mesurée peut s'écrire sous la forme :

$$P_a(f_0) = \frac{1}{T_v} \int_{T_v} |\tilde{s}(t)|^2 dt = \frac{1}{T_v} \int_{-\infty}^{+\infty} |\tilde{s}(t) \times \Pi_{T_v}(t)|^2 dt \quad (1.1)$$

où $\tilde{s}(t)$ représente le signal d'entrée $s(t)$ filtré par le filtre passe-bande de résolution *RBW* centré autour de la fréquence f_0 , et $\Pi_{T_v}(t)$ la fenêtre temporelle d'intégration.

Si l'on considère que le filtre passe-bande de résolution *RBW* est un filtre idéal, et que l'on introduit dans (1.1) le théorème de Plancherel, la puissance moyenne mesurée peut être écrite sous la forme :

$$P_a(f_0) = \frac{1}{T_v} \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} |S(f) * T_v \sin_c(T_v f)|^2 df, \quad (1.2)$$

où $S(f)$ est la transformée de Fourier du signal d'entrée $s(t)$.

Comme $1/T_v \ll RBW$, on peut introduire l'approximation :

$$\int_{RBW} \sin_c(T_v f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \sin_c(T_v f) df = 1/T_v$$

Après quelques simplifications, on obtient l'expression de la puissance moyenne mesurée,

$$P_a(f_0) = \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} \Gamma_s(f) df \quad (1.3)$$

avec $\Gamma_s(f)$ la densité spectrale de puissance monolatérale du signal reçu, calculée sur un temps T_v .

Selon cette dernière expression, la puissance moyenne mesurée $P_a(f_0)$ est aussi la densité spectrale de puissance intégrée dans une bande de largeur *RBW*. Ainsi, les limites imposées par la FCC (puissance intégrée dans une bande résolution de 1MHz) et la CEPT (limitation sur la densité spectrale de puissance en [dBm/MHz]) sont équivalentes.

1.2.2.2 Proposition d'algorithmes

Afin de simuler un analyseur de spectre dans un logiciel de calcul numérique, deux possibilités ont été étudiées et mises en oeuvre.

- Il est possible de reproduire exactement le schéma de fonctionnement de l'analyseur de spectre : génération d'un filtre passe bande de largeur *RBW* et centré sur f_0 , et moyennage de la puissance sur un temps d'intégration T_v . La puissance est ainsi mesurée pour différentes valeurs de f_0 . Cet algorithme est simple de réalisation, mais il est loin d'être optimal, car il est très coûteux en temps de calcul, avec de nombreuses opérations de

filtrage nécessaires, et il requiert un grand nombre d'itérations pour avoir une résolution fréquentielle fine.

- Une solution beaucoup plus efficace au niveau temps de calcul découle de l'expression de la puissance en (1.2). Il suffit de calculer la densité spectrale de puissance du signal tronqué sur un temps T_v , puis d'effectuer une moyenne glissante avec une fenêtre fréquentielle de largeur RBW .

1.2.3 Puissance de pic

Selon le schéma de l'analyseur de la figure 1.4, la puissance pic peut s'écrire comme :

$$P_p = \max_t \left[|\tilde{s}(t)|^2 * v(t) \right] \quad (1.4)$$

où $\tilde{s}(t)$ représente le signal filtré par un filtre passe bande de largeur RBW (typiquement 50MHz) et centré autour de f_M , la fréquence à laquelle le maximum est émis, et $v(t)$ la réponse impulsionnelle du filtre de résolution vidéo.

La mesure de puissance à l'aide d'un outil de simulation numérique peut être effectuée par un algorithme simple :

- Rechercher la fréquence à laquelle le maximum est émis.
- Filtrer le signal par un filtre passe-bande de largeur RBW et centré autour de f_M , le redresser et le filtrer par un filtre passe-bas (bande vidéo).
- Garder uniquement le maximum afin d'émuler le mode *maximum-hold trace*.

1.3 Solutions pour les Signaux UWB

Une fois rappelées les définitions des organes de réglementation et les moyens d'effectuer les mesures de puissances, nous allons nous intéresser aux différents types de signaux compatibles rencontrés dans le monde de l'UWB. En effet, ni la FCC ni la CEPT n'imposent la forme d'onde à utiliser, et plusieurs voies ont été explorées.

Une première manière d'opérer, venant naturellement à l'esprit, consiste à employer une modulation de fréquence classique en élargissant la bande de modulation jusqu'à rentrer dans les définitions des signaux UWB ($B_{frac} > 0.2$ ou $BW \geq 500MHz$). On parle alors de UWB-FM [Gerrits *et al.*, 2005]. Ce procédé est relativement complexe à mettre en oeuvre, tant pour la conception de mixers UWB avec une très grande dynamique que pour la précision requise au niveau des synthèses de fréquences.

Une deuxième solution, très répandue dans le contexte haut débit, est l'approche multibande avec une modulation de type OFDM⁵. Cette méthode, qui reprend des techniques classiques d'étalement de spectre, consiste à diviser la bande UWB en plusieurs sous-bandes et à coder les symboles en fonction des sous-porteuses utilisées. Les architectures de type OFDM (IQ) ne sont pas réputées pour leur sobriété en termes de consommation et complexité, et ne s'adaptent donc pas au contexte bas débit. Un standard a été créé au sein de l'ECMA⁶ en décembre 2005 [ECMA, 2005] par l'alliance MBOA⁷, renommée *WiMedia Alliance* [Wimedia, 2006].

Enfin, la dernière solution classique rencontrée pour générer des signaux UWB est l'approche impulsionnelle. Le principe consiste à transmettre des impulsions courtes présentant une réponse fréquentielle naturellement large bande. La durée de l'impulsion permet d'ajuster la largeur de bande, et son amplitude la puissance transmise. Plusieurs modulations peuvent être mises en oeuvre, telles que la modulation d'amplitude, de phase ou encore de position. C'est dans ce cadre que s'inscrivent les travaux de thèse, car ce type d'approche est très favorable au contexte bas débit. En effet, les impulsions sont transmises (et donc reçues) de manière sporadique, ce qui permet d'envisager un grand nombre de moyens pour réduire la consommation des transpondeurs. De plus, le signal reçu est directement la réponse impulsionnelle du canal qui peut alors être utilisée de manière à retrouver le premier trajet reçu, trajet qui donne la meilleure estimation du temps de vol entre émetteur et récepteur ([Denis, 2005]), ce qui est favorable dans le contexte localisation. Un grand nombre de défis sont à relever au niveau technologique pour parvenir à traiter ces signaux.

Dans la partie suivante, nous allons nous intéresser en détail à la construction d'un modèle d'impulsion développé dans le cadre des travaux de thèse.

⁵ *Orthogonal Frequency Division Modulation*

⁶ *European Computer Manufacturers Association* - www.ecma-international.org

⁷ *Multi-Band OFDM Alliance*

1.4 Impulsions UWB

On trouve dans la littérature un grand nombre de formes d'impulsion large bande, telles que le monocycle gaussien, ses dérivées successives, ou encore les impulsions de Nyquist et variantes basées sur des sinus cardinaux fenêtrés [Beaulieu *et al.*, 2001]. Un modèle d'impulsion de type gaussien a été développé afin de pouvoir introduire les paramètres systèmes clés dans le calcul de l'amplitude ou de la largeur temporelle.

Le groupe de standardisation IEEE 802.15.4a a choisi comme modèle une impulsion dont le spectre est en racine de cosinus surélevé. Ces développements ont alors été repris afin de refléter ce changement.

1.4.1 Impulsion gaussienne

1.4.1.1 Expressions analytiques

Le principe de cette impulsion est de conserver l'allure gaussienne tant dans le domaine temporel que dans sa représentation fréquentielle. L'expression d'une telle impulsion $p(t)$ peut s'écrire sous la forme

$$p(t) = A \times e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \times \cos(2 \pi f_c t) \quad (1.5)$$

avec A l'amplitude de l'impulsion, f_c la fréquence centrale, et τ la largeur temporelle de la gaussienne, inversement proportionnelle à la bande considérée.

En introduisant T_p la période moyenne de répétition (PRP⁸) de l'impulsion, la densité spectrale de puissance monolatérale $\Gamma_p(f)$ de $p(t)$, définie pour $f \in [0; +\infty[$, peut s'écrire comme :

$$\Gamma_p(f) = 2 \times \frac{|P(f)|^2}{R T_p} = \frac{\pi (\tau A)^2}{2 R T_p} \times e^{-(\pi \tau \sqrt{2} (f-f_c)^2)} \quad (1.6)$$

avec $P(f)$ la transformée de Fourier de $p(t)$, et R l'impédance de l'antenne d'émission.

Soit Γ_m la valeur maximale de la densité spectrale de puissance exprimée en dBm/MHz (*e.g.* -41.3dBm/MHz). La valeur de τ dépend de la définition donnée à la bande BW . Définissons k tel que $\Gamma_p(f_c \pm \frac{BW}{2})|_{dBm/MHz} = \Gamma_m + k$ (*e.g.* -3dB, -10dB, ...). On peut alors exprimer τ comme

$$\tau = \frac{1}{\alpha BW \pi \sqrt{2}} \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{1}{2 \sqrt{-\ln\left(10^{\frac{k}{10}}\right)}} \quad (1.7)$$

⁸Pulse Repetition Periode

Sachant que $\Gamma_p(f_c)|_{dBm/MHz} = \Gamma_m$ (le maximum est émis à la fréquence centrale), la valeur de l'amplitude de l'impulsion peut être calculée avec (1.6), comme

$$A = \frac{\sqrt{2 R T_p 10^{\frac{\Gamma_m - 90}{10}}}}{\tau \sqrt{\pi}} \quad (1.8)$$

Ainsi la relation entre les paramètres systèmes (T_p , BW et Γ_m) et les paramètres de l'impulsion (A et τ) est parfaitement établie. Quelques exemples d'impulsions et les densités spectrales de puissances associées sont représentés sur la figure 1.5.

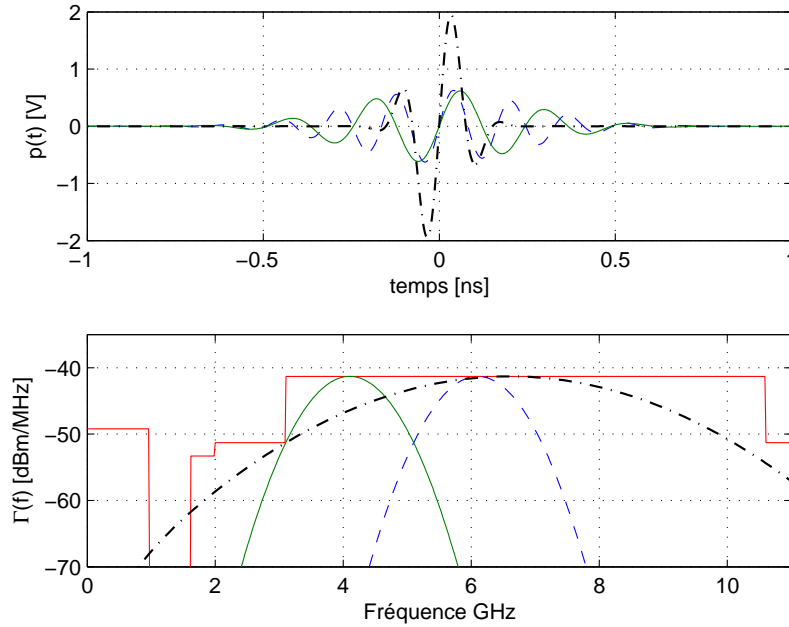


FIG. 1.5 – Exemple d'impulsions gaussiennes avec leur densité spectrale de puissance inscrite dans le masque de puissance moyenne de la FCC.

1.4.1.2 Puissance moyenne transmise

Par définition, la puissance moyenne transmise P_p est l'intégrale de la densité spectrale de puissance. Pour l'impulsion gaussienne, cette puissance peut être calculée en utilisant (1.6) et (1.7) comme :

$$P_p = \left[\int_0^{+\infty} \Gamma(f) df \right]_{dBm} = \Gamma_m + 10 \log_{10} (\alpha BW \sqrt{\pi}) \quad (1.9)$$

Si maintenant on considère le masque d'émission, la puissance moyenne autorisée dans une bande BW est simplement $P_{masque} = \Gamma_m + 10 \log_{10} (BW)$. En utilisant (1.9), on peut alors

calculer la perte ML^9 de puissance due à la forme Gaussienne du spectre de l'impulsion comme

$$ML = P_{masque} - P_p = 10 \log_{10} (\alpha \sqrt{\pi}) \quad (1.10)$$

A.N : Pour une bande définie à -10dB , cette perte est d'environ 2.34dB . En revanche, pour une bande définie à -3dB , la perte de puissance dans la bande est compensée par les émissions hors bande (gain de 0.28dB). Un tableau récapitulatif de ces pertes est proposé dans la partie 1.4.3.

Le calcul de cette perte est nécessaire afin de prendre en compte la forme spectrale de l'impulsion dans l'établissement du bilan de liaison. Ainsi la puissance transmise P_{T_X} peut s'écrire comme

$$P_{T_X} = \Gamma_m + 10 \log_{10} (BW|_{\text{MHz}}) - ML. \quad (1.11)$$

1.4.1.3 Puissance de pic transmise

Définie comme la puissance mesurée dans une bande RBW (typiquement 50MHz) autour de la fréquence f_M à laquelle le maximum est rayonné, la puissance de pic peut être considérée comme indépendante de la largeur de bande du signal qui est très supérieure à RBW dans le cas des signaux UWB. Des simulations ont été menées dans ce sens. En revanche, la puissance pic est fortement liée à la période moyenne de répétition des impulsions T_p . En effet, à puissance moyenne constante, plus cette période est grande et plus les impulsions sont énergétiques, ce qui équivaut à une puissance de pic supérieure.

A l'aide des outils développés pour la mesure de puissance dans la partie 1.2.3, la puissance pic est tracée en fonction de T_p sur la figure 1.6. On note que la PRP maximale est de l'ordre de $3\mu\text{s}$. Au delà, l'énergie concentrée dans l'impulsion est trop importante et la puissance pic dépasse la limite autorisée.

1.4.1.4 Amplitude de l'impulsion

L'amplitude maximale que l'on peut donner à l'impulsion est directement liée à la technologie utilisée dans la conception de l'émetteur. A titre d'exemple, la technologie CMOS-130ns (la plus utilisée actuellement) est limitée à une tension crête à crête de 1.2V . Cette tension peut aisément être doublée à l'aide de circuits résonnants simples, ainsi le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a a choisi de restreindre à environ 1.2V l'amplitude maximale des impulsions pour la couche physique UWB, la puissance transmise étant ajustée en générant des salves (*bursts*) d'impulsions rapprochées. Il est aussi intéressant de noter que l'on pourrait repousser cette li-

⁹Mask Loss

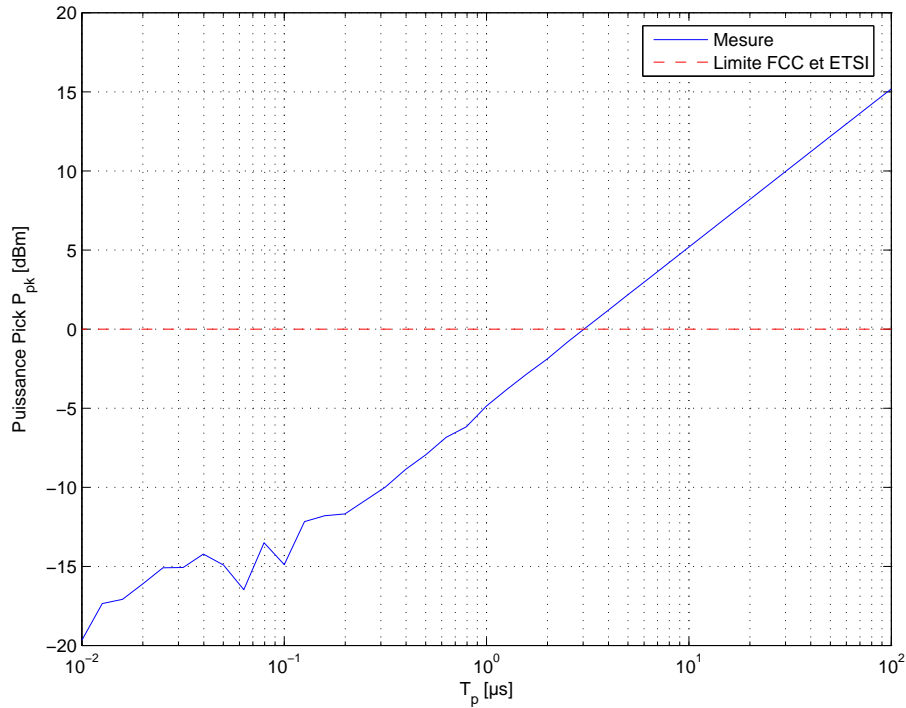


FIG. 1.6 – Puissance de pic transmise en fonction de la période moyenne de répétition des impulsions T_p , pour un signal dont le spectre est étalé de manière aléatoire. Résolution et Bande Vidéo de 50MHz

mite d'amplitude en ajoutant un transformateur (*balun*) derrière l'amplificateur de puissance de l'émetteur, moyennant des circuits d'adaptation adéquats et des pertes en termes de consommation et de bruit généré.

En utilisant (1.8), on peut tracer (*cf.* figure 1.7) l'amplitude A de l'impulsion gaussienne développée dans cette partie en fonction de la période moyenne de répétition des impulsions T_p pour différentes valeurs de la bande BW désirée. Afin de s'affranchir d'un degré de liberté peu significatif, la résistance R de l'antenne est fixée à 50Ω , impédance caractéristique couramment employée tant pour la conception des antennes que pour la mesure de puissance.

On voit sur la figure 1.7 qu'une amplitude limite de $1.2V$ correspond à une période moyenne de répétition de $0.35\mu\text{s}$ pour une impulsion de 500MHz de bande, soit une fréquence de répétition moyenne (PRF) minimale d'environ 3MHz . Afin de prendre un peu de marge, le groupe de standardisation IEEE 802.15.4a a adopté une PRF moyenne minimale d'environ 4MHz .

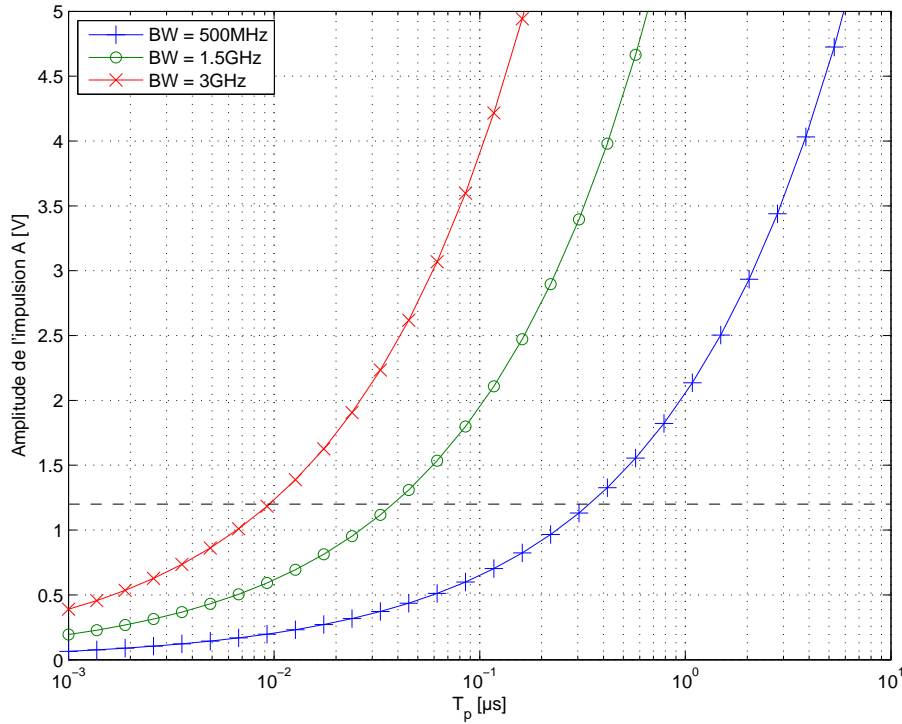


FIG. 1.7 – Amplitude de l’impulsion dans une impédance de référence de 50Ω , pour différentes valeurs de bande BW , définie à $k = -3\text{dB}$

1.4.2 Impulsions de type cosinus surélevé

1.4.2.1 Cosinus Surélevé

La forme de cette impulsion est calculée de manière à ce que son spectre en bande de base soit égal à :

- 1 pour $f < (1 - \alpha)\frac{BW}{2}$
- $\frac{1}{2}$ pour $f = \frac{BW}{2}$
- 0 pour $f > (1 + \alpha)\frac{BW}{2}$

Avec α le roll-off. Dans cette décroissance, le spectre suit une loi en cosinus surélevé (*Raised Cosine*, $1/2 + 1/2 \cos(\dots)$).

Une telle impulsion peut s’écrire sous la forme :

$$p(t) = A \frac{\text{sin}_c\left(\frac{t}{T}\right) \cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\alpha t}{T}\right)^2} \cos(2 \pi f_c t), \quad (1.12)$$

où $T = 1/BW$, et f_c la fréquence centrale.

De même que pour l’impulsion gaussienne, on peut exprimer l’amplitude A en fonction des principaux paramètres systèmes afin de respecter le masque d’émission de la FCC :

$$A = BW \sqrt{2 R T_p 10^{\frac{\Gamma_m - 90}{10}}}, \quad (1.13)$$

en gardant les mêmes notations que précédemment, T_p étant la période moyenne de répétition des impulsions, R l'impédance caractéristique de l'antenne et Γ_m la limite en puissance moyenne exprimée en [dBm/MHz].

1.4.2.2 Racine de cosinus surélevé

Cette impulsion est très proche de la précédente. La différence majeure est, comme son nom l'indique, que le spectre suit une loi en racine de cosinus surélevé (Root Raised Cosine), ce qui entraîne que la densité spectrale de puissance (proportionnelle au carré du module du spectre) suit une décroissance en cosinus surélevé. L'expression temporelle de cette impulsion peut s'écrire comme :

$$p(t) = \frac{A}{\frac{\pi(1-\alpha)}{4\alpha} + 1} \times \frac{\cos\left(\frac{(1+\alpha)\pi t}{T}\right) + \frac{T}{4\alpha t} \sin\left(\frac{(1-\alpha)\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{4\alpha t}{T}\right)^2} \times \cos(2\pi f_c), \quad (1.14)$$

et l'amplitude A permettant de respecter le masque d'émission peut s'écrire sous la forme :

$$A = \left(\frac{4\alpha}{\pi} + (1 - \alpha)\right) BW \sqrt{2 R T_p 10^{\frac{\Gamma_m - 90}{10}}}. \quad (1.15)$$

Il est tout de même important de noter la normalisation effectuée afin de faire tendre $p(t)$ vers A lorsque t tends vers 0. Ainsi A est directement l'amplitude en volts de l'impulsion, comme dans les cas précédents. On remarque aussi pour cette impulsion que la valeur du roll-off α influe directement sur l'amplitude.

1.4.3 Compatibilité du modèle proposé

1.4.3.1 Corrélation

Le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a n'impose pas une forme d'onde particulière. Toute impulsion $p(t)$ sera compatible si, en bande de base ($f_c = 0$), sa fonction d'intercorrélacion γ_{rp} avec une impulsion de référence $r(t)$ a un lobe principal supérieur ou égal à 0.8 pendant plus de 0.5ns et que tous les lobes secondaires sont inférieurs à 0.3. La fonction d'intercorrélacion (normalisée) est définie comme

$$\gamma_{rp}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{E_p E_r}} \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) p^*(t + \tau) dt,$$

où E_p et E_r représentent respectivement l'énergie de l'impulsion $p(t)$ et celle de $r(t)$. Dans le cas d'une impulsion complexe, seule la partie réelle de la fonction d'intercorrélation doit être considérée. La référence $r(t)$ adoptée est une impulsion de type racine de cosinus surélevé, avec un roll-off $\alpha = 0.6$.

Afin de s'assurer que le modèle développé est compatible avec le futur standard, la fonction d'intercorrélation $\gamma_{rp}(\tau)$ entre la référence et l'impulsion gaussienne est tracée sur la figure 1.8. On peut voir que le lobe principal est supérieur à 0.8 pendant plus de 0.5ns, et que les lobes secondaires sont inférieurs à 0.3.

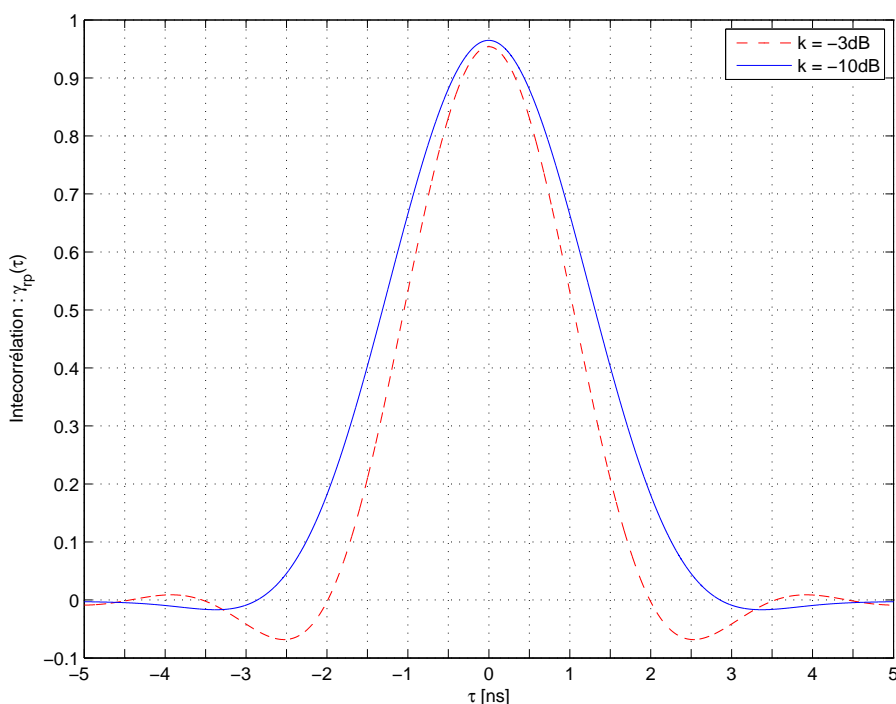


FIG. 1.8 – Fonction d'intercorrélation entre l'impulsion référence (1.14)(racine de cosinus surélevé - roll-off 0.6) et une impulsion gaussienne(1.5), pour une bande $BW = 499.2\text{MHz}$, à -3dB et -10dB

1.4.3.2 Puissance transmise

Afin d'affiner le bilan de liaison, les pertes dues au masque ML (définies en 1.4.1.2) peuvent être calculées. Dans le tableau 1.1 sont distinguées les pertes totales, correspondant à la différence entre le masque et toute la puissance transmise, et les pertes uniquement dans la bande.

Comme la densité spectrale de puissance de l'impulsion *Root Raised Cosine* suit une décroissance symétrique, les pertes de puissance dans la bande sont compensées hors de la bande, donc les pertes totales sont nulles. Quant à l'impulsion gaussienne avec $k = -3\text{ dB}$, les émissions hors de la bande sont supérieures à ce qui est perdu dans le masque, d'où une perte négative.

Type d'impulsion		Pertes totales	Pertes dans la bande
	$\alpha = 1$	0.00 dB	0.85 dB
Root Raised	$\alpha = 0.6$	0.00 dB	0.49 dB
Cosine	$\alpha = 0.35$	0.00 dB	0.27 dB
	$\alpha = 0.1$	0.00 dB	0.07 dB
	$\alpha = 1$	1.25 dB	1.57 dB
Raised	$\alpha = 0.6$	0.71 dB	0.87 dB
Cosine	$\alpha = 0.35$	0.40 dB	0.48 dB
	$\alpha = 0.1$	0.11 dB	0.12 dB
Porte	$k = -3$ dB	-0.27 dB	0.90 dB
Gaussienne	$k = -10$ dB	2.33 dB	2.46 dB

TAB. 1.1 – Pertes de puissances dues à la forme de l'impulsion, par rapport à la puissance disponible dans le masque (ML).

1.5 Mesure de la puissance d'un signal UWB

Cette partie présente l'étude des puissances moyenne et de pic contenues dans les signaux UWB, ainsi que l'effet de la répétition sur le spectre des signaux transmis. Dans un premier temps, la simple répétition des impulsions est étudiée de manière analytique, avant d'introduire l'effet du codage des impulsions, en polarité et en position.

1.5.1 Impulsions non codées

1.5.1.1 Expression analytique

On considère, dans un premier temps, un signal $s(t)$ constitué d'impulsions répétées à une fréquence $F_p = 1/T_p$, sans modulation ni codage, et que l'on peut écrire sous la forme :

$$s(t) = \sum_k p(t - k T_p) = p(t) * \sum_k \delta(t - k T_p), \quad (1.16)$$

où $\langle * \rangle$ représente le produit de convolution et $\delta(t)$ la distribution de Dirac.

La transformée de Fourier $S(f)$ d'un tel signal peut être calculée comme :

$$S(f) = P(f) \times F_p \sum_k \delta(f - k F_p), \quad (1.17)$$

avec $P(f)$ la transformée de Fourier de l'impulsion seule.

On remarque que la répétition temporelle des impulsions entraîne une discrétisation du signal, ainsi constitué de raies espacées de F_p en fréquence et avec une amplitude F_p par rapport au spectre de l'impulsion seule.

En utilisant (1.3), on peut alors obtenir l'expression de la puissance mesurée pour $s(t)$:

$$P_a(f_0) = F_p \times \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} \Gamma_p(f) \times \sum_k \delta(f - k F_p) df, \quad (1.18)$$

avec $\Gamma_p(f)$ la densité spectrale de l'impulsion seule, comme calculée en (1.6)

Afin d'analyser cette expression, deux cas doivent être considérés :

– Soit $RBW \geq F_p$

Dans ce cas, il y a, en moyenne, $\frac{RBW}{F_p}$ raies intégrées dans la fenêtre de résolution. L'expression (1.18) devient alors simplement :

$$P_a(f_0) = RBW \times \Gamma_p(f_0). \quad (1.19)$$

Si RBW vaut 1MHz, la valeur de la puissance mesurée est alors exactement la valeur de la densité spectrale de puissance de l'impulsion exprimée en [dBm/MHz]. L'effet de la répétition temporelle est compensé par l'agglomération des raies à l'intérieur de la bande de résolution. La limite appliquée est alors la limite en puissance pic.

- Soit $RBW < F_p$;

Dans ce cas il y a au plus une seule raie à l'intérieur de la fenêtre de résolution. La puissance mesurée s'écrit donc sous la forme :

$$P_a(f_0) = F_p \times \Gamma_p \left(\left\lfloor \frac{f_0}{F_p} \right\rfloor F_p \right), \text{ si } |f_0 - F_p| \leq \frac{RBW}{2} \quad (1.20)$$

et $P_a(f_0) = 0$ sinon,

où $\lfloor x \rfloor$ représente la partie entière inférieure de x .

Les raies (de largeur RBW) sont résolues par l'analyseur de spectre, et leur amplitude doit être prise en compte au niveau «système», soit en réduisant la puissance moyenne transmise, soit en ajoutant un code d'étalement afin de lisser le spectre du signal. Il est évident qu'un signal constitué d'impulsions uniquement répétées ne transmet aucune information, et que l'ajout d'une modulation sur les impulsions entraînera un lissage du spectre de manière naturelle. En revanche, ce résultat démontre l'importance de coder le signal transmis dans les structures déterministes, comme les préambules de synchronisation ou paquets dédiés à l'estimation de la distance.

1.5.1.2 Mesure de puissance

La figure 1.9 représente la mesure de puissance moyenne effectuée dans les conditions spécifiées par la FCC à l'aide des algorithmes proposés dans la partie 1.2.2, sur un signal constitué d'impulsions (entre 3.1 et 5.1GHz à -10dB) uniquement répétées. Dans le cas d'une fréquence de répétition $F_p = 150\text{MHz}$, la puissance mesurée en fonction de la fréquence f_0 forme un spectre de raies, espacées de 150MHz, et dont l'amplitude est bien $\log f_p|_{MHz}$ ($A.N. -41 + 10 \log_{10}(150) = -19.6$) par rapport à la densité spectrale exprimée en [dBm/MHz] de l'impulsion seule.

La figure 1.10 représente les puissances de pic et moyenne mesurées avec une bande de résolution et une fréquence vidéo de 50MHz, ainsi que le rapport «pic/moyenne» en fonction de la fréquence de répétition des impulsions. La puissance pic diminue logiquement avec F_p car les impulsions sont de moins en moins énergétiques, jusqu'à ce que la fréquence de répétition soit supérieure à la fréquence vidéo. Au delà, des raies apparaissent de la même manière que pour la puissance moyenne, gardant le rapport «pic/moyenne» constant.

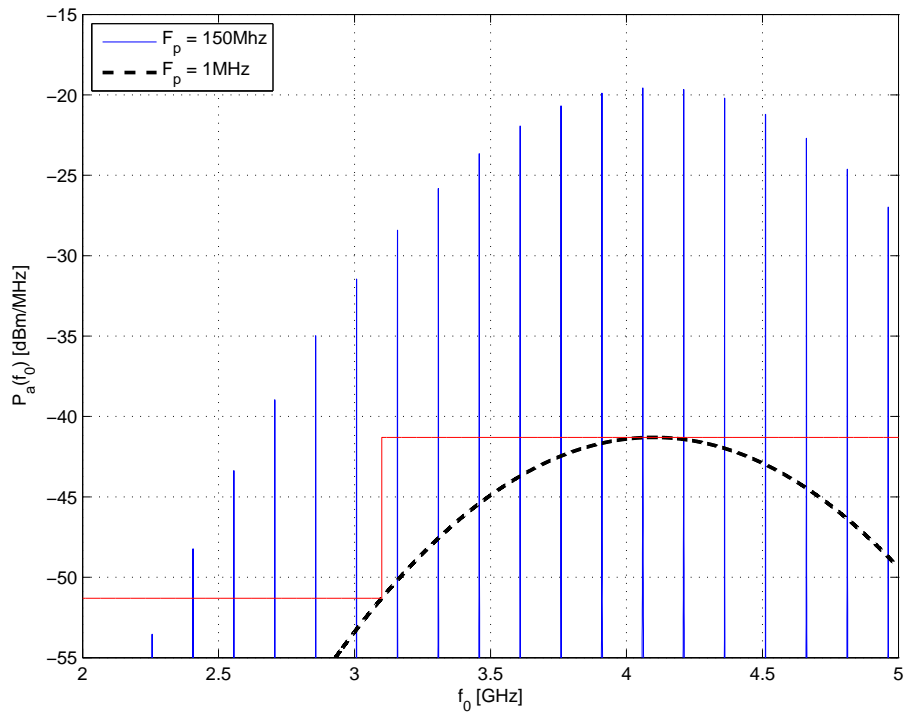


FIG. 1.9 – Mesure de puissance moyenne pour un signal constitué d’impulsions uniquement répétées

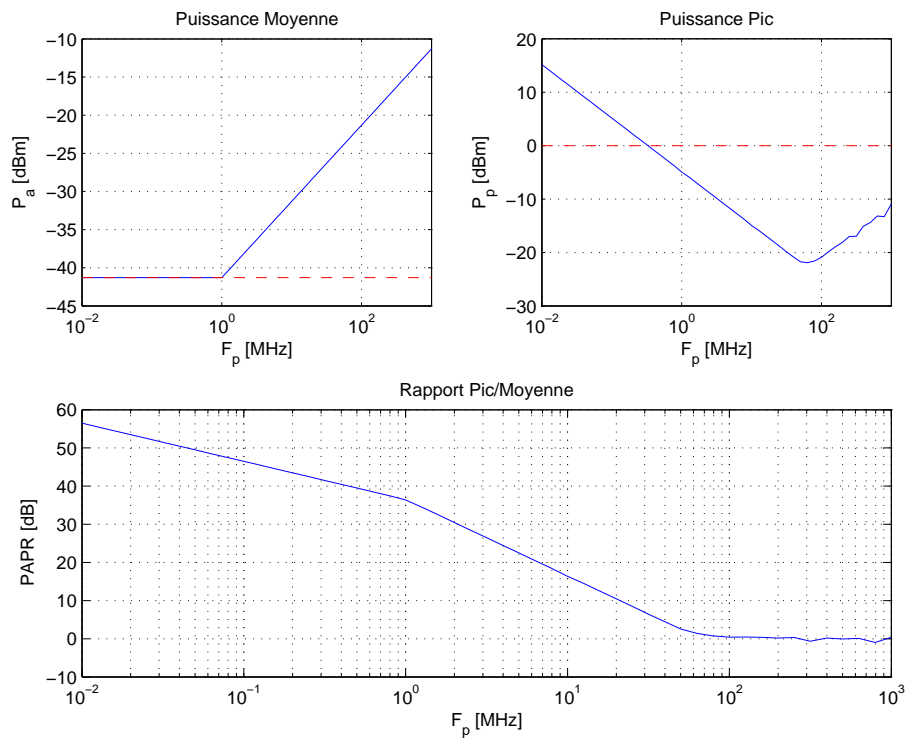


FIG. 1.10 – Mesures de puissance moyenne et pic en fonction de la fréquence de répétition des impulsions F_p , pour un signal constitué d’impulsions uniquement répétées

1.5.2 Impulsions codées

Afin de limiter la réduction nécessaire de la puissance transmise impliquée par l'apparition des raies spectrales mises en évidence dans la partie précédente, il est possible d'ajouter un code de type saut de temps (*time hopping* - TH) et/ou de polarité sur les impulsions envoyées.

Deux approches sont majoritairement employées : soit les impulsions modulées sont brouillées (*scrambling*) par une séquence de longueur L , ce qui peut s'écrire comme

$$s(t) = \sum_k A_k c_{[k]_L}^{POL} p \left(t - k T_p - \left[B_k T_{PPM} + c_{[k]_L}^{TH} T_{TH} \right]_{T_p} \right), \quad (1.21)$$

soit la séquence code chaque symbole avec un rendement $1/L$:

$$s(t) = \sum_k \sum_{l=0}^{L-1} A_k c_l^{POL} p \left(t - k T_S - l T_p - \left[B_k T_{PPM} + c_l^{TH} T_{TH} \right]_{T_p} \right), \quad (1.22)$$

où $[x]_y = x \bmod y$, A_k et B_k sont les données de modulation du $k^{\text{ème}}$ symbole, respectivement pour l'amplitude et la position, c^{POL} et c^{TH} les séquences de code de polarité et TH. T_S représente le temps d'un symbole, T_p la période moyenne de répétition de l'impulsion, T_{PPM} la granularité temporelle de la modulation de position et T_{TH} celle du code de *time hopping*.

D'un point de vue spectral, ces deux techniques sont équivalentes et servent uniquement à casser la répétition simple des raies qui entraîne la discrétisation fréquentielle de la puissance. La différence se fait uniquement au niveau système. Le *scrambling* permet un lissage du spectre sans modifier le débit symbole, alors que le codage entraîne une répétition de chaque symbole.

De manière générale, la densité spectrale de tels signaux est composée de deux termes [Simon *et al.*, 1995]. Le premier, continu, représente la densité spectrale de l'impulsion et les fonctions de covariance de la séquence de code employée. La deuxième composante, discrète, rend compte de la répétition de la séquence à chaque symbole. On peut trouver dans la littérature de nombreux travaux à ce sujet. La densité spectrale d'un tel signal est calculée dans [Win, 1999] et [Win, 2002] pour le cas d'un code TH aléatoire. Dans [Iacobucci et benedetto, 2001] la construction de séquences de longueur finie, ainsi que leur effet sur la densité spectrale du signal, sont abordés. D'autres travaux similaires incluent l'effet des modulations d'amplitude et de position ([Romme et Piazza, 2002], [Lehmann et Haimovich, 2003]).

Le codage de type *scrambling* de polarité est plus efficace pour le lissage du spectre que le *time hopping* ([Nakache et Molisch, 2003]). En revanche, les codes temporels donnent un aspect pseudo-aléatoire au signal, utilisés soit pour multiplexer l'accès au canal, soit pour réduire de manière statistique les interférences inter *piconets*¹⁰ (probabilité de collision entre impulsions

¹⁰Réseaux de petite taille.

réduite).

1.5.3 Bursts d'impulsions

Si maintenant on utilise des *bursts* de N impulsions répétées à une fréquence F_{max} , le signal transmis peut s'écrire comme :

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_i \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} p(t - k \frac{1}{T_{max}} - i T_p) \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{N}} p(t) * \sum_k \delta(t - k T_{max}) \right) \times \Pi_{\frac{N}{F_{max}}}(t) * \sum_i \delta(t - i T_p), \end{aligned} \quad (1.23)$$

où $\Pi_T(t)$ représente une fenêtre temporelle de largeur T , et T_p la période de répétition des *bursts*.

1.5.3.1 Puissance moyenne

La densité spectrale d'énergie $|S(f)|^2$ devient ainsi [Ouvry *et al.*, 2005b] :

$$|S(f)|^2 = \left(\frac{N}{T_p^2} \left| P(f) \sum_i \delta(f - i F_{max}) * \text{sinc} \left(\frac{N}{F_{max}} f \right) \right|^2 \right) \times \sum_k \delta \left(f - k \frac{1}{T_p} \right).$$

Si la bande de résolution de l'analyseur de spectre est inférieure à F_p , la puissance mesurée sera alors égale à :

$$P_a(f_0) = \frac{N}{T_p} \Gamma_p(f_0) \left| \sum_i \delta(f - i F_{max}) * \text{sinc} \left(\frac{N}{F_{max}} f \right) \right|^2 \times \sum_k \delta \left(f - k \frac{1}{T_p} \right).$$

Et si $RBW \geq F_{max}$, la puissance mesurée s'écrit comme :

$$P_a(f_0) = N RBW \Gamma_p(f_0) \left| \sum_i \delta(f - i F_{max}) * \text{sinc} \left(\frac{N}{F_{max}} f \right) \right|^2 \quad (1.24)$$

Dans les deux cas, l'allure spectrale de la puissance mesurée est constituée de raies dont l'amplitude est proportionnelle au nombre N d'impulsions contenues dans le burst. La figure 1.11 montre le résultat de la puissance mesurée $P_a(f_0)$ pour un signal composé de *bursts* de 8 impulsions, avec un temps symbole de $1\mu s$. La bande de résolution de l'analyseur de spectre RBW est égale à 1MHz. Conformément à (1.24), la puissance mesurée est formée par des raies espacées de F_{max} (247MHz pour cet exemple), convoluées avec un sinus cardinal de période

N/F_{max} et d'amplitude N par rapport à la DSP de l'impulsion seule ($A.N : -41.3 + 10 * \log_{10}(8) = -32.3 \text{ dBm/MHz}$).

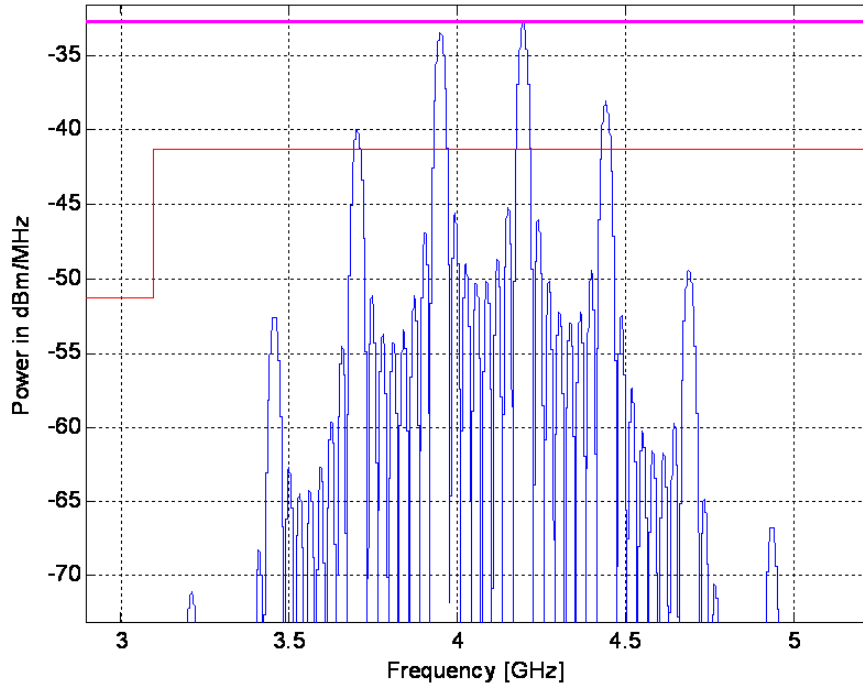


FIG. 1.11 – Puissance moyenne d'un signal composé de *bursts* de 8 impulsions. Le temps symbole T_p vaut $1\mu\text{s}$, et $F_{max} = 247\text{MHz}$

Des mesures de puissance ont montré (cf. [Ouvry *et al.*, 2005b]) qu'avec des *bursts*, une modulation de position, un code de *time hopping* ou une modulation de polarité seule n'avaient que très peu d'effet sur la marge de puissance à prendre. Un *scrambling* sur chaque impulsion est nécessaire pour contrecarrer cet effet. Dans ce même document, on a montré que la marge à prendre (*power backoff*) était inférieure à 2dB pour la puissance moyenne.

1.5.3.2 Puissance de pic

Les mesures en puissance pic effectuées dans [Ouvry *et al.*, 2005b] ont montré que si les codes de polarité de chaque burst sont correctement sélectionnés, il n'est pas nécessaire de diminuer la puissance d'émission. En revanche, si un code strictement aléatoire est adopté, une marge allant jusqu'à 5dB doit être envisagée.

1.6 Interférences

Etant donnée la largeur de bande des signaux UWB, il est important de se soucier des autres systèmes partageant la même ressource radio. Deux types d'interfereurs majeurs seront subis : les autres émetteurs UWB et les brouilleurs de type bande étroite situés dans les fréquences adjacentes.

Les problèmes liés aux autres systèmes UWB sont généralement réglés par les protocoles d'accès au médium (couche MAC¹¹). Des protocoles de type TDMA (accès multiple en utilisant des *slots* de temps successifs) ou FDMA (utilisation de bandes de fréquences différentes) sont des solutions simples et largement adoptées. Un autre type d'accès multiple, basé sur des séquences de *Time Hopping* orthogonales, peut être envisagé et permet de réduire de manière statistique le niveau des interférences reçues.

Quant aux brouilleurs de type bande étroite, plusieurs normes sont à prendre en compte. Elles sont principalement placées dans les bandes ISM autour de 2.4GHz et 5GHz. Le tableau 1.2 récapitule les différents standards à prendre en compte.

Standard	802.15.1	802.11(b,g)	802.11a
	Bluetooth	Wifi	Wifi 5
Fréquence Centrale	2.44 GHz	2.44 GHz	5.2 GHz
Largeur de bande	83.5 MHz	62 MHz	200 MHz
Modulation	GFSK	QPSK	16-QAM OFDM
Puissance Tx	0dBm	20dBm	15dBm
Puissance Rx à 1m	-40dBm	-20dBm	-31.9dBm

TAB. 1.2 – Principales sources d'interférences pour les systèmes UWB

Ces systèmes interagissent principalement de deux manières avec le récepteur UWB. D'une part, leur présence se traduit par une quantité d'énergie ramenée dans le détecteur, qui peut être vue comme un bruit supplémentaire sur la variable de décision. Cela entraîne une perturbation lors de la démodulation et donc une dégradation des performances du système. D'autre part, le niveau élevé de ces signaux risque de venir saturer les différents éléments de la chaîne d'amplification. En effet, étant donnée la faible puissance d'émission autorisée pour les systèmes UWB, le rapport «signal sur brouilleur» (SIR¹²) est très faible. Or dans [de Abreu *et al.*, 2005], il a été montré que les performances des systèmes UWB sont très nettement dégradées lorsque le SIR devient inférieur à environ 10dB. Une autre contrainte vient des critères de sélection pour la norme IEEE 802.15.4a [IEEE.802.15.TG4a, 2004] où l'on demande au système de fonctionner

¹¹ *Medium Access Control*

¹² *Signal to Interferer Ratio*

lorsque le brouilleur est situé à 1m du récepteur. A cette distance, la puissance reçue, pour le brouilleur le plus fort (Wifi, *cf.* tableau 1.2), est de -20dBm. Si l'on considère un émetteur UWB ayant une bande de 2GHz, sa puissance maximale transmise sera de -8.3dBm (*A.N.* : $P_{T_x} = -41.3 + 10 \log_{10}(2000)$), et les pertes à 1m (path loss) sont d'environ 44.5dB, ce qui donne un SIR de -32.3dB, largement inférieur aux 10dB requis.

Pour ces différentes raisons, il est essentiel de prévoir le filtrage des brouilleurs lors de la conception du récepteur UWB. Ce filtrage peut être réparti tout au long de la chaîne de réception et être effectué par l'antenne [Schantz *et al.*, 2003], par des filtres passe-bande permettant de sélectionner la plage de fréquence adéquate, et même par certaines parties de la chaîne d'amplification comme le LNA [Pelissier *et al.*, 2005].

1.7 Conclusion

Ce premier chapitre a présenté tous les aspects liés à l'émission, en se basant sur les définitions des instances de régulation. Les principaux paramètres du système ont pu être reliés au modèle d'impulsion développé, et des mesures de puissance ont été effectuées afin d'étudier les propriétés spectrales de signaux UWB.

Le chapitre suivant sera consacré au canal dans lequel les signaux étudiés se propageront avant d'être captés par le récepteur.

Contributions personnelles

Les résultats des travaux sur l'analyse des contraintes de régulation ainsi que sur les mesures de puissance ont été présentés lors d'une réunion de groupe de recherche (GdR) *ondes* en décembre 2003. Une communication écrite a aussi été présentée aux Journées Nationales du CNFRS en mars 2006. Le modèle d'impulsion développé ainsi que les algorithmes de mesure de puissance ont été proposés dans une contribution technique au groupe de travail IEEE 802.15.4a ([Ouvry *et al.*, 2005b]). Enfin, une autre contribution technique concernant la mesure de la puissance des signaux proposés par ce même groupe ([Ouvry *et al.*, 2005a]) a permis d'estimer la marge de puissance à prendre dans le bilan de liaison.



Chapitre 2

Canal UWB

Sommaire

2.1	Introduction	36
2.2	Propagation	36
2.2.1	Généralités	36
2.2.2	Pertes de propagation (<i>Path Loss</i>)	38
2.3	Bilan de liaison	41
2.3.1	Rapport Signal à Bruit	41
2.3.2	Marges	43
2.3.3	Bilan de liaison	45
2.4	Modélisation du canal UWB	46
2.4.1	Sondage du canal UWB	46
2.4.2	Modèle Saleh-Valenzuela	47
2.4.3	Modèles IEEE 802.15.3a	48
2.4.4	Modèles IEEE 802.15.4a	49
2.5	Études statistiques avancées	53
2.5.1	Small-scale fading	53
2.5.2	Distribution des amplitudes	58
2.5.3	Énergie dans une fenêtre d'intégration	65
2.5.4	Propriétés de Corrélacion des canaux	66
2.6	Conclusion	70

2.1 Introduction

Le domaine des radiocommunications s'est enrichi, au cours du temps, d'une ample théorie de modélisation et de nombreuses techniques de mesure permettant la caractérisation du canal de propagation. L'étude approfondie de ce lien physique entre l'émetteur et le récepteur est absolument nécessaire à la spécification et à l'implémentation d'un système de télécommunication.

Les bonnes propriétés intrinsèques des signaux UWB permettent de résoudre un grand nombre de trajets dans le domaine temporel, apportant la contribution d'objets de dimensions bien plus petites (de l'ordre de quelques centimètres) par rapport aux systèmes large bande de type CDMA ou à étalement de spectre. En revanche, la très faible puissance d'émission tolérée n'assure en rien le bon fonctionnement des systèmes UWB dans toutes les configurations de canal, notamment dans les cas de non-visibilité (NLOS) sévère.

Ce chapitre présente les notions fondamentales associées à la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air, les méthodes les plus courantes de sondage de canal et les modèles développés spécifiquement dans le contexte UWB ces dernières années. Il expose aussi les résultats de plusieurs études statistiques menées sur les modèles de canaux élaborés par les groupes de normalisation IEEE. Ces études ont pour but d'affiner le bilan de liaison, de spécifier les caractéristiques des récepteurs ou encore d'optimiser les divers paramètres du système.

2.2 Propagation

2.2.1 Généralités

Dans un espace de propagation idéal, une chambre anéchoïde par exemple, seul le trajet direct entre l'antenne d'émission et celle de réception est capté, le reste de la puissance rayonnée étant absorbé par les parois de la chambre. Dans un canal réaliste de type *indoor*, différents types d'interactions entre l'onde rayonnée et l'environnement conduisent à la formation de trajets multiples (*cf.* figure 2.1).

L'étude approfondie au niveau physique de ces interactions entre les ondes électromagnétiques et les matériaux a permis le développement d'outils déterministes de prédiction de la propagation ([Uguen *et al.*, 2002], ou encore [Tehoffo-Talom *et al.*, 2004]).

2.2.1.1 Transmission (réfraction)

La transmission à travers une paroi entraîne une réfraction de l'onde à travers le matériau (*cf.* figure 2.1 (a)). Les lois physiques applicables sont très proches de celles de l'optique (loi de *Snell-Descartes*). Si l'on appelle i_1 l'angle d'incidence du front d'onde sur la paroi, i_2 l'angle de

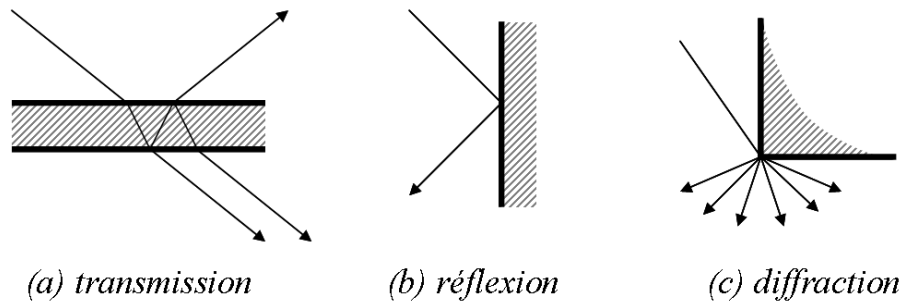


FIG. 2.1 – Différents types de contributions pour les trajets multiples

réfraction à l'intérieur du matériau, et n_1 et n_2 respectivement les indices de réfraction de l'air et de la paroi, alors peut être appliquée la relation :

$$n_1 \sin(i_1) = n_2 \sin(i_2).$$

Le front d'onde subissant une seconde réfraction à la sortie de la paroi, l'angle de sortie sera équivalent à celui d'incidence. En revanche, la transmission à travers la paroi induit une différence de marche (*ie.* un délai supplémentaire à l'arrivée) par rapport au trajet qui n'aurait pas traversé la paroi.

Lorsqu'un rayon frappe sur une paroi, toute l'énergie ne pénètre pas forcément dans la paroi, une partie peut aussi être réfléchi.

2.2.1.2 Réflexion

La loi de *Snell-Descartes* peut provoquer l'impossibilité mathématique :

$$\sin(i_2) = \frac{n_1}{n_2} \sin(i_1) > 1$$

Dans ce cas, le trajet ne peut être réfracté dans la paroi, il est totalement réfléchi. La réflexion peut être, en fonction de la nature de l'interface, de type spéculaire (un rayon réfléchi unique, de même énergie) ou diffuse. Le changement abrupt de direction du front d'onde à l'interface peut entraîner, en fonction du type de réflexion, une inversion de phase du rayon réfléchi.

2.2.1.3 Diffraction

La diffraction entraîne un étalement spatial de l'énergie. Ce phénomène, complexe à modéliser, se produit lorsque le trajet de l'onde rencontre une discontinuité de type fente, arête ou

coin. La diffraction sera d'autant plus forte que la longueur d'onde du signal est grande, donnant ainsi une certaine dépendance fréquentielle au canal de propagation. (*cf.* partie 2.4.4).

2.2.2 Pertes de propagation (*Path Loss*)

Les pertes de propagation représentent un élément essentiel du bilan de liaison. Elles permettent d'introduire la portée du dispositif (distance entre les deux noeuds communicants) dans le calcul de la puissance reçue. Les pertes de propagation PL (*Path Loss*) sont définies simplement comme le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue :

$$PL = \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \quad (2.1)$$

2.2.2.1 Espace libre

Dans le cas idéal de la propagation d'un trajet unique en espace libre, la densité de puissance rayonnée S à une distance d se propage sur une sphère de surface $4\pi d^2$, et s'exprime comme :

$$S = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi d^2}$$

avec G_{TX} le gain de l'antenne.

La puissance captée par l'antenne de réception est le produit de la densité de puissance rayonnée S et de l'ouverture (ou surface effective) A_{RX} de l'antenne de réception, qui a pour expression :

$$A_{RX} = \frac{c^2 G_{RX}}{4\pi f_g^2}$$

où $c = 3 \times 10^8 \text{m.s}^{-1}$ est la vitesse de propagation, et $f_g = \sqrt{f_{min} f_{max}}$ la fréquence géométrique du signal.

Ainsi, selon les expressions de A et S , la puissance reçue peut s'écrire comme :

$$P_{RX} = A \times S = P_{TX} \frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi d)^2 f_g^2} \quad (2.2)$$

relation bien connue comme la loi de Friis.

La perte de propagation en espace libre, définie en (2.1), peut alors être calculée :

$$PL = \frac{(4\pi d)^2 f_g^2}{G_{TX} G_{RX} c^2}. \quad (2.3)$$

Cette relation peut être source d'ambiguïté [Andrews, 2003] car elle fait apparaître que la puissance reçue décroît en $1/f_g^2$, rendant ainsi la perte de propagation dépendante de la fréquence

du signal. En réalité, la perte de propagation est uniquement due au fait que la puissance rayonnée est répartie sur la surface de la sphère sur laquelle se propage l'onde électromagnétique (surface croissant en d^2). Le terme dépendant de la fréquence est uniquement un effet qui varie en fonction du choix des antennes (gain ou ouverture constants, cf. [Schantz, 2005]). Il est donc convenable d'adapter la formule de Friis dans le contexte UWB :

$$P_{R_x}(f) = \frac{P_{T_x}(f) G_{T_x}(f) G_{R_x}(f) c^2}{(4\pi d f)^2} = \frac{EIRP(f)}{4\pi d^2} A_{R_x}(f)$$

Dans ce sens, la perte de puissance est souvent exprimée comme une fonction de la distance :

$$PL_{dB} = PL_{0\ dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.4)$$

avec PL_0 la perte de puissance à une distance d_0 (typiquement 1m), prenant en compte les effets d'antenne susmentionnés. (A.N. : Pour une bande comprise entre 3 et 5GHz ($f_g = 3.9\text{GHz}$), la perte à 1m vaut $PL_0 = 44.2\text{dB}$ si les antennes d'émission et de réception sont parfaitement isotropes).

2.2.2.2 Environnement multitrajets

Dans un environnement réaliste, la puissance reçue est la somme des contributions de tous les trajets. Un canal peut donc être représenté comme la réalisation statistique d'un ensemble de trajets, dépendant de l'environnement de propagation. Ceci a deux conséquences majeures sur les pertes de propagation :

- La configuration du canal (visibilité directe ou non entre l'émetteur et le récepteur, nature et densité des obstacles et des réflecteurs, ...) a un impact fort sur le *path loss*. Ceci se traduit par un coefficient de propagation n et un PL_0 dépendants du type de canal considéré (cf. (2.5))
- La perte de propagation est une variable aléatoire relatant que pour une même distance et un même type d'environnement, deux réalisations de canal n'auront pas nécessairement la même perte de propagation. Le terme employé pour cet effet est *shadowing* (zone d'ombre).

Ainsi, le *path loss* peut être écrit comme dans 2.4, avec une contribution déterministe fonction de la distance, et une partie aléatoire représentant le *shadowing* :

$$PL_{dB} = PL_{0\ dB} + n10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{dB} \quad (2.5)$$

avec χ_{dB} la variable aléatoire associée au *shadowing*, n le coefficient d'atténuation, et PL_0 le *path loss* à une distance de référence $d = d_0$. Les valeurs ici définies sont extrêmement dépendantes du type de canal considéré, et font donc partie intégrante du modèle. A titre indicatif, la valeur

Canal UWB

de n varie d'environ 1.5 pour les cas en visibilité directe jusqu'à près de 5 pour les configurations présentant une forte non-visibilité.

2.3 Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet d'évaluer la puissance disponible au niveau du détecteur, en fonction de la puissance envoyée par l'émetteur situé à une distance donnée. Pour cela, il faut connaître la puissance fournie, les différents gains et pertes subis par le signal dans le canal de propagation et dans le récepteur. Ce bilan permet d'obtenir la sensibilité requise pour le récepteur en fonction de la portée cible, ou inversement, la portée du récepteur en fonction de sa performance.

2.3.1 Rapport Signal à Bruit

2.3.1.1 Puissance Reçue

La puissance reçue peut être calculée en utilisant la définition du *Path Loss* (2.1) et l'expression de la puissance transmise (1.11)

$$P_{R_X \text{ dB}} = \Gamma_m + 10 \log_{10}(BW|_{\text{MHz}}) - ML - \left(PL_{0 \text{ dB}} + n 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{\text{dB}} \right) \quad (2.6)$$

avec Γ_m la limite de puissance autorisée (-41.3dBm/MHz), et ML les pertes dues à la forme du spectre de l'impulsion (*cf.* (1.10)).

La puissance reçue dépend logiquement de la variable aléatoire associée au *shadowing* χ_{dB} , qui est intégrée dans les pertes dues à la propagation. Néanmoins, il est préférable de rendre le bilan de liaison déterministe. Pour cela, le choix sera fait de prendre une marge supplémentaire de puissance, correspondant par exemple à 90% de la densité de probabilité cumulée (CDF) de χ_{dB} .

2.3.1.2 Bruit dans le récepteur

Le bruit présent à l'entrée du récepteur provient de deux sources principales : le bruit thermique, rendant compte des mouvements aléatoires des électrons sur les métalisations de l'antenne et le bruit capté, provenant des rayonnements parasites, émis par les astres cosmiques, la terre ou les appareils électriques de la vie quotidienne (sèche-cheveux, grille pain, et surtout les moulins à café...). Ce bruit est supposé blanc, et sa densité spectrale monolatérale de puissance N_0 vaut

$$N_0 = k \times (T_R + T_A)$$

où $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, T_R la température du récepteur (composante de bruit thermique) et T_A la température équivalente du bruit capté par l'antenne. La température totale du système est généralement prise à 300K, donnant lieu à une valeur pour $N_0 = -173.8 \text{dBm/Hz}$.

Une confusion est parfois faite entre la densité spectrale de puissance monolatérale N_0 et la variance du bruit, qui vaut logiquement $N_0/2$. En effet, la puissance du bruit est répartie tant dans les fréquences négatives que positives (voir illustration sur la figure 2.2). La puissance du bruit intégrée dans une bande de largeur BW est donc $P_N = N_0 \times BW$.

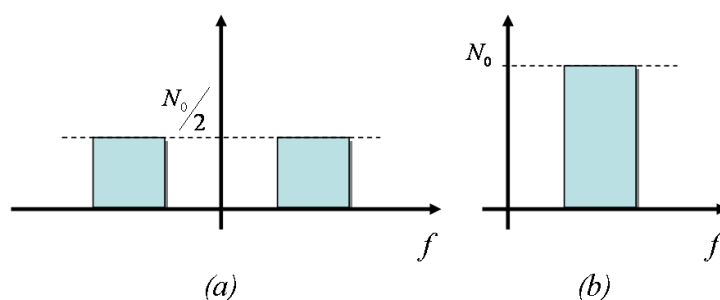


FIG. 2.2 – Densités spectrales de puissance (a) bilatérale et (b) monolatérale

Connaissant la puissance du signal reçu ainsi que la puissance du bruit, le rapport signal à bruit SNR , en supposant un filtrage passe-bande parfait à l'entrée du récepteur, s'exprime alors comme

$$SNR = \frac{P_{R_x}}{N_0 \times B}.$$

2.3.1.3 Rapport Signal à bruit binaire

Dans le domaine des communications numériques, la probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire sont souvent représentés en fonction de E_b/N_0 , le rapport signal à bruit binaire. Par définition, la puissance reçue vaut aussi $P_{R_x} = E_b \times R_b$ (R_b étant le débit binaire), et la puissance du bruit $P_N = N_0 \times B$, soit :

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \times \frac{B}{R_b}$$

Le terme B/R_b est appelé gain de traitement (*processing gain*), c'est un moyen d'augmenter, au niveau système, le rapport signal à bruit binaire, sans changer le SNR à l'entrée du récepteur. Le gain de traitement est ajusté soit en augmentant la bande du signal (réduction de l'efficacité spectrale), soit en diminuant le débit en jouant sur le rapport cyclique des impulsions (*duty cycle*) et l'ordre de la modulation, ou en rajoutant du codage :

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \times \frac{B T_p}{\log_2(M) K} \quad (2.7)$$

où M représente la taille de la constellation (nombre de bits par symbole), K le rendement du code utilisé, et T_p la période moyenne de répétition des impulsions.

Les codes employés sont soit des codes classiques (type code en ligne ou en bloc) qui imposent un décodage après démodulation, soit des répétitions de l'impulsion transmise qui peuvent être sommées (de manière cohérente ou non) avant démodulation. Afin de ne pas laisser d'ambiguïté entre débits binaires, symboles, impulsions... le débit R_b est défini comme le flux binaire disponible à PHY-SAP¹, c'est à dire le débit utilisable par les couches protocolaires supérieures à la couche physique lorsque la communication est établie.

2.3.2 Marges

Une fois calculée la puissance reçue, nous allons nous intéresser aux différentes pertes qui doivent être prises en compte dans le bilan de liaison.

2.3.2.1 *Small Scale Fading*

Un aspect majeur à prendre en compte dans l'étude des canaux multitrajets est l'interférence possible entre des signaux ayant suivi des trajets dont les temps d'arrivée sont très proches (faible différence de marche). En effet, la composante de deux trajets étant une somme en termes d'amplitudes, l'énergie résultante n'est nécessairement la somme des énergie de chacun des trajets (*cf.* interférences optiques). Ce phénomène, couramment appelé *small scale fading*, est mis en évidence sur la figure 2.3 : trois impulsions, chacune avec une énergie normalisée à 1/3, interfèrent avec un temps d'arrivée relatif τ_{1-2} et τ_{1-3} . L'énergie totale reçue est représentée en fonction de τ_{1-2} et τ_{1-3} . Lorsque les trois impulsions sont à support temporel disjoint (coins en haut à gauche et en bas à droite), l'énergie totale tend vers 1 (0dB). En revanche, en dehors de ces zones, les interférences provoquent une variation sensible de l'énergie totale reçue : lorsque les impulsions sont parfaitement en phase, l'énergie atteint un pic de 3 (4.7dB) alors que certaines configurations créent des trous de *fading* allant jusqu'à -12dB.

Le *small scale fading* dépend d'une part de la largeur du support temporel des impulsions (et donc de la largeur de bande du signal), et d'autre part de la densité des trajets dans le canal. Une étude statistique a été menée afin de caractériser la marge à prendre dans le bilan de liaison. Cette étude est présentée dans la partie 2.5.1.

¹Service Access Point

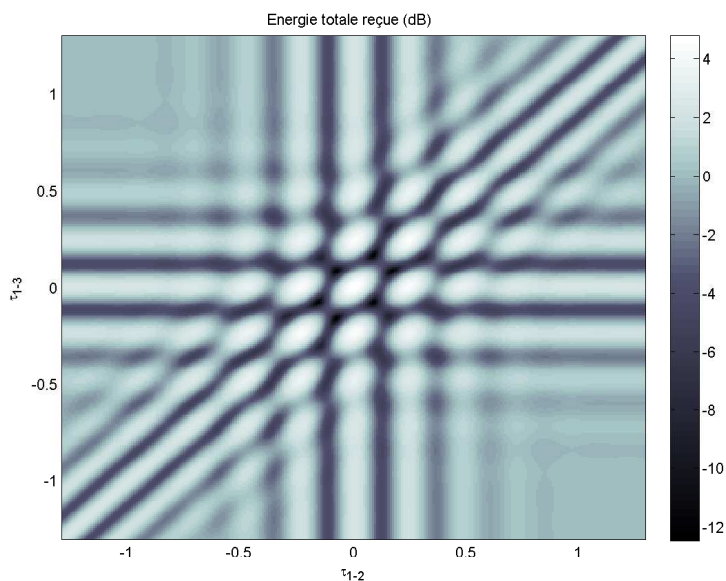


FIG. 2.3 – Mise en évidence du *small scale fading*

2.3.2.2 Facteur de bruit

Le facteur de bruit reflète l'ajout de bruit par les composants RF. Il est utilisé pour quantifier la dégradation du SNR dans la chaîne RF. Soit N_Q le bruit généré par un quadripôle de gain G et $N_r = N_Q/G$ ce même bruit ramené en entrée, et de puissance P_{N_r} . La température T_r équivalente de bruit du quadripôle est définie de telle sorte que $P_{N_r} = k \times T_r \times BW$. Le facteur de bruit est défini comme :

$$F = \frac{(SNR)_{in}}{(SNR)_{out}} = 1 + \frac{T_r}{T_0}$$

avec T_0 la température équivalente de bruit dans l'antenne, 300K typiquement.

Si plusieurs composants sont cascades, le facteur de bruit peut être calculé en utilisant la formule de Friis qui donne la température de bruit équivalente du système comme :

$$T_r = \sum_i \frac{T_{ri}}{\prod_{j=0}^{i-1} G_j}$$

avec G_i (*resp.* T_{ri}) le gain (*resp.* la température équivalente de bruit) du $i^{\text{ème}}$ quadripôle ($G_0 = 1$).

2.3.2.3 Pertes d'implémentation

Les pertes d'implémentation représentent les dégradations apportées au niveau système par le circuit RF et les parties digitales. En effet, entre l'étude théorique d'un récepteur et sa réalisation, de nombreuses imperfections dégradent sa performance. Ces imperfections sont dues aux diverses

quantifications, à la conception, à la qualité de la technologie utilisée, aux non-linéarités, . . . Elles peuvent être modélisées dans les chaînes de simulation afin de raffiner la marge nécessaire à prendre dans le bilan de liaison. À titre informatif, la marge prise est de l'ordre de 5dB pour les couches physiques proposées aux groupes de normalisation IEEE 802.15.3a et 802.15.4a.

2.3.3 Bilan de liaison

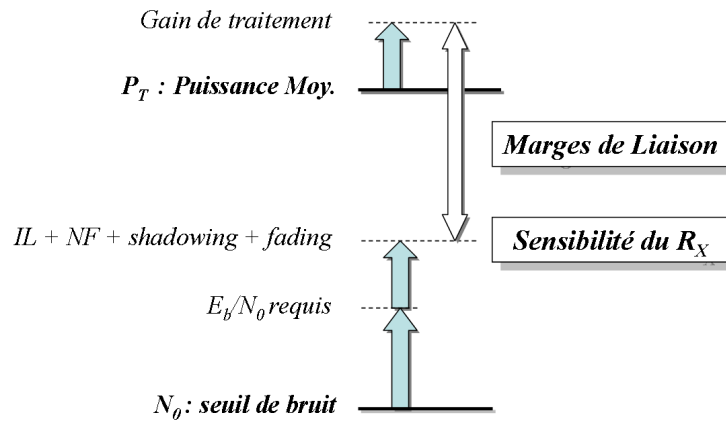


FIG. 2.4 – Bilan de liaison

Les différentes pertes et gains étant listés, il est possible d'établir le bilan de liaison (cf. figure 2.4). On retrouve la puissance moyenne d'émission et la puissance du bruit qui correspondent au rapport signal à bruit au niveau de l'émetteur. La puissance d'émission est augmentée du gain de traitement et la puissance du bruit des marges nécessaires au récepteur pour fonctionner. La différence entre ces deux niveaux représente la marge restante pour la liaison. Cette marge peut être utilisée soit pour augmenter la portée, soit pour augmenter le débit (en diminuant le gain de traitement), c'est le compromis débit - portée. Certains systèmes permettent de l'ajuster de manière dynamique.

2.4 Modélisation du canal UWB

2.4.1 Sondage du canal UWB

Une fois les généralités sur la propagation et le bilan de liaison exposées, nous allons étudier le canal de propagation spécifique à l'UWB.

La connaissance des paramètres physiques nécessaires à la modélisation du canal de propagation découle de l'exploitation de mesures obtenues lors de campagnes de sondage, effectuées dans des environnements réels pour les bandes de fréquences UWB.

Il existe deux méthodes pour effectuer le sondage du canal radio UWB.

La mesure peut être réalisée dans le domaine fréquentiel en utilisant des techniques de balayage fréquentiel : l'analyseur de réseau vectoriel (VNA²) sonde la bande UWB fréquence par fréquence à l'aide d'un signal bande étroite afin de construire la réponse fréquentielle du canal. On obtient, après transformée de Fourier inverse, sa réponse impulsionnelle.

La seconde méthode, dans le domaine temporel cette fois-ci, consiste à mesurer directement à l'aide d'un oscilloscope numérique la réponse impulsionnelle du canal. Les deux méthodes ont été largement utilisées, chacune ayant ses avantages et inconvénients.

Le principal avantage de la mesure dans le domaine fréquentiel avec VNA est la fonction de calibration qui permet d'ôter du résultat les différents composants de la chaîne de mesure, tels que les câbles, amplificateurs ou antennes. Ceci n'est pas le cas pour un sondage temporel avec un oscilloscope numérique, dont l'utilisation implique de mesurer la réponse de chacun des éléments de la chaîne de mesure et de les déconvoluer de la mesure du canal dans des étapes de posttraitement qui peuvent alors être lourdes en termes de complexité et temps de calcul.

L'achat d'un oscilloscope numérique ayant les caractéristiques requises en termes de largeur de bande, de mémoire et de fréquence d'échantillonnage représente un coût très important, rédhibitoire pour un bon nombre de laboratoires. Les mesures en temporel nécessitent aussi la possession d'un générateur d'impulsions dans la bande considérée, dont le surcoût n'est pas négligeable. En revanche, le fait que l'antenne d'émission et celle de réception soient connectées à deux appareils différents permet d'augmenter la distance de mesure. En effet, avec un VNA, la longueur des câbles limite la mesure à une quinzaine de mètres.

Les mesures dans le domaine temporel permettent d'obtenir la réponse du canal d'un seul coup, ce qui est beaucoup plus rapide en termes de temps d'acquisition. Ceci autorise aussi l'étude de la stationnarité du canal, qui n'est pas possible avec un analyseur de réseau. En effet, l'analyseur reconstitue la réponse en plusieurs mesures successives. On peut aussi, en utilisant

²Vectorial Network Analyzer

les différentes voies de l'oscilloscope, réaliser de vraies mesures SIMO³. Enfin, le nombre de points de mesure étant souvent plus limité dans un VNA, la précision temporelle d'une mesure effectuée à l'aide d'un oscilloscope sera meilleure, car moins interpolée.

Une fois la réponse impulsionnelle $h(t)$ obtenue, les caractéristiques du canal de propagation peuvent être modélisées afin de pouvoir effectuer des tirages statistiques pour les simulations et prendre en compte le canal dans la définition de la couche physique et dans la spécification des récepteurs. Traditionnellement, la réponse impulsionnelle $h(t)$ d'un canal à trajets multiples s'écrit sous la forme

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (2.8)$$

où α_k représente l'amplitude du $k^{\text{ème}}$ trajet et τ_k son instant d'arrivée.

Les paramètres importants à modéliser à partir des résultats de mesure sont donc :

- le nombre significatif de trajets, valeur de N ,
- la répartition des amplitudes, ou distribution des α_k ,
- la distribution des temps d'arrivée des trajets et l'étalement du canal, ou distribution des τ_k .

2.4.2 Modèle Saleh-Valenzuela

Un des modèles les plus utilisés dans le domaine des radiocommunications *indoor* est le modèle SV [Saleh et Valenzuela, 1987]. Ce modèle est basé sur l'observation d'un grand nombre de mesures, et caractérisé par le fait que les échos arrivent généralement en *clusters*, eux-mêmes composés d'un grand nombre d'échos.

Les temps d'arrivée T_l des *clusters* suivent un processus de Poisson de paramètre Λ . A l'intérieur de chaque *cluster*, les temps d'arrivée τ_{kl} de chaque trajet suivent aussi un processus de poisson de paramètre λ avec $\lambda \gg \Lambda$. En ce qui concerne l'amplitude β_{kl} de chaque trajet, on considère que l'amplitude des *clusters* suit une décroissance exponentielle de paramètre Γ , et que l'amplitude des trajets à l'intérieur d'un *cluster* suit aussi une décroissance exponentielle de paramètre γ (*cf.* figure 2.5). Enfin, la phase θ_{kl} du $k^{\text{ème}}$ trajet du $l^{\text{ème}}$ cluster est distribuée indépendamment pour chaque trajet et uniformément entre 0 et 2π .

L'expression de la réponse impulsionnelle de ces canaux s'écrit sous la forme

$$h(t) = \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{+\infty} \beta_{kl} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \exp j\theta_{kl} \quad (2.9)$$

³Single Input Multiple Outputs

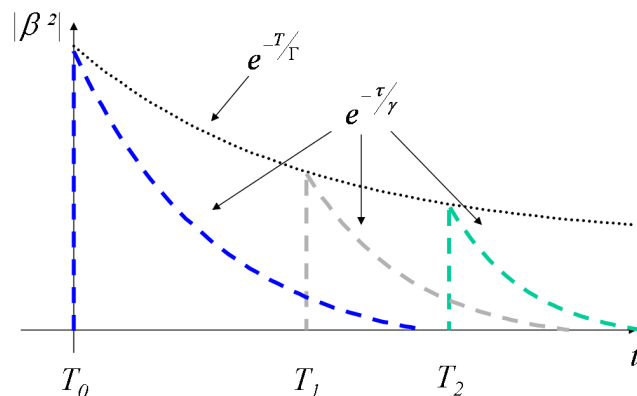


FIG. 2.5 – Modèle de canaux Saleh-Valenzuela : double décroissance exponentielle

Les paramètres λ , Λ , γ et Γ sont dépendants de l'environnement de propagation. La modélisation consiste donc à ajuster leur valeur pour faire correspondre le plus possible le modèle obtenu avec les mesures effectuées.

Ce modèle en cluster est particulièrement approprié aux environnements indoor et très utilisé dans le domaine des communications. Néanmoins, les propriétés particulières des signaux UWB nécessitent d'adapter le modèle SV, ce que nous allons aborder dans les deux parties suivantes.

2.4.3 Modèles IEEE 802.15.3a

Le modèle développé par le groupe de normalisation IEEE 802.15.3a [Molisch *et al.*, 2003] pour les WPAN haut débit s'inspire largement du modèle SV. Il en diffère principalement par le fait que c'est un modèle réel et que la décroissance des amplitudes suit une loi de type lognormale au lieu d'une décroissance exponentielle (ainsi les premiers trajets ne sont pas nécessairement les plus forts). De plus, des termes de *fading* indépendants sont appliqués à chaque trajet et à chaque *cluster*.

Le document [Foerster *et al.*, 2002] présente en détail la manière dont sont construites les réponses impulsionnelles et fournit un code Matlab permettant d'effectuer des tirages.

Les paramètres clés (distributions des temps d'arrivée et amplitudes des *clusters* et des trajets, termes de *fading* et de *shadowing*) ont été calculés pour 4 types d'environnements, créant 4 modèles que l'on nommera par la suite 3a-[1...4]. Le modèle 3a-1 caractérise un environnement de type LOS⁴, les modèles 3a-2 et 3a-3 des environnements de type NLOS⁵ et le 3a-4 un environnement en non-visibilité extrême.

⁴Line of Sight – visibilité directe entre émetteur et récepteur

⁵Non Line of Sight

Modèle	Configuration	portée [m]	n^*	χ_{dB}
3a-1	LOS	0 - 4	1.6	3
3a-2	NLOS	0 - 4		3
3a-3	NLOS	4 - 10	3	3
3a-4	NLOS extrême		5	3

* valeurs provenant de [Keignart et Daniele, 2002]

TAB. 2.1 – Paramètres caractéristiques des modèles de canaux IEEE 802.15.3a

En ce qui concerne le *Path Loss*, les modèles du 802.15.3a ne proposent pas de valeurs pour les coefficients PL_0 ou pour n . Il est tout de même important de prendre en compte le type de configuration lors de l'établissement du bilan de liaison, c'est pourquoi nous prendrons par la suite les valeurs du coefficient d'atténuation n trouvées au LETI à l'occasion de différentes campagnes de mesures menées [Keignart *et al.*, 2002, Denis et Keignart, 2003, Keignart et Daniele, 2002]. En ce qui concerne le PL_0 , la valeur recommandée est celle que l'on peut calculer pour l'espace libre (*cf.* (2.3)) :

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

Le tableau 2.1 donne les caractéristiques pour chacun de ces modèles et la figure 2.6 montre un exemple de réalisation.

2.4.4 Modèles IEEE 802.15.4a

Le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a pour les WPAN bas débit a lui aussi développé ses propres modèles de canaux. Le principal objectif du comité chargé de cette tâche a été d'étendre la portée des canaux du 15.3a, ce qui revient à modéliser des temps d'étalement plus importants. Les documents [Molisch *et al.*, 2005, Molisch *et al.*, 2005] présentent en détail les différents paramètres des modèles et fournit les codes Matlab pour générer des tirages de réponses impulsionnelles.

Les modèles 4a diffèrent principalement des modèles 3a par le fait qu'ils sont complexes (une phase uniformément distribuée entre 0 et 2π est attribuée à chaque trajet), que le nombre de composantes multitrajets est modélisé comme une variable aléatoire, et que le début de la réponse impulsionnelle est adouci (composantes plus faibles que les suivantes). Une dépendance fréquentielle en $f^{-2\kappa}$ est également introduite.

Cette dépendance fréquentielle est censée apporter un raffinement supplémentaire sur la modélisation des diffractions, mais plusieurs incohérences dans le modèle proposé subsistent.

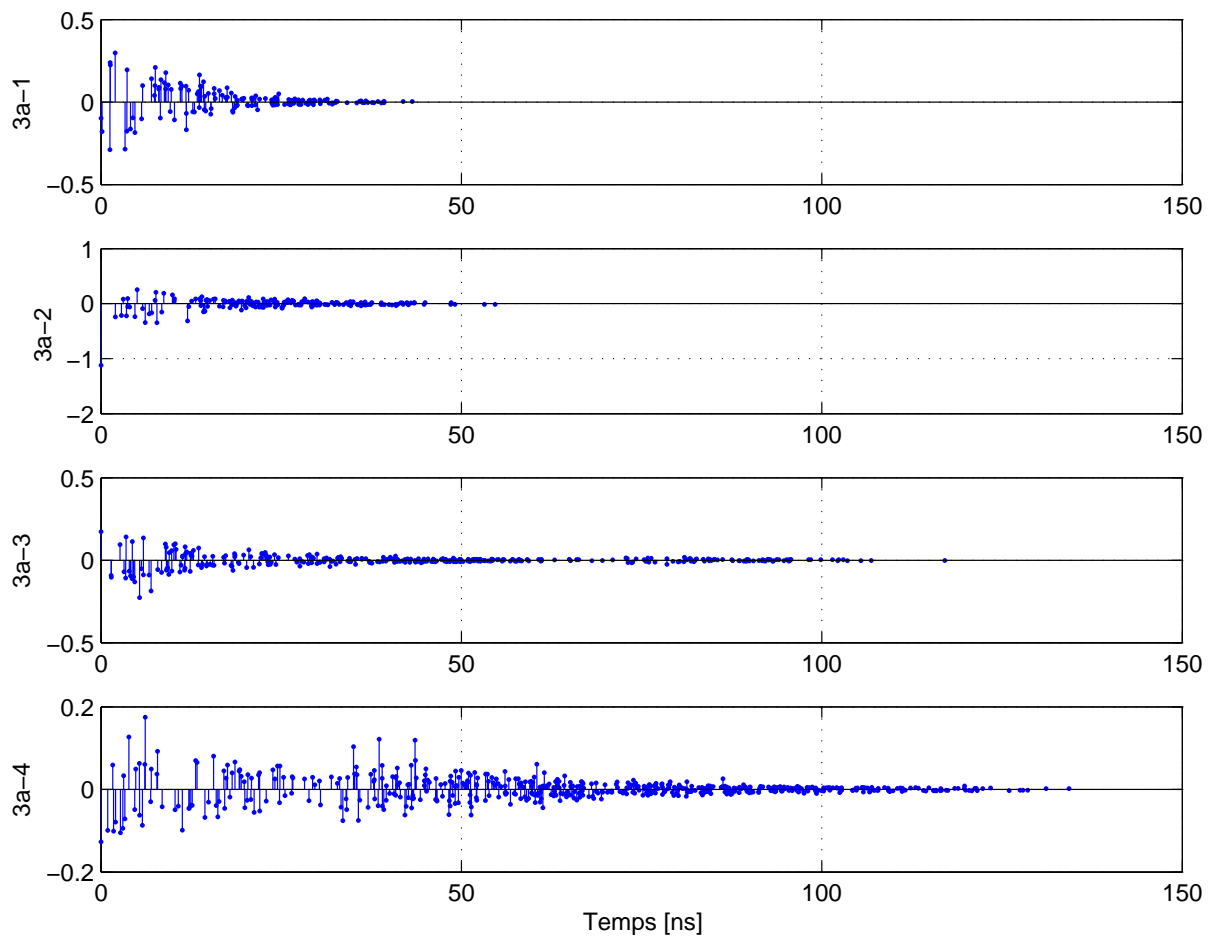


FIG. 2.6 – Exemples de réalisations pour les modèles de canaux IEEE 802.15.3a

Modèle	Environnement	portée [m]	PL_0 [dB]	n	χ [dB]
4a-1	<i>Residential LOS</i>	7 - 20	-43.9	1.79	2.22
4a-2	<i>Residential NLOS</i>	7 - 20	-48.7	4.58	3.51
4a-3	<i>Office LOS</i>	3 - 28	-35.4	1.63	1.9
4a-4	<i>Office NLOS</i>	3 - 28	-59.9	3.07	3.9
4a-5	<i>Outdoor LOS</i>	5 - 17	-45.6	1.76	0.83
4a-6	<i>Outdoor NLOS</i>	5 - 17	-73.0	2.50	2
4a-7	<i>Industrial LOS</i>	2 - 8	-56.7	1.20	6
4a-8	<i>Industrial NLOS</i>	2 - 8	-56.7	2.15	6
4a-9	<i>Farm</i>		-48.96	1.58	3.96

TAB. 2.2 – Paramètres des modèles de canaux IEEE 802.15.4a

Premièrement, elle est appliquée de manière globale à toute la réponse du canal (et au premier trajet en particulier) alors que seuls les trajets issus des diffractions devraient être affectés. Ceci est particulièrement gênant pour les études des algorithmes de mesure de distances, car le modèle est non déterministe. Ensuite, cette dépendance fréquentielle est loin de faire l'unanimité ni au sein du groupe de travail (discussions houleuses à ce sujet sur la *mailing list* du groupe 15.4a) ni au sein de la communauté scientifique ([Schantz, 2005] [Andrews, 2003]). Enfin, les valeurs du paramètre κ dans le code Matlab varient de -1.5 à +1.5 (soit une dépendance fréquentielle en f^{-3} ou f^3 selon le modèle!) et l'unité n'est pas clairement spécifiée (certaines valeurs sont en dB/décade, d'autres en dB/octave alors qu'elles sont prises en compte de la même manière dans le modèle). Dans ces conditions, nous avons pris la décision d'ôter cette dépendance fréquentielle pour nos simulations.

Le tableau 2.2 présente les caractéristiques des 9 types de configurations modélisées et la figure 2.7 montre des exemples de réalisations de réponses impulsionnelles.

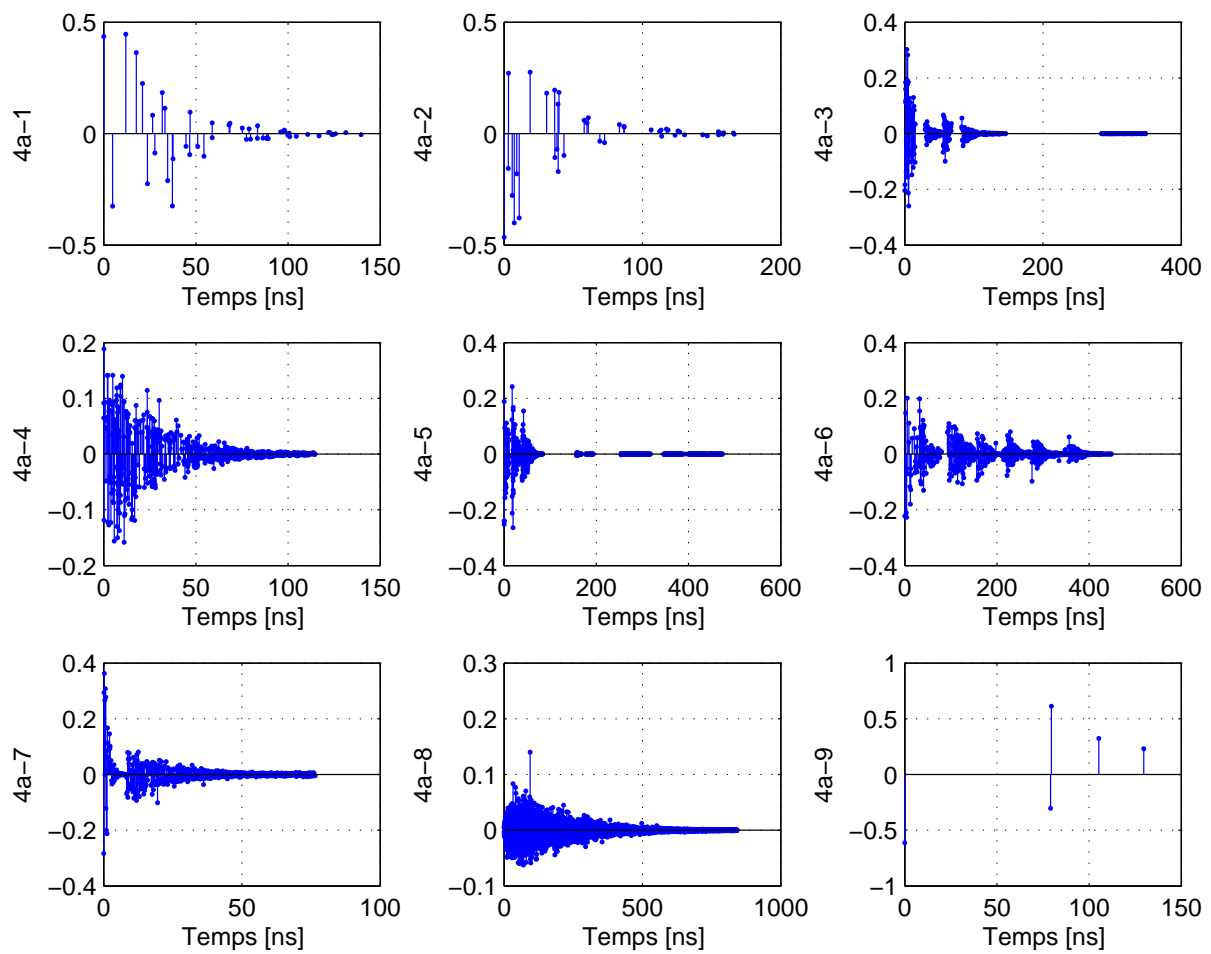


FIG. 2.7 – Exemples de réalisations pour les modèles de canaux IEEE 802.15.4a

2.5 Études statistiques avancées

Après avoir abordé de manière générale la propagation, le sondage et la modélisation des canaux, nous allons présenter plusieurs études statistiques qui ont été menées sur les différents modèles précédemment cités, pour permettre la prise en compte la plus fine possible du canal de propagation dans la spécification du récepteur et de la couche physique.

Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'étude du *small scale fading* afin de déterminer la marge nécessaire à prendre dans le bilan de liaison. Nous étudions aussi sa dépendance par rapport à la largeur de bande du signal. Une seconde étude est ensuite réalisée sur la répartition des amplitudes dans le canal, permettant d'estimer le niveau de signaux reçus en fonction de la distance et du type d'environnement. Dans un troisième temps, nous nous intéressons à l'étalement de l'énergie par le canal, et plus spécifiquement à la proportion d'énergie collectée en fonction de la taille de la fenêtre d'intégration. Enfin, les propriétés de corrélation des canaux sont abordées dans une quatrième étude.

2.5.1 Small-scale fading

Comme défini lors de l'étude du bilan de liaison, le *small scale fading* représente la variation de l'énergie totale reçue. Cette variation est due aux interférences constructives ou destructives entre les différents trajets. Dans les systèmes classiques à bande étroite, la largeur temporelle du signal transmis (sur porteuse ou non) entraîne des marges de fading très importantes, de l'ordre de 10 à 30dB.

2.5.1.1 Modélisation du *small scale fading* (SSF)

Soit $\tilde{p}(t) = \frac{1}{\sqrt{E_p}} p(t)$ une impulsion d'énergie normalisée $E_{\tilde{p}} = 1$, et $\tilde{h}(t) = \frac{1}{\sqrt{E_h}} h(t)$ la réponse impulsionnelle normalisée du canal, d'énergie $E_{\tilde{h}} = 1$. On définit la réponse composite par

$$c(t) = \tilde{p}(t) * \tilde{h}(t)$$

$< * >$ dénotant le produit de convolution.

L'énergie de la réponse composite ainsi obtenue découle directement du *small scale fading*. En effet, si aucune interaction n'a lieu entre les différents trajets du canal, l'énergie de la réponse composite est $E_c = 1$, et sinon, elle vaut directement la valeur du *SSF*.

L'étude du *small scale fading* a été basée sur une approche statistique : la valeur de E_c est calculée pour 500 réalisations de canal, pour une configuration et une bande de signal données. La densité de probabilité de la variable obtenue est alors tracée et comparée à une loi connue par un test de Kolmogorov-Smirnov. Afin d'obtenir directement la marge à prendre en dB, la

variable sur laquelle les calculs sont réalisés est :

$$SSF = 10 \log_{10}(E_c)$$

Un exemple de réalisation est donné sur la figure 2.8. La distribution des E_c a une allure de lognormale, et donc, celle de la variable SSF semble Gaussienne. Un test de Lilliefors (KS-Test simplifié au cas Gaussien) avec un intervalle de confiance de 5% confirme cette hypothèse. Ainsi, on peut faire un ajustement sur la distribution de SSF pour en extraire les paramètres (μ la moyenne et σ l'écart-type) de la densité de probabilité (pdf) Gaussienne (cf. figure 2.9).

Connaissant la densité de probabilité du *small scale fading*, on peut, en l'inversant, calculer la marge m à prendre dans le bilan de liaison :

$$m = \mathcal{H}^{-1}(\rho|\mu, \sigma),$$

$$\text{avec } \rho = \mathcal{H}(m|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^m e^{-\left(\frac{t-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2} dt$$

Étant donné que les modèles de canaux sont aussi des modèles statistiques, il est recommandé dans [Molisch *et al.*, 2003] de n'utiliser que 90% des tirages les plus favorables, les autres cas pouvant être considérés comme non-réalistes. Ainsi, la marge m à prendre en compte dans le bilan de liaison sera calculée avec $\rho = 0.1$.

2.5.1.2 Influence de la largeur de bande

Les figures 2.10 et 2.11 présentent cette marge m à prendre en compte en fonction de la largeur de bande BW (à -10dB) des impulsions, respectivement pour les modèles de canaux des groupes IEEE 802.15.3a et 802.15.4a.

On remarque que plus l'étalement du canal est grand (canaux 3a-4 ou 4a-8 par exemple), et moins la marge à prendre est grande. En effet, plus l'énergie est étalée et plus les effets du *small scale fading* sont moyennés, diminuant ainsi la variance de la distribution, elle-même directement proportionnelle à m .

2.5.1.3 Bursts d'impulsions

Si maintenant sont considérés non pas des impulsions seules, mais des *bursts*, forme de signal retenue dans le cadre de la norme IEEE 802.15.4a, la largeur temporelle du signal transmis est augmentée et donc la probabilité d'avoir des interférences entre les trajets.

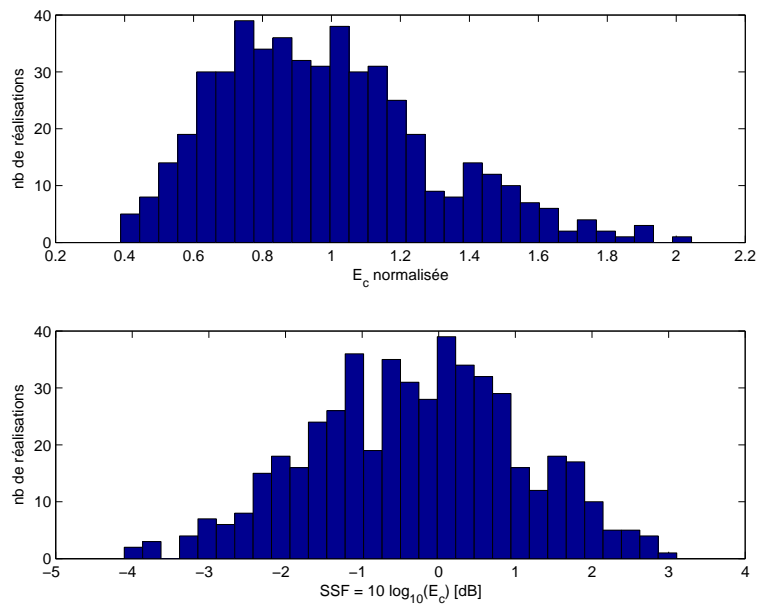


FIG. 2.8 – Distribution de E_c et SSF pour 500 réalisations du canal 3a-3 et une bande $BW = 2\text{GHz}$

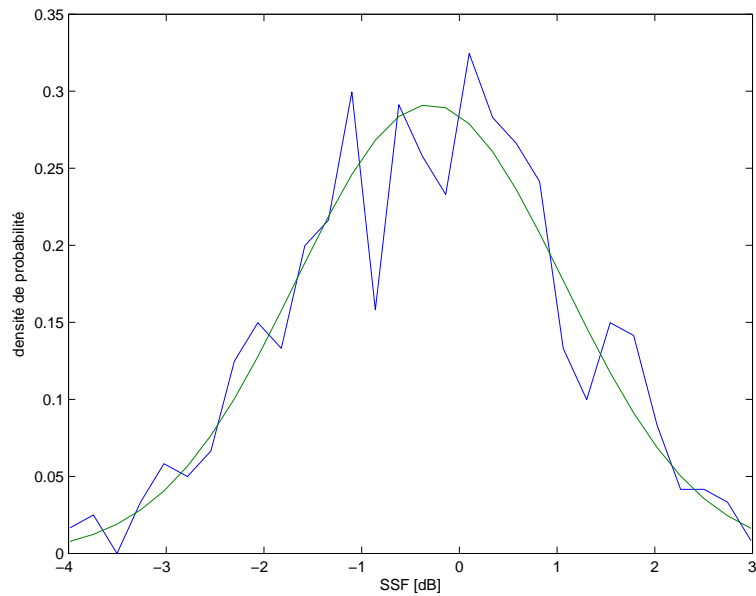


FIG. 2.9 – Densité de probabilité du *small scale fading* et fit Gaussien associé, pour un canal type 3a-3 et $BW = 2\text{GHz}$

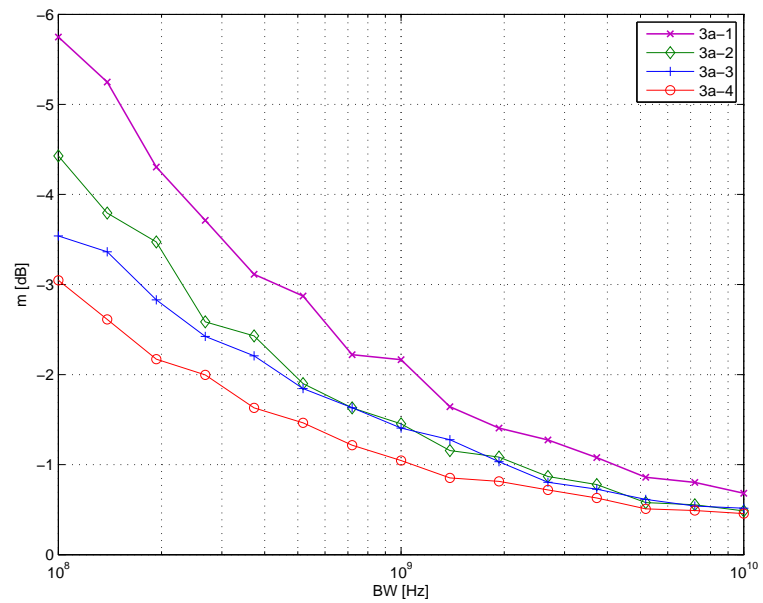


FIG. 2.10 – Marge à prendre en compte dans le bilan de liaison pour le *small scale fading* en fonction de la bande du signal, pour les modèles de canaux du groupe IEEE 802.15.3a

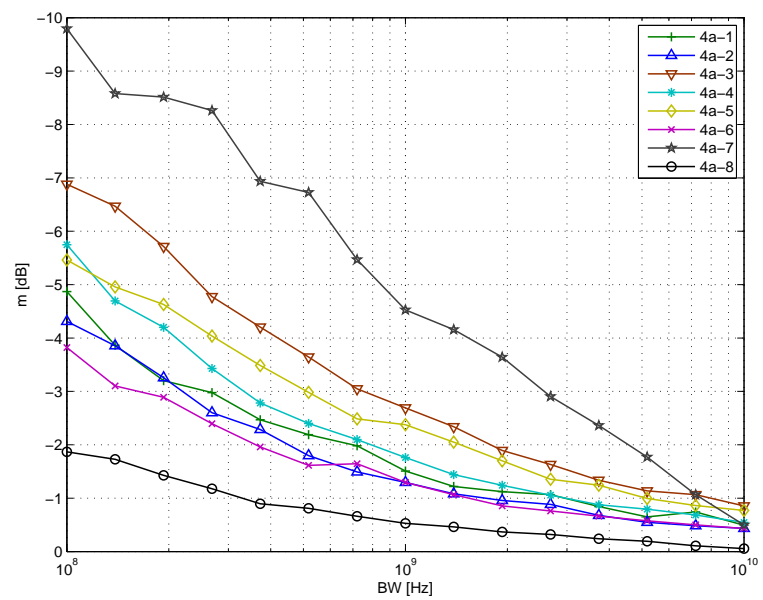


FIG. 2.11 – Marge de *SSF* pour les modèles de canaux du groupe IEEE 802.15.4a

Soit $b(t)$ un burst de N impulsions que l'on peut écrire comme

$$b(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} p\left(t - \frac{i}{BW}\right)$$

où $p(t)$ est une impulsion de largeur de bande BW . Afin de compenser les éventuelles interactions entre les impulsions, on s'intéresse au *burst* $\tilde{b}(t)$ dont l'énergie est normalisée à 1. L'espacement temporel entre les impulsions est fixé à $1/BW$, comme défini dans le *draft* de la norme IEEE 802.15.4a [IEEE.802.15.TG4a, 2005].

On s'intéresse, comme dans la partie précédente, à la variable SSF définie par :

$$SSF = 10 \log_{10} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} (\tilde{b}(t) * \tilde{h}(t))^2 dt \right]$$

où $\tilde{h}(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal normalisée en énergie.

La figure 2.12 représente la marge à prendre pour différentes tailles de *bursts*. La bande BW utilisée est de 494MHz à -3dB, ce qui correspond à une bande à -10dB d'environ 1GHz (*cf.* fig. 2.10). Comme on peut s'y attendre, le fait de répartir l'énergie sur un temps plus grand augmente la probabilité d'avoir des interférences entre les différents trajets du canal, ce qui se traduit par une augmentation de la marge à prendre. Indépendamment de la configuration du canal, la marge augmente d'environ 1dB pour un burst de longueur 4, 2dB pour $N = 8$ et 3 dB pour un burst de longueur 16.

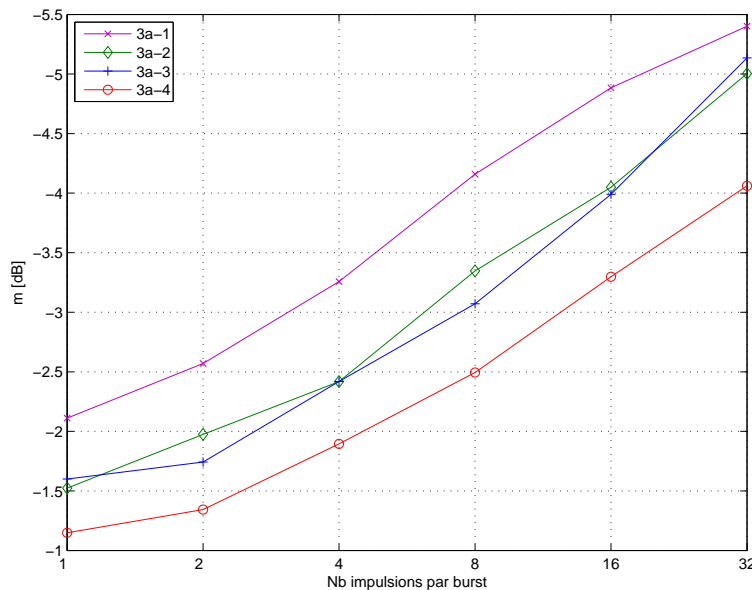


FIG. 2.12 – Marge des SSF en fonction de la taille du burst, avec une impulsion de type Gaussienne de largeur de bande (à -3dB) de 494MHz

2.5.1.4 Influence du modèle d'impulsion

La durée du support temporel variant avec le type d'impulsion, il est intéressant d'étudier la marge de *fading* à prendre pour le modèle adopté comme référence par le groupe IEEE 802.15.4a : impulsion de type *Root Raised Cosine* avec un roll-off de 0.6. Dans ce but, les mêmes simulations que dans la partie 2.5.1.2 sont effectuées (*cf.* figure 2.13).

En comparaison avec le modèle gaussien, la marge de fading à prendre pour ce modèle d'impulsion est supérieure d'environ 1 à 1.5 dB en fonction du type de canal. En revanche, au niveau du bilan de liaison, cette marge supplémentaire de *small scale fading* sera compensée par des pertes dues à la forme spectrale (*Mask Losses*) plus faibles (*cf.* table 1.1).

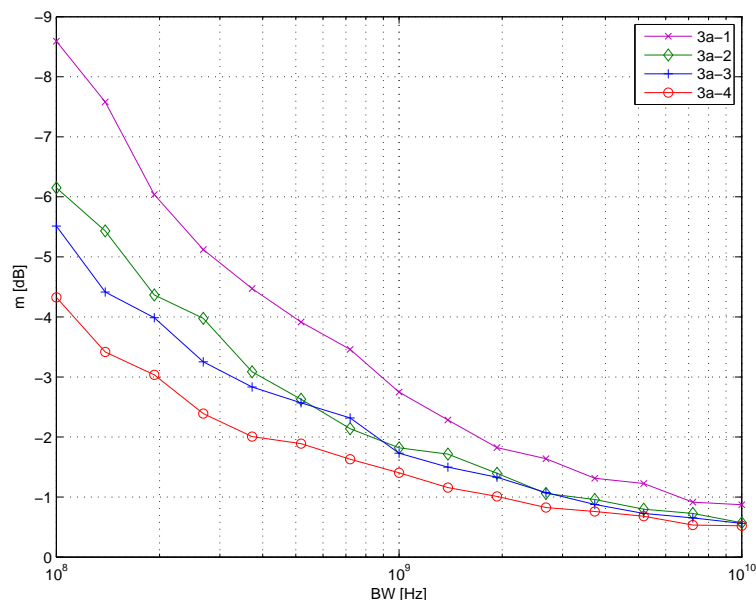


FIG. 2.13 – Marge de *SSF* pour les modèles de canaux du groupe IEEE 802.15.3a, avec un modèle d'impulsion de type *Raised Cosine* avec un *roll-off* $\alpha = 0.6$

2.5.2 Distribution des amplitudes

Afin de spécifier convenablement la sensibilité du *font-end* RF, il est nécessaire de connaître les niveaux des signaux reçus. Pour cela, nous allons nous intéresser dans cette partie à l'effet des trajets multiples sur la distribution des amplitudes reçues. Afin de s'affranchir des pertes de propagation, nous proposons de normaliser la réponse composite et d'étudier la statistique des niveaux de tension moyens et pics reçus, pour les différents modèles de canaux.

2.5.2.1 Amplitudes normalisées

Soit $p(t)$ une impulsion transmise, d'amplitude A . Dans le cas spécifique de propagation en espace libre, l'impulsion reçue n'est pas déformée et a pour amplitude $A\sqrt{PL}$, où PL représente la perte due à la propagation.

Afin de s'affranchir de la largeur de bande et de la période de répétition des impulsions qui influent directement sur A ainsi que de la distance (PL), la réponse composite est normalisée comme :

$$\tilde{c}(t) = \frac{1}{A\sqrt{PL}} p(t) * h(t) \quad (2.10)$$

En utilisant cette normalisation, l'effet des multitrajets apparaît naturellement, sachant que l'amplitude normalisée reçue est 1 pour un canal *AWGN*.

Dans les parties suivantes, la variable représentant l'amplitude maximale de la réponse composite sera modélisée comme :

$$A_M = \max [|\tilde{c}(t)|] \quad (2.11)$$

et l'amplitude moyenne du signal reçu comme :

$$A_a = E [|\tilde{c}(t)|] \quad (2.12)$$

2.5.2.2 Répartition du maximum

Pour l'étude des récepteurs de type « détection de pic », il est intéressant de regarder la répartition des amplitudes normalisées du maximum reçu. On génère pour cela un grand nombre de tirages de canaux, afin d'obtenir une statistique pour la variable A_M , définie en (2.11).

La figure 2.14 représente la densité de probabilité cumulée de A_M , en fonction de la bande BW , pour un canal de type 4a-1. La CDF des amplitudes maximales de la réponse impulsionnelle (amplitudes a_k cf. (2.8)) est aussi représentée. La différence entre les deux surfaces peut être attribuée aux interférences entre les différents trajets du canal (*small scale fading*) et comme on peut s'y attendre, la figure 2.14 montre que plus la bande BW est grande, plus les surfaces se rapprochent. On devra tout de même mener l'étude sur les réponses composites et garder la largeur de bande comme degré de liberté.

Les résultats sont présentés sur la figure 2.15, où le niveau normalisé du maximum reçu est tracé en fonction de la largeur de bande BW pour chacun des modèles de canaux 15.3a. La distribution du maximum étant fortement dépendante du *small scale fading*, la densité de probabilité n'est pas calculable de manière triviale. Ainsi, les CDF à 5% et 95% permettent de borner la variation du maximum reçu. La moyenne calculée est aussi tracée. La figure 2.16 présente les résultats de cette même étude, appliquée aux modèles de canaux 15-4a.

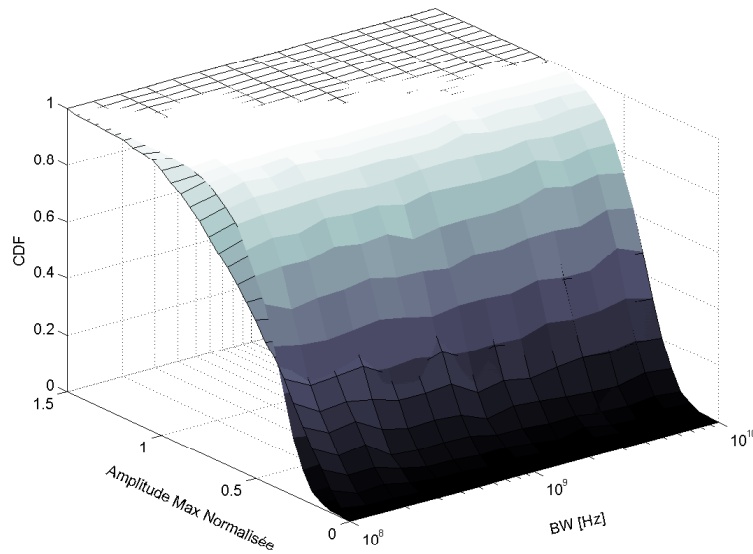


FIG. 2.14 – Densité cumulée de l’amplitude maximale reçue A_m , pour la réponse composite (surface quadrillée) et pour la réponse impulsionnelle

Comme les effets du *small scale fading* diminuent avec l’augmentation de la largeur de bande, la distribution du maximum se resserre. On peut remarquer que pour les faibles largeurs de bande, l’amplitude du maximum peut être supérieure à 1 (supérieure au cas AWGN), toujours à cause du SSF. On peut aussi noter que le niveau du maximum ne subit pas de grosse variation en fonction du type de canal et d’environnement.

Application numérique avec des paramètres réalistes : pour une bande de 2GHz, et une distance de 10m, le Path Loss dans un canal de type 15.3a-4 est de -74.6dB avec un coefficient d’atténuation $n = 3$. Les amplitudes normalisées sont de 0.2, 0.3 et 0.42 respectivement pour la CDF à 5%, la moyenne et la CDF à 0.95%. L’amplitude A de l’impulsion émise, pour une période de répétition de $1\mu s$ (1Mpps⁶), est de 4.5V sur une résistance de 50Ω (cf. (1.8)). En utilisant (2.10), on en déduit que, dans cette configuration, 90% des pics reçus seront compris entre $167.5\mu V$ et $351.7\mu V$ avec une moyenne de $251.2\mu V$.

2.5.2.3 Répartition de la moyenne des amplitudes

Une étude complémentaire à la distribution des maximums est celle concernant les amplitudes moyennes du signal reçu. Il s’agit d’avoir une idée la plus précise possible du niveau de tension moyen à l’entrée du récepteur, afin de spécifier au mieux sa sensibilité. L’approche est la même que dans la partie précédente et les résultats sont présentés sur les figures 2.17 et 2.18.

Contrairement à la distribution des maximums, le type d’environnement et surtout l’étalement temporel de la réponse du canal ont une grande influence sur le niveau de tension moyen ob-

⁶Mpps = Mega pulse per second

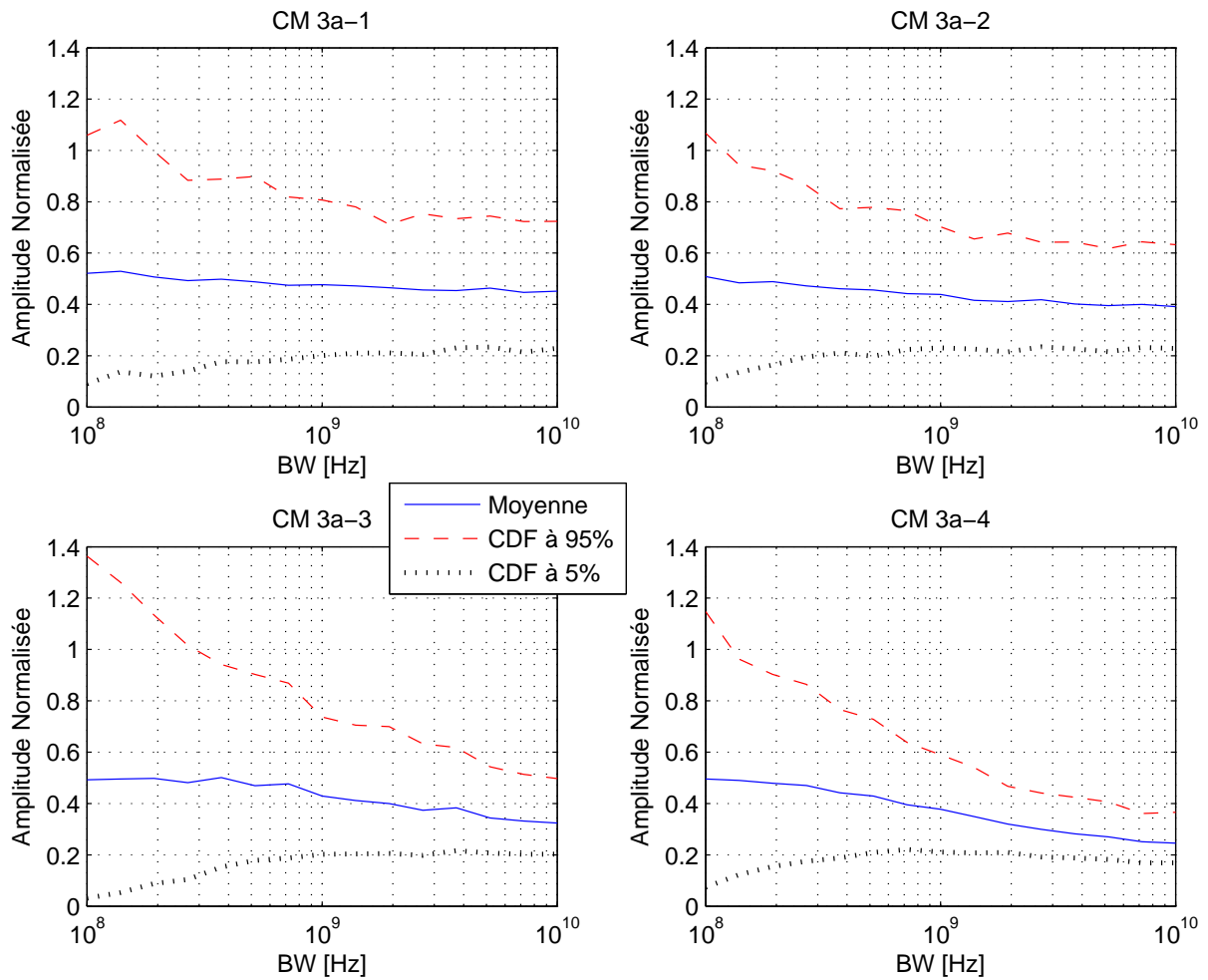


FIG. 2.15 – Répartition du maximum des amplitudes reçues, pour les modèles de canaux 15.3a, en fonction de la largeur de bande BW de l'impulsion transmise.

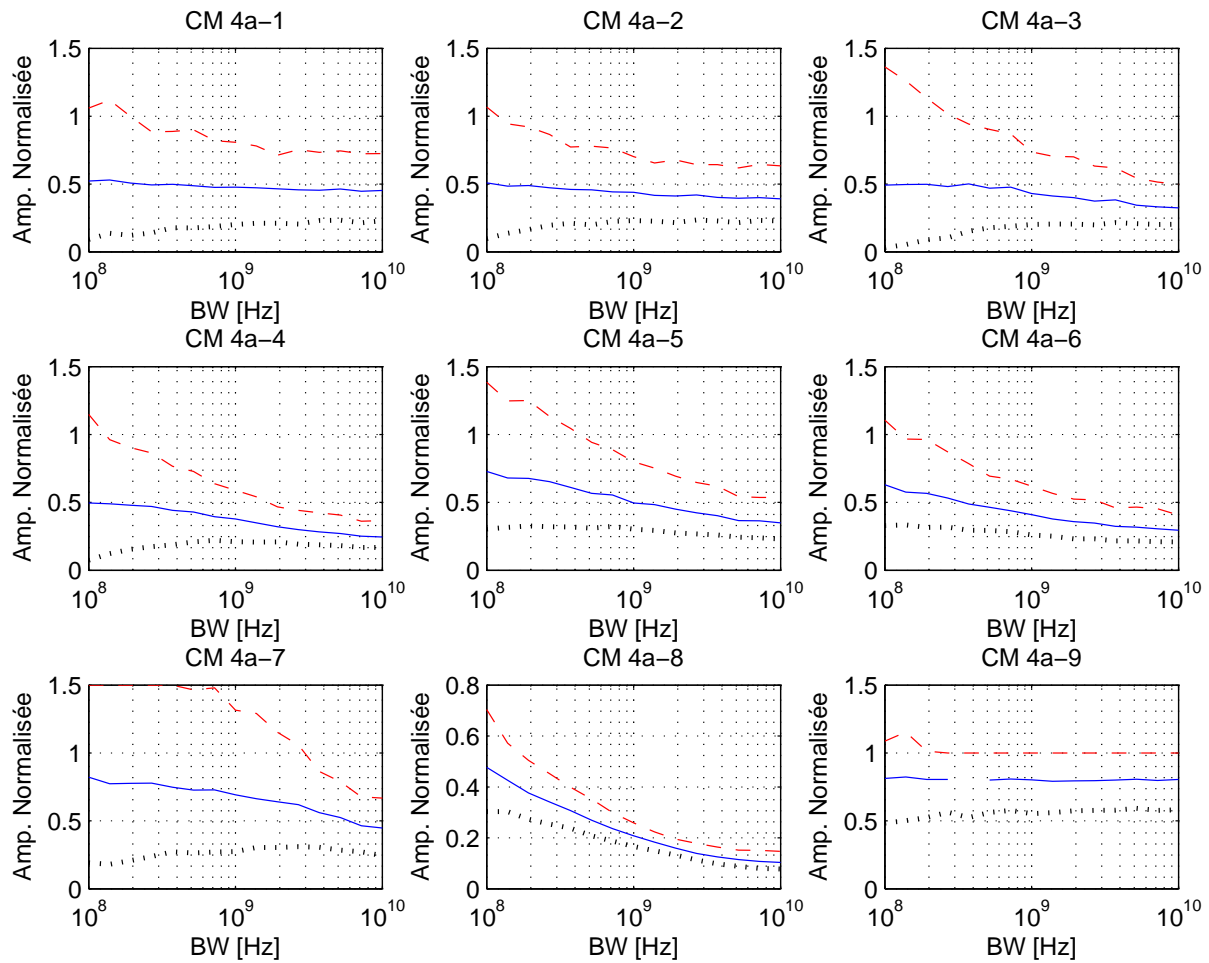


FIG. 2.16 – Répartition du maximum des amplitudes reçues, pour les modèles de canaux 15-4a, en fonction de la largeur de bande BW de l'impulsion transmise. En trait plein, la moyenne de la distribution, en tirets la CDF à 95% et en pointillés la CDF à 5%.

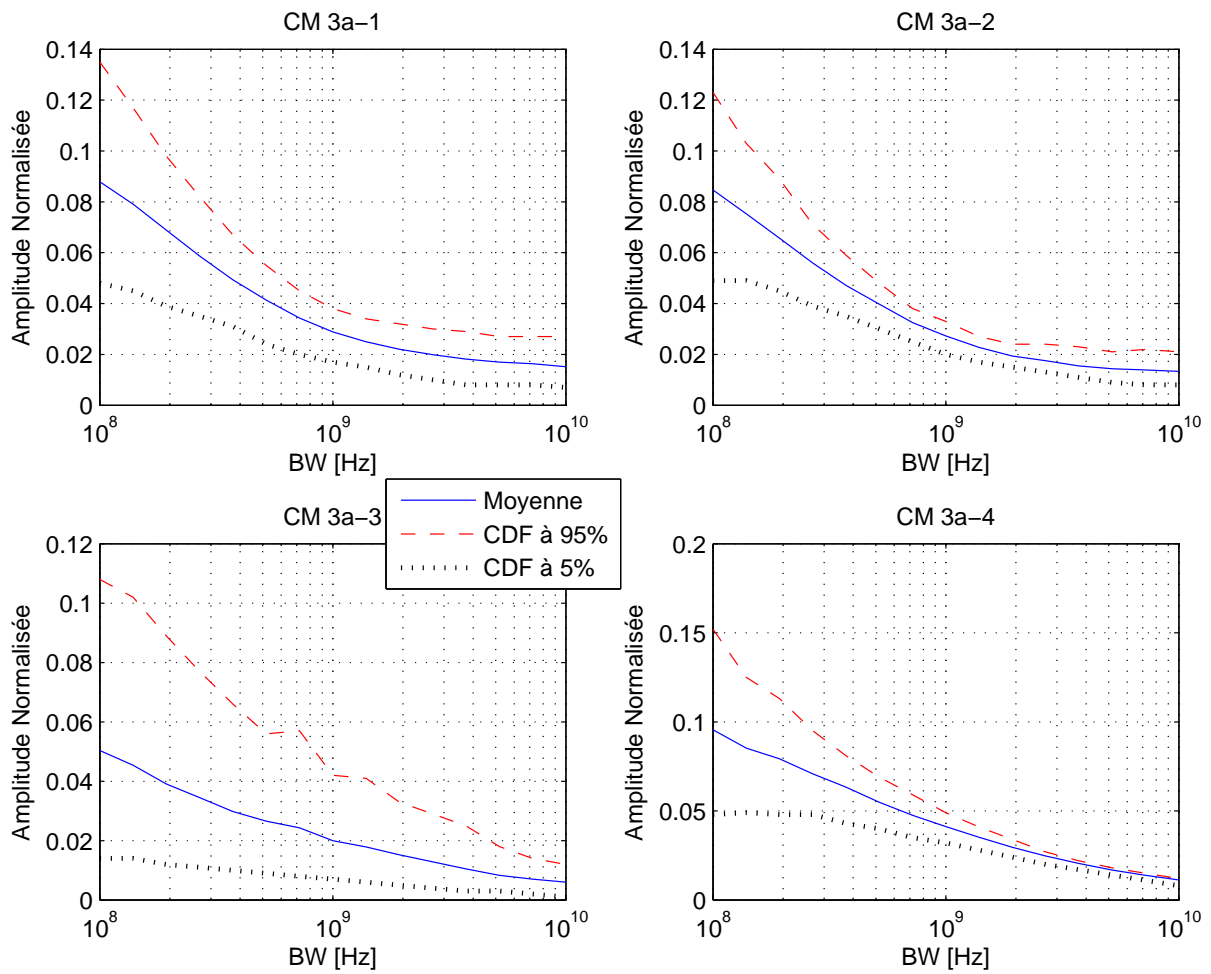


FIG. 2.17 – Répartition de l'amplitude moyenne reçue pour les modèles de canaux 15.3a, en fonction de la largeur de bande BW de l'impulsion transmise.

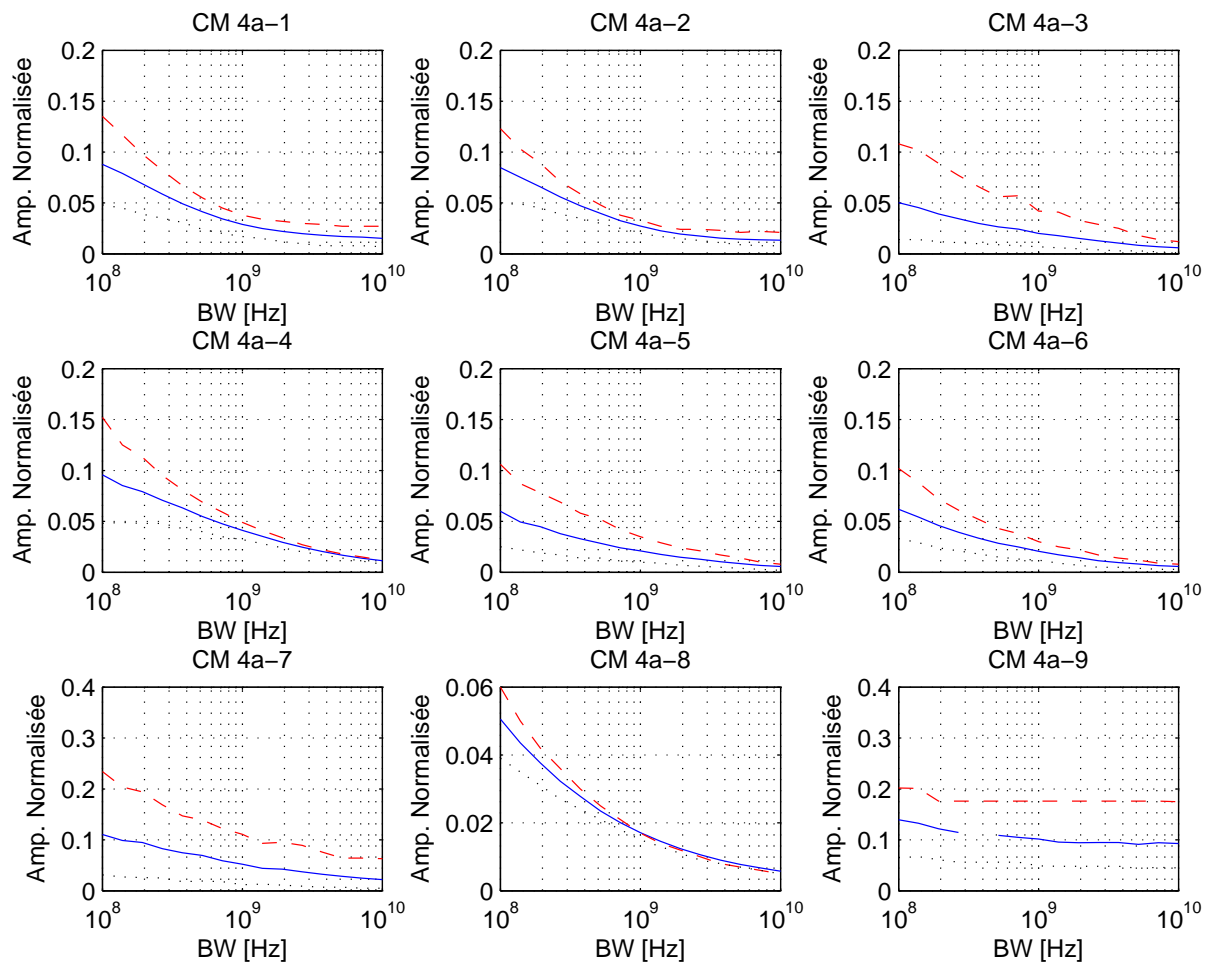


FIG. 2.18 – Répartition de l'amplitude moyenne reçue pour les modèles de canaux 15.4a, en fonction de la largeur de bande BW de l'impulsion transmise. En trait plein, la moyenne de la distribution, en tirets la CDF à 95% et en pointillés la CDF à 5%.

servé. Ainsi, si l'on reprend l'application numérique⁷ précédente, 90% des amplitudes moyennes seront comprises entre $21\mu\text{V}$ et $28.9\mu\text{V}$ avec une moyenne de $25.4\mu\text{V}$.

2.5.3 Énergie dans une fenêtre d'intégration

La partie suivante est consacrée à la répartition temporelle de l'énergie dans le canal. L'étude des systèmes de réception non cohérents (détecteur d'énergie typiquement) nécessite, pour être menée à bien, une connaissance avancée de l'impact du canal sur cet étalement. Ainsi, nous proposons une étude statistique menée sur la répartition de l'énergie collectée à l'intérieur d'une fenêtre d'intégration de largeur T_i .

Si l'on considère que ce temps d'intégration est de l'ordre du temps d'étalement du canal, qui, dans le cas UWB est grand devant la largeur temporelle des impulsions, le *small scale fading* peut être sorti de l'étude en travaillant uniquement sur la réponse impulsionnelle $h(t)$ (normalisée en énergie). En effet, les marges correspondant au SSF sont déjà reportées dans le bilan de liaison. On définira donc ce ratio comme

$$\mu_\epsilon(T_i) = \max_u \int_u^{u+T_i} h^2(t) dt$$

On peut noter que μ_ϵ tend vers l'énergie du trajet le plus fort lorsque T_i tend vers 0, car le modèle est basé sur la réponse impulsionnelle (modèle en somme de Diracs) et non la réponse composite. Ceci permet d'ôter un degré de liberté supplémentaire : la largeur de bande de l'impulsion.

Afin d'obtenir un modèle statistique, la variable μ_ϵ est générée pour un grand nombre de tirages de canaux, et pour différentes valeurs de T_i . Le résultat obtenu est présenté sur la figure 2.19 où la CDF de μ_ϵ est tracée pour chaque valeur de T_i .

Le modèle désiré pour $\mu_\epsilon(T_i)$ est obtenu directement en reliant les niveaux de CDF constants en fonction de T_i . On prendra comme valeur numérique une CDF à 10%, ainsi, on s'assure que 90% des tirages de canaux auront un ratio au moins supérieur à la valeur de μ_ϵ , les 10% restant pouvant être considérés comme peu significatifs, selon les recommandations des groupes de modélisation du canal [Molisch *et al.*, 2003].

L'expression numérique retenue pour modéliser la courbe reliant les CDF de même valeur est

$$\begin{aligned} \mu_\epsilon(T_i) &= 0 \quad \text{si } T_i \leq 0 \\ \mu_\epsilon(T_i) &= 1 - e^{-\left(\frac{T_i - a_1}{a_2}\right)^{a_3}} \quad \text{sinon,} \end{aligned} \tag{2.13}$$

⁷canal 3a-4 à 10m pour une bande de 2GHz et une période moyenne de répétition des impulsion de $1\mu\text{s}$

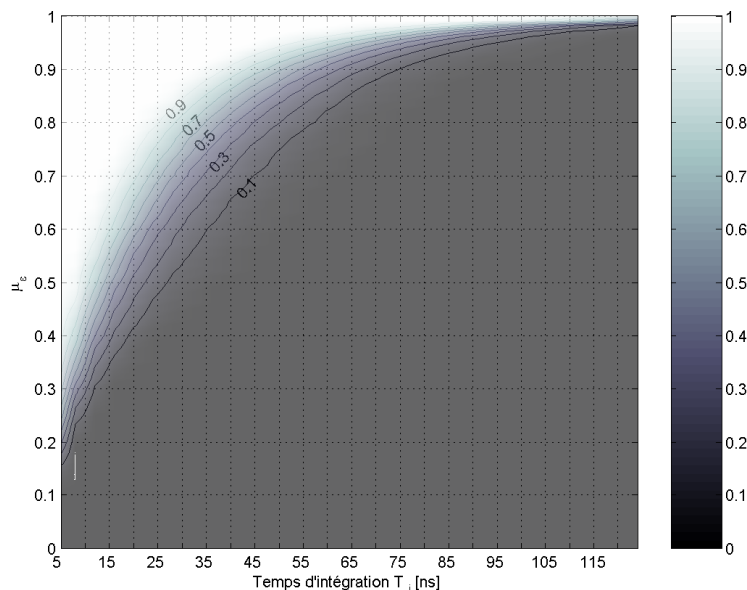


FIG. 2.19 – Densité cumulée du ratio d’énergie collecté μ_ϵ en fonction du temps d’intégration, pour un canal de type 3a-4

avec a_1 , a_2 et a_3 des paramètres dépendants du type de canal considéré, et obtenus en utilisant une méthode d’optimisation aux sens des moindres carrés.

La figure 2.20 représente le résultat de l’optimisation pour un canal de type 3a-4 et les valeurs des paramètres a_1 , a_2 et a_3 sont données dans le tableau 2.3 pour les différents modèles de canaux.

Ainsi, on dispose d’un modèle numérique permettant d’estimer le ratio d’énergie que l’on intégrera pour un environnement et une valeur de T_i donnés. Un grand nombre de résultats découlent de ce modèle, qui sera largement utilisé dans le chapitre consacré à l’étude des récepteurs.

2.5.4 Propriétés de Corrélation des canaux

Lors de l’étude des interférences inter symboles (ISI⁸) ou inter piconets (SOP⁹), les fonctions d’auto et inter corrélation apparaissent fréquemment. Cette dernière étude statistique a pour but de caractériser les propriétés de corrélation des modèles de canaux UWB. Pour cela, considérons $x(t)$ et $y(t)$ deux tirages indépendants de réponses composites, ayant respectivement pour énergie

⁸Inter Symbol Interference

⁹Simultaneously Operating Piconet

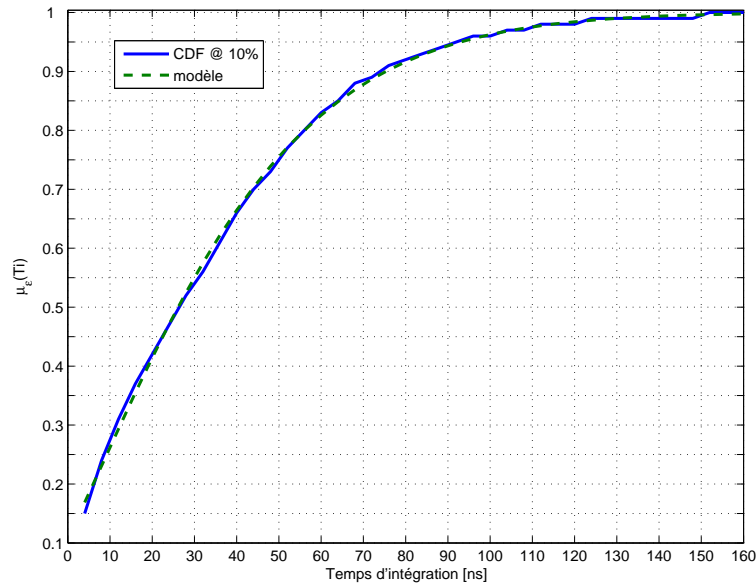


FIG. 2.20 – Courbe reliant les valeur de CDF à 10% en fonction du temps d'intégration, et modèle numérique pour $\mu_\epsilon(T_i)$ associé, pour le canal 3a-4

Type de canal	a_1	a_2	a_3
3a-1	-0.2223	7.4877	0.9603
3a-2	-5.7199	18.0574	1.6761
3a-3	-7.2034	28.9776	1.3715
3a-4	-10.022	46.9571	1.3969
4a-1	-15.125	41.9817	1.4443
4a-2	-13.831	43.4946	1.5532
4a-3	-0.756	13.6666	0.8686
4a-4	-3.5261	23.5395	1.3664
4a-5	-15.251	53.9378	1.188
4a-6	-13.705	146.46	0.8291
4a-7	-43.296	44.1433	6.6911
4a-8	12.5119	112.911	1.1164
4a-9	-362.48	405.502	5.6658

TAB. 2.3 – Paramètres pour le modèle numérique de μ_ϵ

E_x et E_y . Le coefficient C_{xx} (*resp.* C_{xy}) d'auto (*resp.* inter) corrélation est défini comme

$$\begin{aligned} C_{xx}(\tau) &= \frac{1}{E_x} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t+\tau) dt \\ C_{xy}(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{E_x E_y}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t+\tau) dt \end{aligned} \quad (2.14)$$

Comme $x(t)$ et $y(t)$ sont à moyenne nulle, il va de soi qu'en dehors du lobe principal d'auto-corrélation ($C_{xx}(0) = E_x$), l'espérance de C_{xx} et de C_{xy} est aussi nulle. Un test de Kolmogorov-Smirnov permet de montrer que la distribution des coefficients de corrélation est de type gaussien. En effet, la corrélation étant le résultat d'une intégrale, soit la somme d'un grand nombre d'amplitudes aléatoirement distribuées, le théorème de la limite centrale permet de pressentir ce résultat. La variance de ces coefficients de corrélation n'étant pas calculable, car dépendante de la forme de l'impulsion et de la distribution des trajets, on procède comme précédemment de manière statistique. L'écart type des coefficients de corrélation est tracé sur la figure 2.21, pour un canal de type 4a-8.

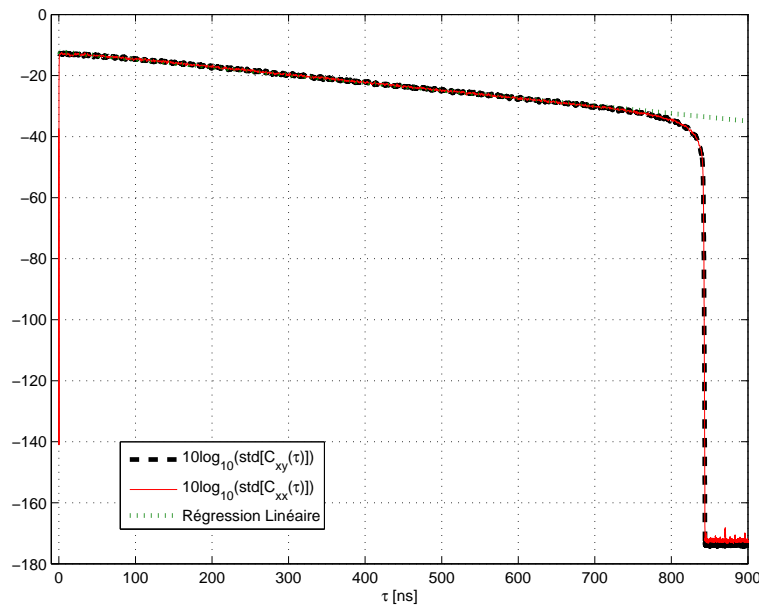


FIG. 2.21 – Écart type des coefficients d'auto $C_{xx}(\tau)$ et inter $C_{xy}(\tau)$ corrélation, pour 250 réalisations du canal 4a-8. Une régression linéaire est pratiquée sur la zone significative d'étalement du canal (750ns pour le modèle 4a-8)

La figure 2.21 montre que les écarts types (notés $\text{std}[\dots]$) de C_{xx} et C_{xy} ont exactement la même allure en fonction de τ . En effet, les trajets étant distribués de manière indépendante, il n'y a aucune raison pour que les trajets au sein d'un même tirage de canal soient davantage corrélés entre eux qu'avec ceux provenant d'un autre tirage. On parlera alors uniquement de coefficient de corrélation, sachant que les résultats seront valables tant pour l'inter que l'auto

corrélation. En échelle logarithmique, l'écart type en fonction de τ présente une zone linéaire puis décroît fortement au-delà de l'étalement du canal. En utilisant la transformation adoptée pour la représentation sur la figure 2.21 ($10 \log_{10}(C_{xx})$), le coefficient de corrélation peut s'écrire sous la forme

$$\text{std}[C_{xx}(\tau)] = \text{std}[C_{xy}(\tau)] = 10^{\left(\frac{a_1 \tau + a_2}{10}\right)} \quad (2.15)$$

où a_1 et a_2 représentent respectivement la pente et l'ordonnée à l'origine de la zone linéaire. Ces deux paramètres sont illustrés sur la figure 2.22 en fonction de la largeur de bande BW de l'impulsion, pour différents modèles de canaux.

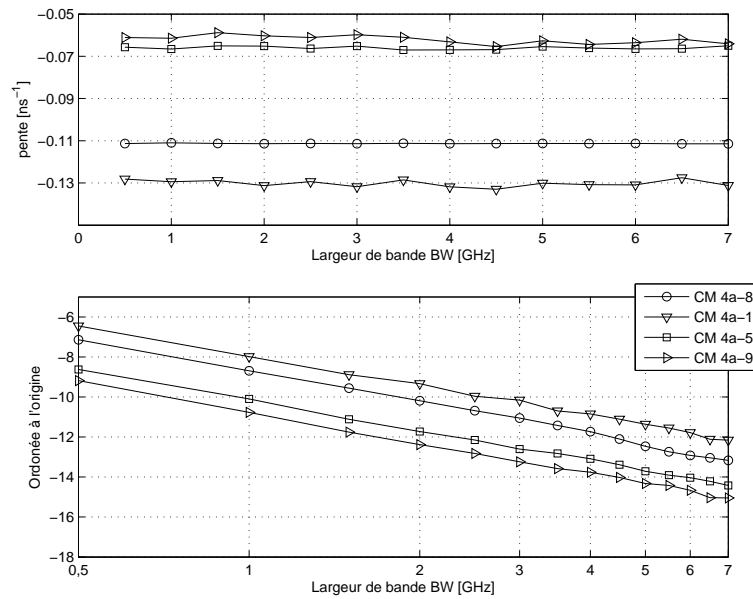


FIG. 2.22 – Paramètres de régression linéaire sur l'écart type des coefficients de corrélation

De même que pour le modèle d'énergie en fonction de T_i , ces résultats seront utilisés dans la partie concernant l'étude des récepteurs.

2.6 Conclusion

Après un premier chapitre décrivant les signaux UWB, ce second chapitre a été dédié à leur environnement de propagation.

Dans un premier temps, le rappel des notions essentielles de propagation a permis de mettre en évidence les grands types d'interactions susceptibles de modifier la forme d'onde. Le bilan de liaison a ensuite été établi via l'étude des différentes pertes dues à la propagation.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux modèles de canaux à trajets multiples développés spécifiquement pour les communications UWB par les instances de normalisation et utilisés par la majeure partie de la communauté académique. La prise en compte de ces modèles est indispensable à la définition d'une couche physique et donc à la spécification du récepteur que nous utiliserons. Pour cela plusieurs études menées sur ces modèles de canaux ont été présentées, et seront utilisées dans le chapitre suivant pour l'étude du récepteur.

Contributions personnelles

Les études statistiques réalisées sur les modèles de canaux des groupes de standardisation IEEE ont été présentées à *IEEE International Conference on UWB (ICU'05)* (cf. [Dubouloz *et al.*, 2005b]).



Chapitre 3

Récepteurs UWB

Sommaire

3.1	Introduction	72
3.2	Éléments de base de l'UWB pulsé	73
3.2.1	Modèles de signaux	73
3.2.2	Modulations	74
3.2.3	Gain de traitement et rapport cyclique	76
3.3	Solutions cohérentes	77
3.3.1	Le récepteur RAKE	77
3.3.2	Performances	78
3.3.3	Implémentation	84
3.4	Solutions différentiellement cohérentes	88
3.4.1	Transmission de référence	88
3.4.2	Modulation différentielle de phase DBPSK	100
3.4.3	Remarques sur la modulation différentielle	101
3.5	Solutions non cohérentes	102
3.5.1	Modulation <i>On-Off keying</i>	103
3.5.2	Modulation de position	105
3.5.3	Synchronisation	109
3.5.4	Implémentation	112
3.6	Éléments de choix et complexité	113
3.7	Portée des dispositifs	115
3.8	Conclusions	118

3.1 Introduction

Après avoir étudié les signaux UWB et les caractéristiques du canal dans lequel ils se propagent, nous allons nous intéresser à la manière dont ils peuvent être traités, toujours dans le cadre de l'UWB impulsionnel [Win et Scholtz, 1998b].

Un récepteur radio est nécessairement composé de plusieurs étages. Le premier capte l'onde électromagnétique à l'aide d'une antenne qui doit être adaptée à la largeur fréquentielle des signaux. Un élément de filtrage permet éventuellement d'isoler la bande du signal. La chaîne de filtrage est un point clé dans la conception d'un récepteur, car les signaux UWB, de par leur faible puissance, sont très sensibles aux interférences causées par les autres systèmes radio qui ont, pour la grande majorité, des niveaux de puissance rayonnée beaucoup plus forts. Le deuxième étage du récepteur a pour but d'amplifier le signal reçu afin de pouvoir le traiter. Cette partie est composée d'un ou plusieurs LNA¹. L'étage d'amplification peut être à gain variable (VGA²), ce qui permet d'ajuster le niveau des signaux et ne pas saturer le détecteur. Ces deux premiers étages sont présents dans tous les récepteurs et ne diffèrent guère d'une solution à une autre. En revanche, le troisième étage du récepteur, constituant la partie de détection, peut être réalisé d'un grand nombre de manières, orientées soit vers une performance optimale, soit vers une complexité minimale. C'est ce sujet qui sera traité dans ce chapitre. La détection peut être réalisée de manière analogique ou numérique, et nécessiter un traitement du signal plus ou moins complexe.

Il existe trois catégories de récepteurs UWB, classées selon la manière dont la phase du signal est obtenue :

1. les approches dites cohérentes, qui permettent de retrouver intégralement la phase du signal reçu ;
2. les approches différentiellement cohérentes qui ne permettent d'obtenir que la phase relative d'un symbole reçu par rapport au symbole précédent ;
3. les solutions non cohérentes qui ne conservent pas d'information sur la phase du signal.

Dans ce chapitre, on présentera chacun des trois types de récepteurs. Les travaux effectués sur les modèles de canaux seront incorporés dans l'étude de performance et nous essaierons de lister les éléments nécessaires à l'implémentation pour jauger la complexité de chacune des solutions étudiées.

Le choix du récepteur dépendra bien évidemment de la couche physique et de la modulation employées. Un récepteur non cohérent ne pourra pas recevoir des signaux modulés en phase

¹*Low Noise Amplifier*, amplificateur faible bruit

²Variable Gain Amplifier

(PSK³) alors qu'une modulation de position demandera un traitement beaucoup plus complexe à un récepteur cohérent⁴. Le meilleur compromis entre performance, complexité, et débit visé doit alors être trouvé.

3.2 Éléments de base de l'UWB pulsé

Dans cette première partie, nous allons rappeler rapidement les différentes manières dont l'information peut être transmise à l'aide de trains d'impulsions UWB. Pour éviter les notations lourdes et inutiles, nous ne prendrons pas en compte les modulations de phase d'ordre supérieur à 2. En effet, la conception d'un générateur d'impulsions UWB constitue déjà un défi en soi et il est possible, moyennant quelques modifications simples de l'émetteur, d'inverser la phase (polarité) du signal. En revanche, paramétrer la phase des impulsions de manière précise introduirait une complexité supplémentaire, rédhibitoire pour un système faible consommation et bas coût. Nous considérerons donc par la suite uniquement des signaux réels (au sens où la phase des impulsions ne peut valoir que 0 ou π).

3.2.1 Modèles de signaux

L'élément de base d'un signal UWB est un symbole S_k composé de N_p impulsions $p(t)$ modulées et codées en temps et en polarité (figure 3.1) :

$$S_k = \sum_{i=0}^{N_p-1} A_k A_i p(t - iT_p - T_i - T_k) \quad (3.1)$$

où T_p est la période moyenne de répétition des impulsions, $A_i \in \{-1, 1\}$ le code de polarité, et $T_i \in [0, T_p[$ le code de position de la $i^{\text{ème}}$ impulsion.

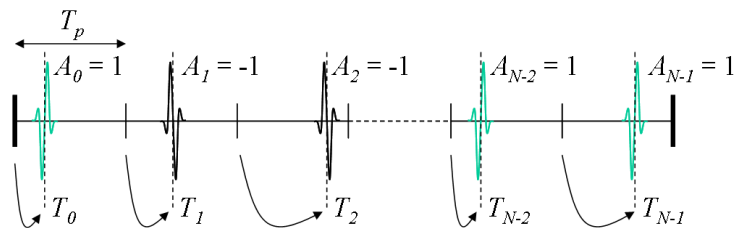


FIG. 3.1 – Symbole UWB de N_p impulsions codées en temps et en polarité.

Le code évoqué ici vise à augmenter le gain de traitement en ajoutant de la redondance

³Phase Shift Keying

⁴En effet, un récepteur cohérent doit faire une corrélation pour chaque position possible en PPM (e.g. 2 corrélations pour un bit démodulé en 2-PPM) alors qu'une seule est nécessaire pour un bit en BPSK.

sur l'information transmise, à lisser le spectre du signal ou encore à gérer l'accès multiple de plusieurs utilisateurs. Retrouver l'information transmise nécessite d'effectuer une étape de décodage (appelée aussi *deframing*) en bande de base. Notre étude ayant pour but de comparer la performance des différents types de récepteurs UWB (et non celle des codes), on peut sans perdre en généralité s'affranchir de cette étape en choisissant un code de polarité $A_i = 1 \forall i$ et un code de position $T_i = 0 \forall i$. Ceci revient à utiliser un code de répétition $(N_p, 1)$.

Le signal transmis peut alors s'écrire comme

$$s(t) = \sum_k \sum_{i=0}^{N_p-1} A_k p(t - kT_s - iT_p - T_k) \quad (3.2)$$

avec T_S le temps symbole, A_k et T_k l'amplitude et la position des N_p impulsions associées au $k^{\text{ème}}$ symbole.

Les différents moyens de transmettre de l'information à l'aide de ces trains d'impulsions sont présentés dans la partie suivante.

3.2.2 Modulations

Les états binaires des principales modulations rencontrées dans le domaine de l'UWB pulsé sont représentés sur la figure 3.2. Plusieurs variantes existent et certaines seront abordées dans la suite de ce chapitre.

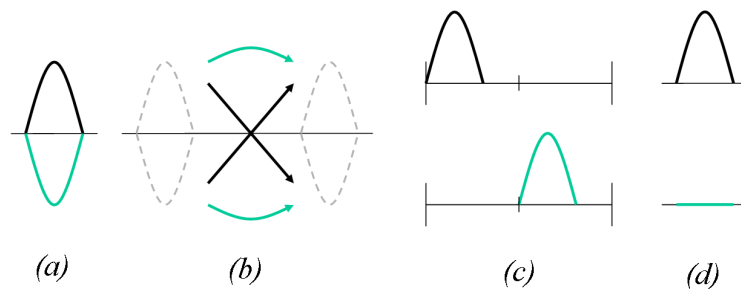


FIG. 3.2 – Modulations employées en UWB : (a) BPSK, (b) DBPSK, (c) 2-PPM, (d) OOK

3.2.2.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Pour cette modulation, on code la phase de l'impulsion de manière binaire. Ainsi, une impulsion sera transmise avec un front montant (bit à 0) ou descendant (bit à 1). Changer la phase de 180° revient à multiplier l'amplitude par -1 , ce qui est équivalent à une modulation de polarité binaire (BPAM⁵).

⁵Binary Pulse Amplitude Modulation

Soit $b_i \in \{0; 1\}$ le bit à transmettre, la polarité a_i de l'impulsion correspondante pourra s'écrire, en fonction du *mapping* choisi, $a_i = \pm (2 b_i - 1)$.

3.2.2.2 Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)

Dans le cas de la modulation de phase différentielle, le bit est codé par la phase relative entre deux symboles consécutifs. La connaissance de la polarité d'une seule impulsion ne permet alors en aucun cas de retrouver l'information. L'amplitude du $i^{\text{ème}}$ symbole peut être exprimée comme :

$$a_i = \pm (2 (b_i \oplus b_{i-1}) - 1) a_{i-1}$$

\oplus représentant l'opérateur logique *ou exclusif* (xor).

3.2.2.3 Transmission de référence (TR)

La transmission de référence (TR) est un cas particulier de la modulation précédente. En effet, pour la DBPSK la première impulsion transmise sert de référence et chacune des impulsions suivantes, régulièrement espacées, peut porter un bit d'information. Dans le cas de la TR, une impulsion de référence est envoyée pour chaque impulsion modulée, créant ainsi un doublet qui peut être émis sans relation avec la position du doublet précédent.

3.2.2.4 Modulation de position - *Pulse Position Modulation* (PPM)

La modulation de position consiste à coder l'instant d'émission d'une impulsion. La période de répétition T_p dont le début constitue la référence temporelle, est alors divisée en N parties (avec $N = 2^k$, k entier ≥ 1), chacune correspondant à un symbole. Une modulation N -PPM permet donc de coder $\log_2(N)$ bits.

3.2.2.5 Modulation « tout ou rien »- *On Off Keying* (OOK)

La modulation « tout ou rien », comme son nom l'indique, consiste à coder l'information par l'envoi ou non d'une impulsion. C'est une modulation uniquement binaire, nécessitant l'estimation et l'optimisation de la valeur du seuil séparant le niveau actif (*ON*) du niveau passif (*OFF*).

3.2.3 Gain de traitement et rapport cyclique

Le rapport cyclique (*duty cycle*) peut être défini comme le rapport entre le support temporel de l'impulsion initiale (avant son passage dans le canal) et sa période moyenne de répétition T_p (temps d'émission sur temps de silence). La puissance moyenne étant maintenue constante, on peut jouer sur ce rapport cyclique pour ajuster le débit (diminution de T_p) ou la portée du dispositif. En revanche, du fait des limites en puissance de pic, il se peut que l'énergie d'une seule impulsion soit insuffisante pour assurer la communication. Il sera alors nécessaire d'ajouter de la redondance, par exemple en répétant l'impulsion et en faisant des intégrations cohérentes⁶ ou des accumulations de son énergie. On parle alors de gain de traitement (*Processing gain*, cf. lien entre rapport signal à bruit et rapport signal à bruit binaire, section 2.3.1.3).

⁶somme terme à terme des amplitudes échantillonnées.

3.3 Solutions cohérentes

3.3.1 Le récepteur RAKE

Les solutions cohérentes ont été largement plébiscitées pour l'UWB impulsif haut débit. Le récepteur type est le RAKE (râteau ou *récepteur à doigts*). Il est optimal car il permet de contrer efficacement les effets des trajets multiples en recombinaison en phase chacun des échos reçus. Le principe est d'adapter le récepteur au canal en décomposant la réponse impulsionnelle $h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k)$ en k « doigts », chacun constitué d'un retard τ_k et d'un coefficient d'atténuation α_k qui pondère le $k^{\text{ème}}$ trajet reçu (cf. figure 3.3). Cela requiert une estimation très fine de la réponse du canal.

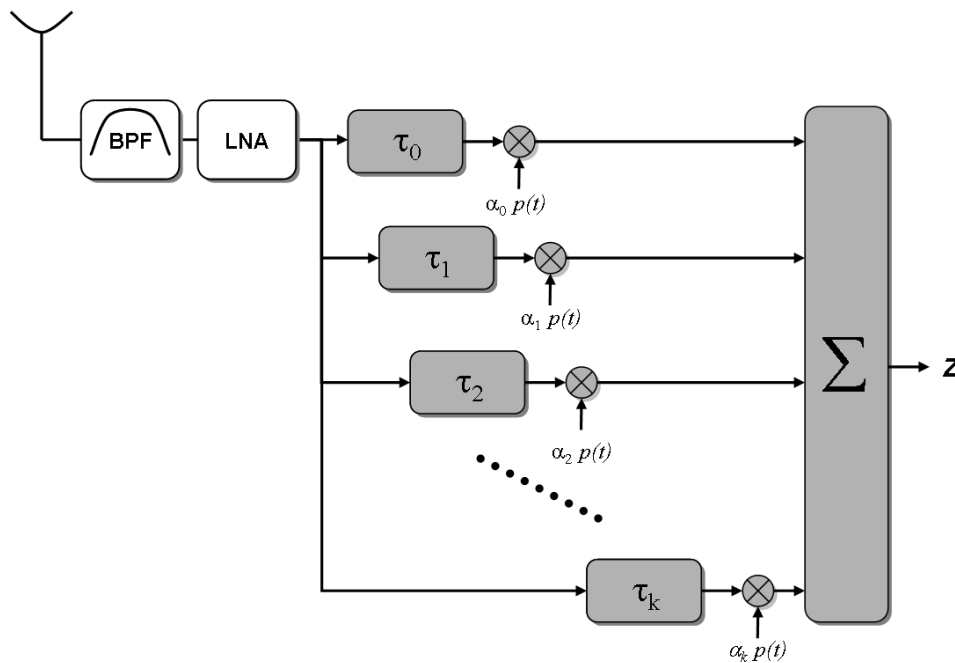


FIG. 3.3 – Principe du récepteur RAKE.

L'implémentation d'un récepteur pouvant reconstituer l'ensemble de la réponse impulsionnelle n'est pas envisageable en UWB, car les modèles de canaux *indoor* peuvent comporter jusqu'à plusieurs centaines de trajets.

Il a été montré dans [Win et Scholtz, 1997], [Win et Scholtz, 1998a] puis [Win et Scholtz, 2002] que lorsque tous les trajets du canal ne sont pas pris en compte, la perte de performance devient négligeable pour un nombre de doigts de l'ordre de 50, dans la plupart des environnements (UWB). Cette valeur correspond environ au nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle (cf. [Foerster et al., 2002] et [Molisch et al., 2005]).

Deux méthodes sont alors possibles pour tronquer la réponse du canal :

1. Seuls les premiers trajets détectés sont pris en compte, on parle de *partial* RAKE (PRAKE) ;
2. Seuls les trajets les plus forts sont sélectionnés, c'est le *selective* RAKE (SRAKE).

3.3.2 Performances

En théorie, le récepteur RAKE permet d'obtenir les performances optimales (*Maximum Ratio Combining* - MRC, récupération de toute l'énergie reçue en recombinaison (déconvolution) chacun des trajets composant le canal).

Avec une estimation de la réponse «composite» et une synchronisation parfaites, la variable de décision Z (cf. figure 3.3) à la sortie peut s'écrire comme une corrélation en 0 entre la réponse estimée $c(t)$ et le signal reçu $r(t)$:

$$Z = \int_0^{T_p} c(t) r(t) dt \quad (3.3)$$

avec $r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$, $n(t)$ un bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance $N_0/2$.

Soient H_1 l'hypothèse $A_i = 1 \quad \forall i$ et H_0 l'hypothèse $A_i = -1 \quad \forall i$. Si l'on choisit T_p supérieur à l'étalement maximal du canal, de manière à ce qu'il n'y ait pas d'interférence entre symboles, on peut, en réinjectant dans (3.3) l'expression du signal transmis $s(t)$ (cf. (3.2)), exprimer Z_1 (resp. Z_0) la variable de décision sous l'hypothèse H_1 (resp. H_0) sous la forme :

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sum_{i=0}^{N_p-1} \int_{iT_p}^{(i+1)T_p} c^2(t) + c(t) n(t - iT_p) dt \\ Z_0 &= \sum_{i=0}^{N_p-1} \int_{iT_p}^{(i+1)T_p} -c^2(t) + c(t) n(t - iT_p) dt \end{aligned} \quad (3.4)$$

Soit

$$E_p = \int_{-\infty}^{+\infty} c^2(t) dt,$$

l'énergie reçue pour chaque impulsion (N_p impulsions transmises par bit). On peut alors, en considérant que les termes de bruit $n(t - iT_p)$ sont indépendants, calculer l'espérance et la

variance des variables Z_1 et Z_0 :

$$\begin{aligned} E[Z_1] &= N_p E_p \quad \text{et} \quad V[Z_1] = N_p E_p \frac{N_0}{2} \\ E[Z_0] &= -N_p E_p \quad \text{et} \quad V[Z_0] = N_p E_p \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

La probabilité d'erreur P_e vaut :

$$P_e = \frac{1}{2} P\{Z \leq 0 | H_1\} + \frac{1}{2} P\{Z > 0 | H_0\} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (3.6)$$

avec $E_b = N_p E_p$ et $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-t^2/2) dt$ représentant la complémentaire de la fonction de probabilité gaussienne.

On obtient alors la probabilité d'erreur bien connue de la BPSK dans le canal gaussien, l'effet des multitrajets étant annulé de manière optimale. On remarque aussi que le nombre d'impulsions transmises par bit N_p n'a pas d'influence sur la probabilité d'erreur, et donc, pour une performance cible, sur la valeur de E_b/N_0 requise. La performance du récepteur bénéficie alors pleinement du gain de traitement⁷ (*cf.* parties 2.3.1.3 et 3.2.3), ce qui n'est pas le cas pour les récepteurs non cohérents (comme nous le verrons dans les prochaines parties).

Le calcul de la probabilité (3.6) a été réalisé sous l'hypothèse d'une estimation de canal parfaite, d'une recombinaison de tous les trajets de la réponse du canal et d'une synchronisation parfaite. En utilisant les modèles de canaux UWB, on peut estimer la dégradation entraînée lorsque des imperfections sont introduites.

3.3.2.1 Influence de l'estimation de canal

Sur la figure 3.4, le taux d'erreur binaire BER⁸ obtenu par simulation⁹ dans un canal de type 3a-1, valide la probabilité d'erreur P_e calculée en (3.6).

L'influence d'une estimation de canal non parfaite sur la performance du récepteur est aussi représentée sur cette figure. Le BER est simulé pour plusieurs valeurs du nombre d'intégrations cohérentes effectuées pour obtenir l'estimation de canal. Il peut être montré que le gain sur le rapport signal à bruit vaut directement le nombre d'accumulations effectuées¹⁰. On voit sur la figure 3.4 qu'avec 2 intégrations, la perte par rapport à la courbe de référence est d'environ 5dB

⁷ Augmenter l'énergie binaire en réduisant la période de répétition est équivalent à augmenter le nombre N_p d'impulsions par bit.

⁸ *Bit Error Rate.*

⁹ On rappelle que le BER est obtenu par simulation, où les différents éléments de la chaîne de communication sont modélisés, alors que la probabilité d'erreur correspond à l'expression théorique.

¹⁰ En effet, après N accumulations, l'amplitude du signal est multipliée par N soit un gain en puissance de N^2 . Quant au bruit, c'est sa variance (puissance) qui est multipliée par N , soit un gain résultant de N sur le SNR (diversité temporelle).

pour un BER de 10^{-5} alors qu'elle n'est plus que de 2.5dB pour 8 intégrations et inférieure à 1dB pour 32 intégrations.

D'autres méthodes d'estimation de canal sont répertoriées dans la littérature, tels que les algorithmes itératifs d'estimation de canal [Djamianto, 2004], ou ceux basés sur des critères de maximum de vraisemblance [Proakis, 2001].

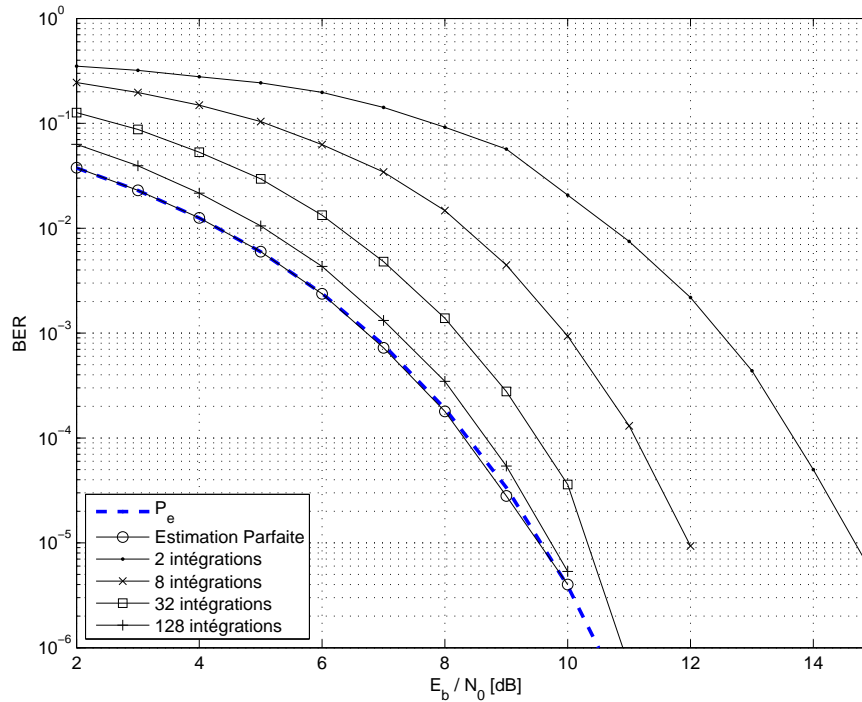


FIG. 3.4 – Performances du récepteur RAKE dans le canal 3a-1, en fonction du nombre d'intégrations cohérentes effectuées pour l'estimation de canal.

Sur la figure 3.5, les mêmes performances sont représentées pour un modèle de canal ayant un étalement beaucoup plus long (canal 3a-4). On remarque que l'estimation de canal a une plus grande influence dans ce cas, et que même après 128 intégrations cohérentes la perte reste de l'ordre de 2dB par rapport à la performance de référence. Ceci est dû au fait que plus l'étalement du canal est grand, moins la contribution énergétique (et donc le rapport signal à bruit) de chacun des trajets sera importante. Il faut alors beaucoup plus d'intégrations cohérentes pour que la performance du récepteur ne soit pas dégradée à cause de l'estimation du canal. Ceci se traduit nécessairement par une double perte, à la fois sur la consommation et sur le débit utile.

3.3.2.2 Influence du nombre de doigts

Comme nous l'avons vu précédemment, un récepteur RAKE a forcément un nombre limité de doigts, tant pour des raisons de faisabilité que de complexité et de consommation électrique.

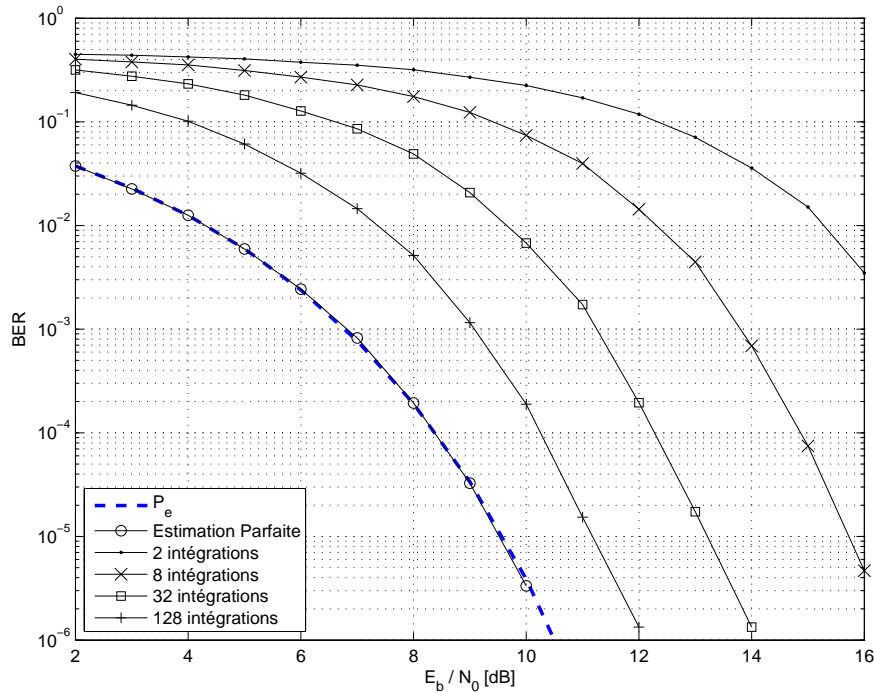


FIG. 3.5 – Performances du récepteur RAKE dans le canal 3a-4, en fonction du nombre d'intégrations cohérentes effectuées pour l'estimation de canal.

Ces contraintes sont d'autant plus importantes dans le contexte bas débit dans lequel se place cette étude. Nous nous intéressons dans cette partie à l'influence sur le BER d'une diminution du nombre de doigts, dans le cas d'un RAKE partiel (les trajets présents uniquement au début de la réponse du canal sont traités) puis pour un RAKE sélectif (les trajets les plus forts sont pris en compte).

Sur la figure 3.6, le taux d'erreur binaire d'un récepteur de type PRAKE est tracé en fonction du nombre de doigts L_p , dans un canal de type 3a-1. La probabilité d'erreur référence de la BPSK est aussi représentée (courbe *Ref*). On voit qu'à partir de 50 doigts, la dégradation subie dans ce type de canal est inférieure à 0.5dB pour un taux d'erreur de 10^{-5} , ce qui correspond aux résultats de [Win et Scholtz, 2002].

Sur la figure 3.7 la même étude est présentée, mais cette fois-ci avec un récepteur RAKE sélectif. Le gain apporté est d'autant plus important que le nombre de doigts est réduit. Pour le modèle 3a-1, la différence est d'environ 3dB lorsque $L_p = 10$. En revanche, l'énergie étant généralement concentrée au début de la réponse des canaux étudiés, les mêmes trajets sont traités par un SRAKE et un PRAKE lorsque le nombre de doigts augmente fortement (environ 50) et les performances convergent.

Le tableau 3.1 récapitule, pour différentes valeurs de L_p et pour tous les modèles de canaux

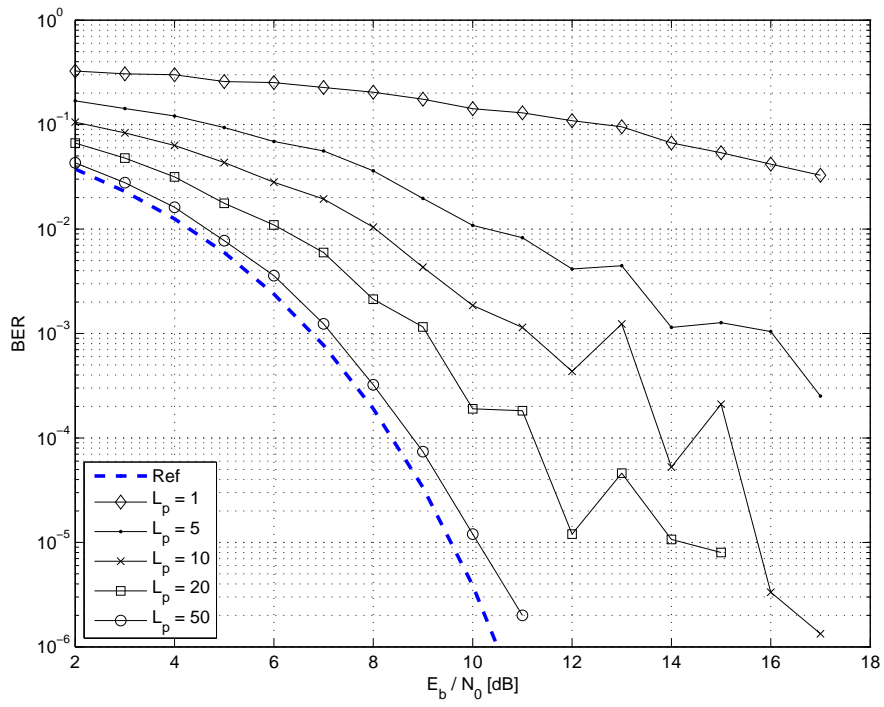


FIG. 3.6 – Performances du récepteur PRAKE dans le canal 3a-1, en fonction du nombre de doigts L_p .

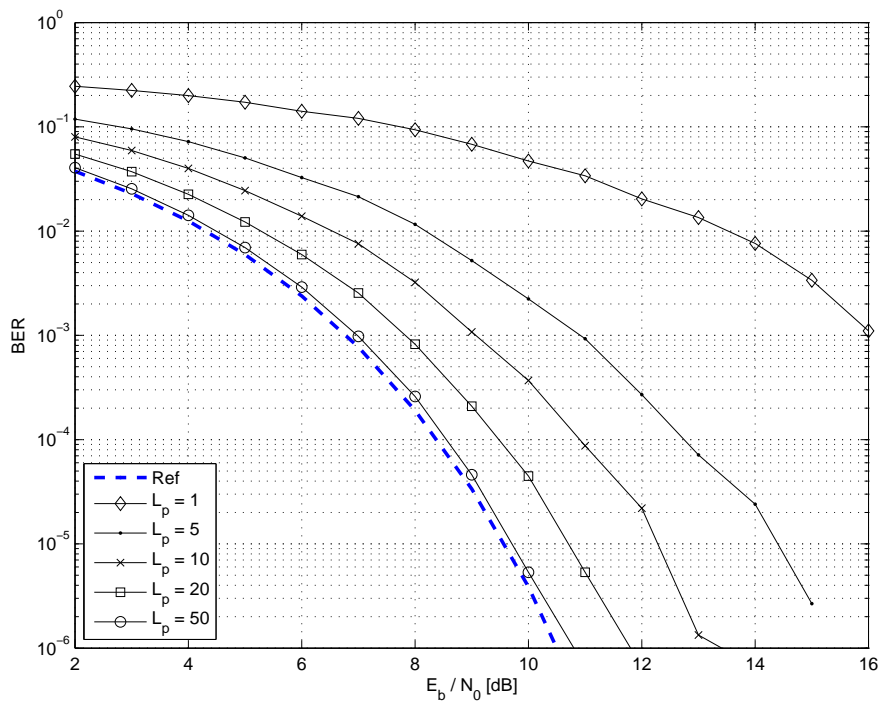


FIG. 3.7 – Performances du récepteur SRAKE dans le canal 3a-1, en fonction du nombre de doigts L_p .

		3a-1	3a-2	3a-3	3a-4
	$L_p = 50$	10.1	10.6	13.9	17.5
RAKE	$L_p = 20$	11.8	12.5	19.2	21.5
Partiel	$L_p = 10$	14.9	15.7	21.5	24.5
	$L_p = 5$	18.3	18.9	≈ 25	>25
	$L_p = 50$	9.7	10.2	11.3	12.8
RAKE	$L_p = 20$	10.7	11.3	13.3	15.1
Sélectif	$L_p = 10$	12.3	12.6	15.1	17.1
	$L_p = 5$	14.4	14.8	17.6	19.3

TAB. 3.1 – E_b/N_0 requis [dB] pour obtenir un taux d’erreur binaire de 10^{-5} avec des récepteurs PRAKE et SRAKE

du groupe IEEE 802.15.3a, la valeur de E_b/N_0 requise pour obtenir un taux d’erreur binaire de 10^{-5} , pour le RAKE partiel et le RAKE sélectif. Plus les canaux ont un étalement temporel grand, plus le gain du SRAKE par rapport au PRAKE est important. On peut même considérer que, dans une approche faible complexité (avec un nombre de doigts réduits), un RAKE sélectif est indispensable pour ne pas dégrader les performances.

Les résultats obtenus par simulation sont comparables aux travaux de [Cassoli *et al.*, 2002], [Mielczarek *et al.*, 2003], [Ishiyama et Ohtsuki, 2004], ou encore [Weisenhorn et Hirt, 2004].

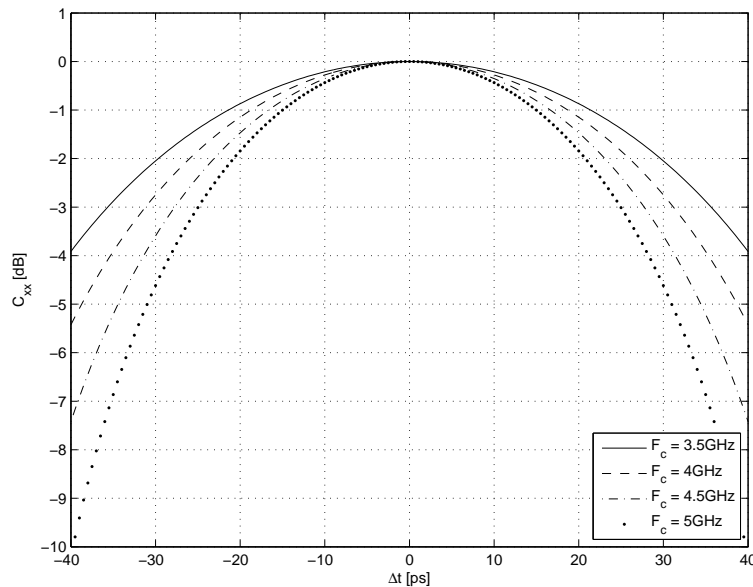
3.3.2.3 Influence de l’instant de synchronisation

Si maintenant on considère que la fréquence de l’horloge de référence du récepteur n’est pas parfaitement identique à celle de l’émetteur, une dérive temporelle va apparaître progressivement, se traduisant par une erreur Δt sur l’instant auquel est effectuée la corrélation. La variable de décision devient alors :

$$Z = \int_0^{T_p} r(t) c(t + \Delta t) dt = C_{xx}(\Delta t) E_p + \int_0^{T_p} n(t) c(t + \Delta t) dt$$

avec $C_{xx}(\Delta t)$ le coefficient de corrélation en Δt de la réponse composite (*cf.* section 2.5.4).

Ce coefficient de corrélation pondère donc directement l’énergie disponible avant décision. Sur la figure 3.8, ce coefficient de corrélation est tracé pour différentes valeurs de la fréquence centrale F_c du signal, et pour le modèle d’impulsion développé dans le chapitre 1. Ainsi pour un écart $\Delta t = \pm 30ps$, l’énergie disponible est réduite d’environ 2dB pour $F_c = 3GHz$ et de 4.7dB si le signal est centré sur 5GHz.

FIG. 3.8 – Coefficient de corrélation $C_{xx}\Delta t$

Des mécanismes de poursuite d'horloge (*clock tracking*) doivent alors être mis en place pour garantir une précision temporelle très fine. Par exemple, si le *tracking* est réactualisé toutes les $100\mu\text{s}$, l'horloge doit avoir une fréquence précise à 0.3ppm ($30\text{ps}/100\mu\text{s}$) pour ne pas dériver de plus de 30ps .

3.3.3 Implémentation

Deux méthodes possibles sont largement présentes dans la littérature pour implémenter le récepteur RAKE (*cf.* 3.3). La première (voir figure 3.9) est basée sur un étage de corrélation analogique (multiplication par la séquence estimée et intégration). La deuxième approche est digitale, le signal reçu est numérisé le plus tôt possible dans la chaîne de réception et les échantillons sont traités en bande de base (*cf.* figure 3.10).

3.3.3.1 Approche analogique

Le principe de cette architecture, initialement proposée pour des applications haut débit, est de réaliser un maximum d'opérations dans le domaine analogique (*cf.* figure 3.9) afin de réduire la quantité d'information convertie en numérique. Cette approche a été proposée très tôt par la société Time Domain ([Dickson et Jett, 1999]). D'autres travaux plus récents ([Shen *et al.*, 2005, Yan *et al.*, 2005, Zheng *et al.*, 2006]) proposent des implémentations avec un nombre de doigts réduit, afin de diminuer la complexité.

Le point critique de cette architecture au niveau conception, est le mixeur nécessaire pour

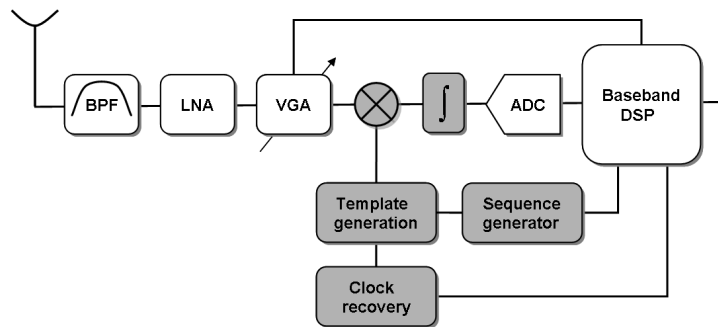


FIG. 3.9 – Architecture analogique pour un récepteur RAKE

réaliser la corrélation. C'est généralement un dispositif actif basé sur une cellule de Gilbert [Gilbert, 1968, Gilbert, 1975], ce qui permet de fournir du gain dans la chaîne. En ce qui concerne le convertisseur analogique-numérique (ADC¹¹), une dynamique de l'ordre de 4 à 6 bits est généralement requise pour s'affranchir de pertes d'implémentations trop importantes. Les signaux servant à la corrélation proviennent soit directement du générateur interne d'impulsions [Dickson et Jett, 1999, Yan *et al.*, 2005, Zheng *et al.*, 2006], soit de résonateurs internes [de Rivaz *et al.*, 2003, Verhelst *et al.*, 2004, Koivisto *et al.*, 2006].

De manière générale, cette solution nécessite une grande complexité au niveau de la synthèse de fréquence. En effet, en plus d'une synchronisation très précise, il est fondamental d'avoir un mécanisme de compensation du glissement d'horloge (*drift*), car le lobe principal de la fonction d'autocorrélation de l'impulsion est très fin (de l'ordre de 30ps). Par exemple, pour une correction effectuée toutes les 100 μ s, le *drift* maximal toléré est d'environ 0.3ppm (pour une fréquence centrale de 5Ghz), ce qui est bien inférieur aux valeurs courantes des références de fréquence (de l'ordre de quelques ppm). De plus, la corrélation avec un motif connu *a priori* ne permet pas de prendre en compte les déformations de l'impulsion dans le canal, antennes ou autres composants de la chaîne de réception, ce qui a comme effet d'augmenter les pertes d'implémentation. Cette solution permet en revanche d'espérer de très bonnes performances en termes de localisation, car en séparant avec précision chacun des trajets reçus, elle permet de se focaliser sur la détection du premier trajet, dont l'instant d'arrivée donne l'information la plus pertinente pour une estimation du temps de vol entre l'émetteur et le récepteur [Denis, 2005].

La puissance consommée par ce type d'architectures est de l'ordre de 90mW [Heydari, 2005b, Terada *et al.*, 2005, Yan *et al.*, 2005].

¹¹Analog to Digital Converter

3.3.3.2 Approche numérique

Une autre approche permet d'implémenter le récepteur optimal. Elle consiste à numériser le signal à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) placé le plus possible en amont dans la chaîne de réception (par exemple, juste après les étages d'amplification, *cf.* figure 3.10). La démodulation est ensuite effectuée numériquement par corrélation du signal reçu avec une séquence préalablement estimée. Comme pour le récepteur à doigts analogique, il sera possible d'alléger les calculs et donc la complexité du traitement en bande de base, en réduisant le motif de corrélation, soit de manière partielle, soit de manière sélective.

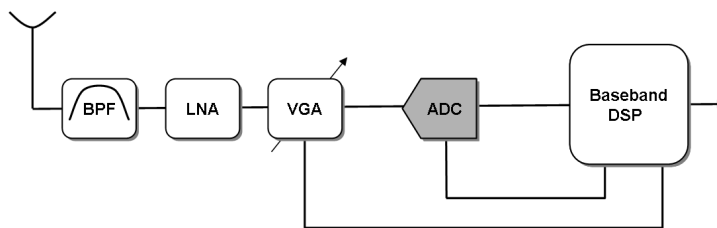


FIG. 3.10 – Architecture numérique pour un récepteur RAKE

Bien entendu, cette solution reporte un maximum de complexité sur le convertisseur et les traitements numériques. Étant donnée la largeur de bande des signaux UWB et compte tenu des fortes contraintes en termes de consommation électrique, il n'est pas envisageable d'utiliser un convertisseur unique couvrant toute la bande avec une dynamique élevée. Il est néanmoins possible d'utiliser plusieurs convertisseurs couplés, soit de manière fréquentielle (*frequency channelization*), ce qui permet de réduire la bande passante de chaque convertisseur [Namgoong, 2001, Lee *et al.*, 2003, Hoyos *et al.*, 2003], soit de manière temporelle, par une ligne à retard de phase de type *DLL*. On parle dans ce cas de *time-based interleaving* [O'Donnell et Brodersen, 2005, Blazquez *et al.*, 2004], ce qui permet de réduire la fréquence nominale de chaque convertisseur.

Une autre manière de réduire la complexité est de diminuer la dynamique du convertisseur. Plusieurs approches 1 bit ont été proposées dans ce sens ([O'Donnell, 2006, Hoyos *et al.*, 2005]), le principe étant de retrouver la dynamique du signal en effectuant plusieurs intégrations cohérentes (*cf.* figure 3.11). Ainsi, le convertisseur peut être réduit à un comparateur et les contraintes sur le contrôle de gain relaxées. Un convertisseur à 1 bit-20GHz a été réalisé au LETI [Lachartre *et al.*, 2005]. Les contraintes sur les horloges en termes de glissement et de gigue (*jitter*) subsistent [Pelissier *et al.*, 2003].

La consommation des solutions *tout numérique* proposées dans la littérature varie entre 150 et 300mW [Verhelst *et al.*, 2004, Heydari, 2005b, Heydari, 2005a].

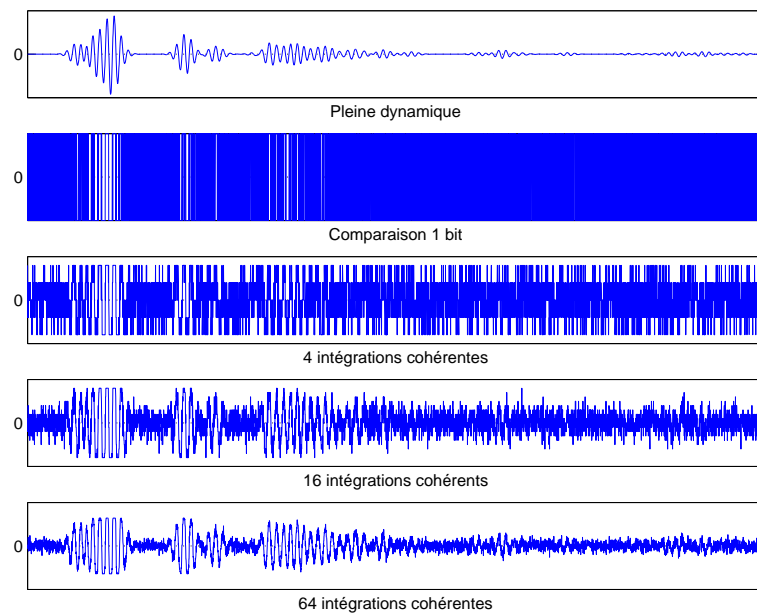


FIG. 3.11 – Intégrations après échantillonnage 1 bit

3.4 Solutions différentiellement cohérentes

Comme nous venons de le voir, les récepteurs cohérents nécessitent pour une estimation de canal fine, une phase préalable d'acquisition du signal coûteuse en débit utile, en consommation et complexité. De plus, il est nécessaire de garder une synchronisation précise pour rester parfaitement aligné avec l'émetteur, ce qui augmente la complexité des horloges. Les solutions différentielles que nous abordons dans cette partie permettent de s'affranchir de ces contraintes, au détriment d'une performance sous-optimale.

La figure 3.12 présente le schéma synoptique typique d'un récepteur différentiel. Les impulsions sont émises avec une période de répétition prédéfinie T_d , et la démodulation consiste à corréler chaque impulsion avec la précédente. En la retardant d'un temps symbole, elle servira de référence pour le symbole suivant. On peut alors récupérer la polarité relative (phase différentielle) d'une impulsion par rapport à une autre. La dégradation des performances par rapport à une solution cohérente provient de l'estimation de canal dégradée, qui n'est alors que la réponse composite bruitée reçue au temps symbole précédent.

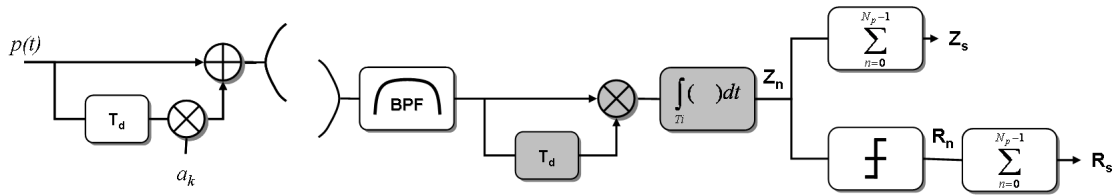


FIG. 3.12 – Récepteur Différentiel

On peut compter un grand nombre de modulations possibles avec un tel récepteur [Chao et Scholtz, 2003], nous nous intéresserons uniquement aux deux cas les plus courants : la **Transmission de référence** (TR) et la **modulation différentielle de phase** (DBPSK).

3.4.1 Transmission de référence

3.4.1.1 Probabilité d'erreur

Dans le cas de la TR, une impulsion référence est suivie après un délai T_d d'une impulsion modulée en amplitude, l'ensemble formant un doublet. Si l'on transmet N_p doublets pour un symbole, le signal transmis s'exprime comme

$$s(t) = \sum_k \sum_{l=0}^{N_p-1} \frac{c_l}{\sqrt{2}} \left(p(t - kT_s - lT_p) + a_k p(t - kT_s - lT_p - T_d) \right) \quad (3.7)$$

3.4 Solutions différentiellement cohérentes

avec T_p la période moyenne de répétition des doublets, $T_s = N_p T_p$ la période d'un symbole, $p(t)$ l'impulsion élémentaire, $a_k \in \{-1; +1\}$ le $k^{\text{ème}}$ bit à transmettre, et $c_l \in \{-1; +1\}$ un code de polarité appliqué à chaque doublet, permettant de lisser le spectre. Le facteur de normalisation $\frac{1}{\sqrt{2}}$ permet de limiter l'énergie d'un doublet à E_p .

Soit Z_n la variable de décision intermédiaire obtenue suite à la réception d'un seul doublet (cf. figure 3.12). Le décodage étant effectué avant la démodulation, on peut, sans perte de généralité, ôter la contribution du code c_l de l'expression de Z_n , qui, en considérant une synchronisation parfaite, peut s'écrire comme

$$Z_n = \int_0^{T_i} (r(t) + n(t)) (r(t - T_d) + n(t - T_d)) dt \quad (3.8)$$

avec $n(t)$ un bruit AWGN de densité spectrale bilatérale $N_0/2$, $c(t)$ la réponse composite du canal et T_i le temps durant lequel l'énergie est intégrée.

On va, dans un premier temps, s'intéresser au cas où T_d est supérieur à l'étalement du canal. Dans ce cas, la réponse composite de l'impulsion de référence et celle de la modulée sont à support temporel disjoint (pas d'interférence). On peut aussi considérer que les bruits $n(t)$ et $n(t - T_d) = n'(t)$ sont indépendants. Dans ce cas, la variable de décision peut être réécrite comme

$$\begin{aligned} Z_n &= \int_0^{T_i} \frac{a_k}{2} c^2(t) dt \\ &+ \int_0^{T_i} \frac{a_k}{2} c(t) n(t) dt + \int_0^{T_i} \frac{1}{2} c(t) n'(t) dt \\ &+ \int_0^{T_i} n(t) n'(t) dt \end{aligned} \quad (3.9)$$

Soit $2M$, le nombre d'échantillons de bruit indépendants dans la fenêtre de largeur T_i . En utilisant le théorème de l'échantillonnage (fréquence d'échantillonnage égale à $2BW$), il peut être montré que $2M = 2BW T_i + 1$ ([Paquelet *et al.*, 2004]). L'espérance et la variance de Z_n sont alors calculées comme :

$$E[Z_n] = a_k \mu_\epsilon(T_i) \frac{E_p}{2} \quad \text{et} \quad V[Z_n] = 2M \left(\frac{N_0}{2} \right)^2 + \mu_\epsilon(T_i) E_p \frac{N_0}{2} \quad (3.10)$$

avec $\mu_\epsilon(T_i)$ le ratio d'énergie collectée dans la fenêtre d'intégration. Les valeurs numériques utilisées par la suite proviennent du modèle développé dans la partie 2.5.3.

Grâce au théorème de la limite centrale, on peut considérer que lorsque $2M$ est grand, la densité de probabilité de la variable Z_n tend vers une loi normale. Ainsi, en supposant une équiprobabilité entre les bits 1 et 0 ($a_k = 1$ ou $a_k = -1$), la probabilité d'erreur s'exprime

comme :

$$\begin{aligned}
 P_e &= \frac{1}{2} \text{P} \{Z_n < 0 | a_k = 1\} + \frac{1}{2} \text{P} \{Z_n > 0 | a_k = -1\} \\
 &= Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}{\sqrt{2M + 2\mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

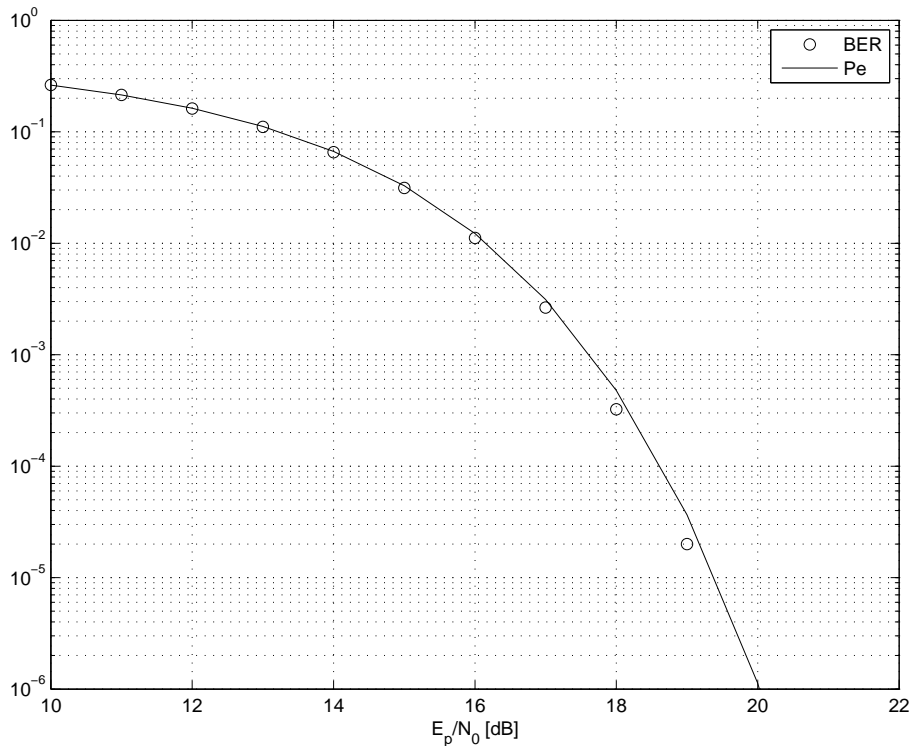


FIG. 3.13 – BER et probabilité d’erreur pour la transmission de référence. Canal de type 3a-3 avec un temps d’intégration de 45ns, et une largeur de bande de 2GHz.

Sur la figure 3.13, la probabilité d’erreur calculée en (3.11) et le taux d’erreur binaire sont tracés en fonction de E_p/N_0 . Cette courbe valide d’une part le modèle μ_ϵ développé ainsi que l’approximation gaussienne effectuée (écart inférieur à 0.2dB à 10^{-5}).

3.4.1.2 Influence du temps d’intégration

En utilisant l’expression de la probabilité d’erreur et le modèle développé au chapitre précédent pour le ratio de l’énergie collectée (*cf.* section 2.5.3), on peut étudier l’effet du temps d’intégration sur P_e . La valeur de T_i influence non seulement la quantité d’énergie collectée mais aussi la valeur de $2M$ ¹², ce qui laisse à penser qu’un optimum peut être trouvé. La probabilité d’erreur correspondante est tracée sur la figure 3.14 pour un modèle de canal 3a-3, en fonction

¹²représentant le nombre d’échantillons non corrélés de bruit pris en compte par le détecteur

de E_p/N_0 et du temps d'intégration T_i .

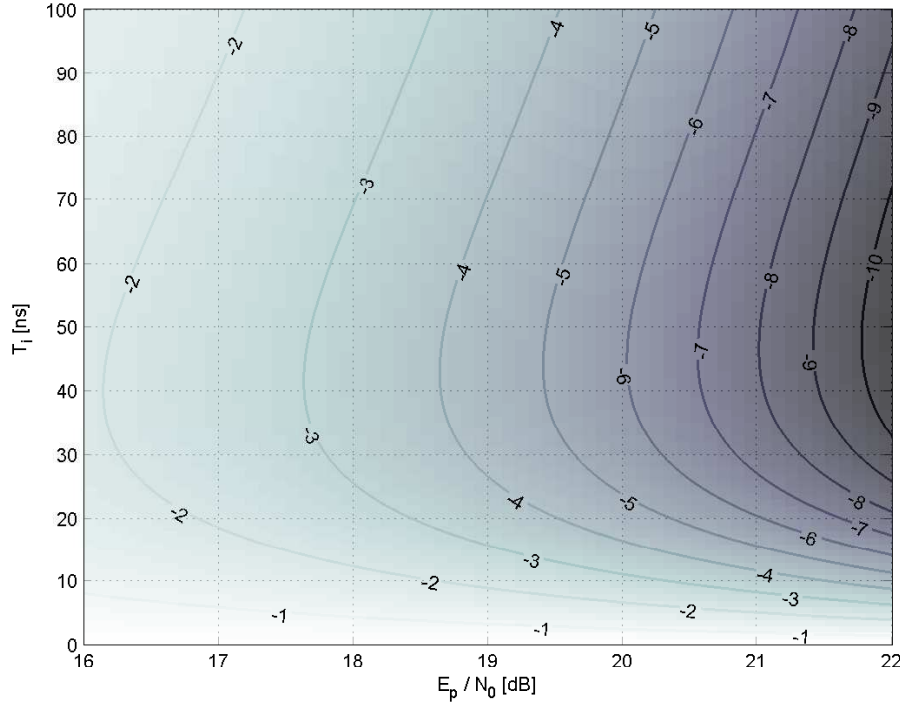


FIG. 3.14 – Probabilité d'erreur pour la TR en fonction de E_p/N_0 et de T_i . Canal de type 3a-3, avec une bande de 2GHz. Pour plus de lisibilité, une échelle \log est appliquée ($-3 \Leftrightarrow 10^{-3}$).

Il est important de noter, dans un premier temps, que l'approximation gaussienne n'est pas valable pour les valeurs de $2M$ inférieures à ≈ 40 , ce qui correspond pour la figure 3.14 ($BW = 2GHz$) aux valeurs de T_i inférieures à 10ns. On observe bien qu'il existe, pour une probabilité d'erreur donnée, une valeur de T_i qui minimise le E_p/N_0 requis. En effet, un trop court temps d'intégration entraîne un manque d'énergie, et inversement, trop de bruit est pris en compte par le récepteur lorsque T_i devient excessivement grand (cf. figure 3.15). On observe aussi sur la figure 3.14 que le temps d'intégration optimal ne varie que très peu avec E_p/N_0 . Ainsi, pour un environnement donné, on peut prédéfinir une valeur du temps d'intégration qui restera valable quel que soit le rapport signal à bruit au niveau du récepteur.

La figure 3.16 représente les valeurs du temps d'intégration donnant une probabilité d'erreur de 10^{-5} en fonction de E_p/N_0 et pour différents types de canaux. Lorsque la majeure partie de l'énergie est intégrée (grandes valeurs de T_i), toutes les courbes de E_p/N_0 requis convergent vers celle du canal AWGN, car uniquement du bruit est ajouté au récepteur. Ces résultats montrent aussi que si le temps d'intégration ne peut être ajusté dynamiquement en fonction de la réponse du canal, il est moins défavorable de fixer une valeur trop longue car le E_b/N_0 requis croit plus rapidement lorsque T_i diminue. Enfin, on peut en extraire les valeurs de T_i optimales pour chacun des modèles de canaux (cf. table 3.2).

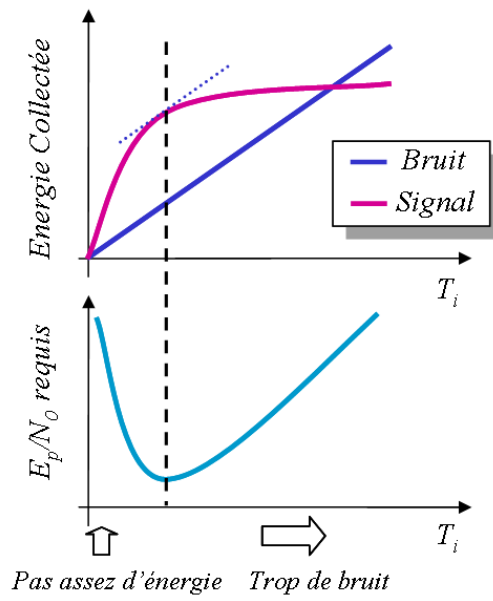


FIG. 3.15 – Temps d'intégration optimal

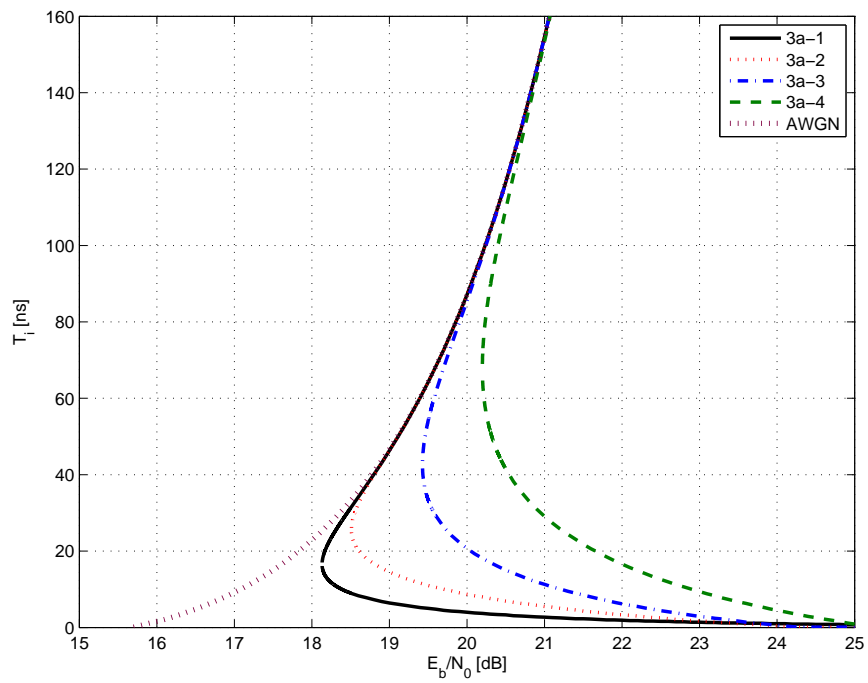


FIG. 3.16 – Temps d'intégration en fonction de E_p/N_0 pour avoir une probabilité d'erreur de 10^{-5}

Modèle	3a-1	3a-2	3a-3	3a-4	4a-8	4a-1	4a-5	4a-9
T_i opt.	15ns	25ns	45ns	65ns	170ns	50ns	65ns	25ns

TAB. 3.2 – Temps d'intégration optimal pour différents modèles de canaux.

3.4.1.3 Influence du nombre d'accumulations

On considère maintenant que le gain de traitement est augmenté en transmettant N_p doublets pour chaque symbole. Le but est d'étudier l'influence du nombre d'accumulations sur la performance du récepteur. Deux manières de démoduler peuvent être envisagées, soit en accumulant l'énergie intégrée pour chaque doublet (décision *soft*), soit en sommant le résultat de la démodulation de chaque doublet (décision *hard*).

On considère dans un premier temps que les N_p variables de décision intermédiaires Z_n du symbole sont accumulées avant de prendre une décision. Cela nécessite d'un point de vue fonctionnel de garder en mémoire chacune des valeurs Z_n , soit de manière analogique, soit de les numériser à l'aide d'un convertisseur (dont la dynamique est supposée infinie).

La variable de décision Z_s correspondante (*cf.* figure 3.12) a comme espérance et comme variance :

$$\begin{aligned}
 E \left[Z_s = \sum_{n=0}^{N_p-1} Z_n \right] &= a_k N_p \mu_\epsilon(T_i) \frac{E_p}{2} \\
 V[Z_s] &= N_p 2M \left(\frac{N_0}{2} \right)^2 + N_p \mu_\epsilon(T_i) E_p \frac{N_0}{2}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

avec a_k défini en (3.7).

En substituant $E_b = N_p E_p$, on obtient la probabilité d'erreur en utilisant la même approximation gaussienne

$$P_e = Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}{\sqrt{2 M N_p + 2 \mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}} \right) \tag{3.13}$$

Une autre méthode possible consiste à démoduler chaque doublet reçu (variables intermédiaires Z_n , un simple comparateur suffit) et de prendre une décision pour le symbole sur la somme de ces N_p décisions dures. Soit $R_n \in \{0, 1\}$ la décision prise sur Z_n ($Z_n > 0 \rightarrow r_n = 1$ et

$Z_n \leq 0 \rightarrow R_n = 0$); R_n est une variable de Bernoulli de moyenne p , avec

$$p = P \{Z_n > 0 | a_k = 1\} = P \{Z_n \leq 0 | a_k = 1\} = 1 - Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}{\sqrt{2M + 2\mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}} \right) \quad (3.14)$$

La somme des N_p variables R_n suit une loi binomiale, et la probabilité d'erreur devient

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} P \left\{ R_s = \sum_{n=0}^{N_p-1} R_n \leq \frac{N_p}{2} | a_k = 1 \right\} + \frac{1}{2} P \left\{ R_s > \frac{N_p}{2} | a_k = -1 \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{\lfloor N_p/2 \rfloor} \binom{N_p}{i} p^i (1-p)^{N_p-i} \end{aligned} \quad (3.15)$$

avec $\lfloor x \rfloor$ la partie entière de x , et p la moyenne de la distribution, calculée en (3.14).

Le choix du seuil est très important. En effet, lorsque la valeur de la variable de décision est continue, la probabilité qu'elle soit exactement égale au seuil est très faible. En revanche, si la variable de décision ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs (c'est notre cas, car la variable de décision ne peut prendre que des valeurs entières entre 0 et N_p), la probabilité qu'elle soit exactement égale au seuil (le seuil vaut logiquement $N_p/2$) est grande, ce qui entraînera un *déséquilibre* de la probabilité d'erreur lors de la démodulation selon que la valeur du seuil soit affectée au bit 1 ou au bit 0. Pour pallier à cela, il suffit de choisir un seuil ($N_p/2$) qui ne soit pas entier, par exemple une valeur de N_p impaire.

Les probabilités d'erreur (3.13) et (3.15) ainsi que les BER obtenus en simulation sont représentés sur la figure 3.17 pour un canal de type 3a-3, avec un temps d'intégration optimal de 45ns et une bande de signal de 2GHz, et pour différentes valeurs de N_p .

On peut noter que la perte due aux décisions dures est d'environ 1dB par rapport à une décision sur des accumulations de valeurs continues. Le gain en termes de complexité est en revanche très grand, car plus aucune conversion numérique n'est requise, un simple comparateur suffit. D'autre part, la performance du récepteur TR est dépendante du nombre d'accumulations N_p effectuées. Contrairement à ce que nous avons vu précédemment pour le récepteur cohérent, le gain de traitement obtenu en augmentant le nombre d'accumulations est inférieur à N_p .

Soient $Q^{-1}(x)$ ¹³ l'inverse de la fonction erreur complémentaire de x telle que $y = Q^{-1}(x) \leftrightarrow$

¹³En langage Matlab, cette fonction s'écrit `x = sqrt(2)*erfcinv(2*y)`, et elle est définie pour y compris entre 0 et 1

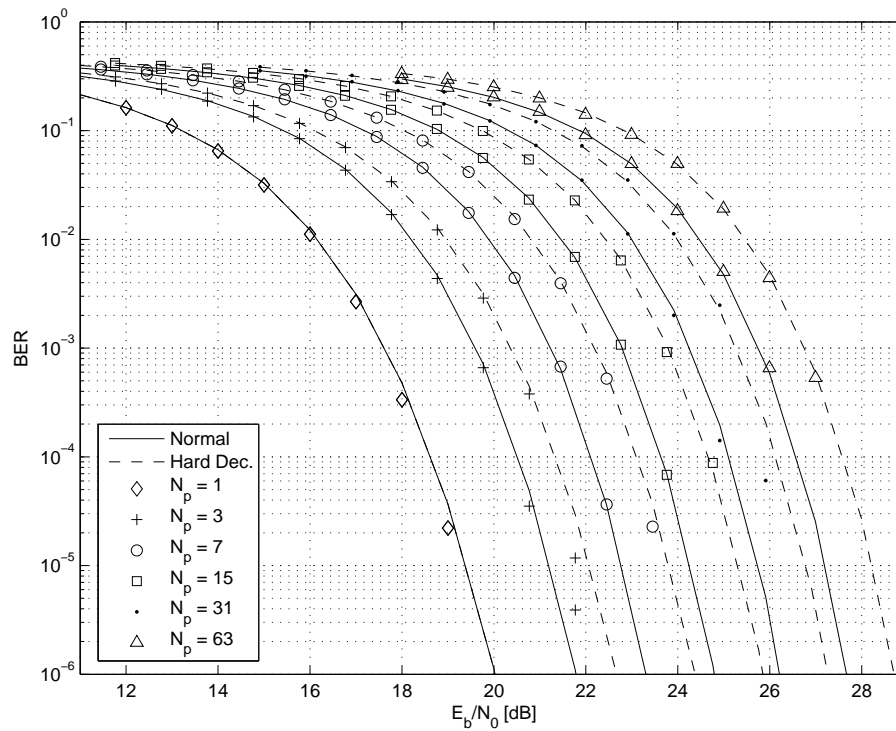


FIG. 3.17 – Probabilités d’erreur (courbes) et taux d’erreurs binaires (marqueurs) en TR, pour différentes valeurs de N_p , avec des accumulations en valeurs continues (traits pleins) ou avec une décision dure avant l’accumulation (tirets). Le canal utilisé pour les simulations (marqueurs) est du type 3a-3 avec une bande de 2GHz.

$x = Q(y)$ et P_e^{cible} la probabilité d'erreur cible. (3.13) est alors équivalente à

$$\mu_\epsilon(T_i) \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{req}} = Q^{-1} \left(P_e^{cible} \right) \sqrt{2 M N_p + 2 \mu_\epsilon(T_i) \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{req}}} \quad (3.16)$$

Posons $\Omega = Q^{-1} \left(P_e^{cible} \right)$ et $\Delta = (2 \mu_\epsilon(T_i) \Omega^2)^2 + 8 \mu_\epsilon(T_i) M N_p \Omega^2$. La solution réelle à l'équation du second degré (3.16) peut s'exprimer comme

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{req}} = \frac{2 \mu_\epsilon(T_i) \Omega^2 + \sqrt{\Delta}}{2 \mu_\epsilon(T_i)} \quad (3.17)$$

La perte de performance due aux accumulations, définie comme $\frac{E_b}{N_0 \text{ req}} \Big|_{N_p} - \frac{E_b}{N_0 \text{ req}} \Big|_{N_p=1}$, est tracée sur la figure 3.18 pour une probabilité cible de 10^{-5} en utilisant (3.17), les temps d'intégrations optimaux (cf. table 3.2) et le modèle de $\mu_\epsilon(T_i)$ développé en 2.5.3.

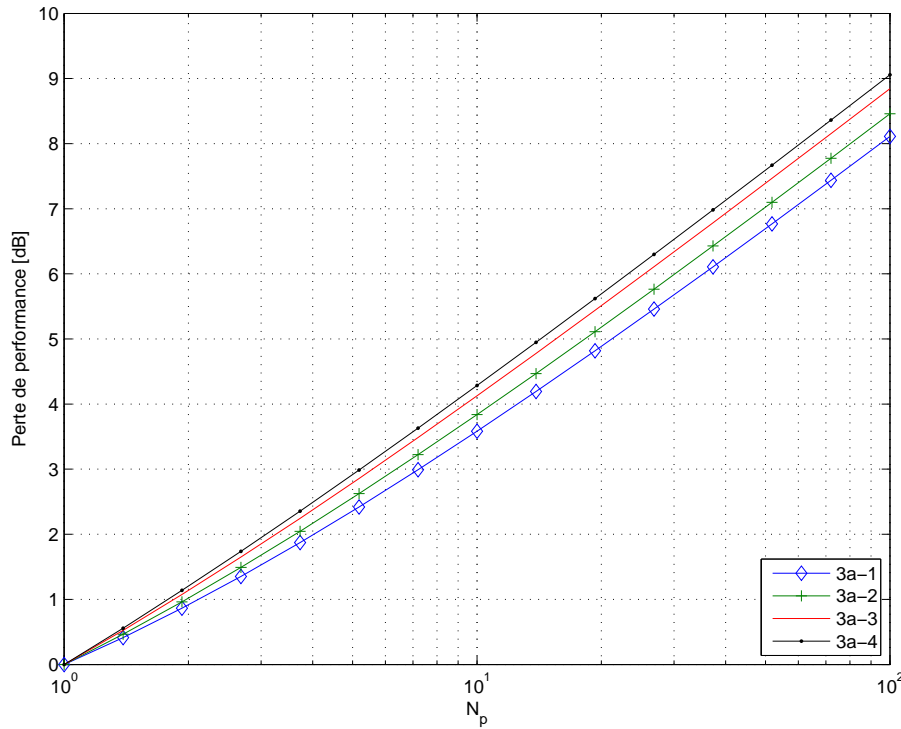


FIG. 3.18 – Perte de performance en fonction du nombre d'accumulation N_p

A.N. : À puissance moyenne constante et pour 2 accumulations, l'énergie binaire est doublée soit un gain de 3dB dans le bilan de liaison, mais la performance du récepteur est dégradée d'environ 1.2dB (cf. figure 3.18) soit un gain de traitement total de 1.8dB. Pour un récepteur cohérent, le gain de traitement serait de 3dB.

3.4.1.4 Influence de la valeur du délai

Si maintenant on considère que le délai T_d est inférieur au temps d'étalement du canal, l'expression (3.8) de la variable de décision Z_n pour la réception d'un seul doublet ne peut plus être simplifiée comme en (3.9) mais s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
 Z_n = & \int_0^{T_i} \frac{a_k}{2} c^2(t) dt \\
 & + \frac{1}{2} \int_0^{T_i} c(t + T_d) c(t) + c(t) c(t - T_d) + a_k c(t + T_d) c(t - T_d) dt \\
 & + \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^{T_i} n'(t) c(t + T_d) + n'(t) a_k c(t) + n(t) c(t) + n'(t) a_k c(t - T_d) dt \\
 & + \int_0^{T_i} n(t) n'(t) dt
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

La première ligne de l'équation (3.18) correspond à l'énergie intégrée, la seconde aux interférences entre l'impulsion reçue et l'impulsion modulée, la troisième à celles entre les impulsions reçues et le bruit du récepteur, et la dernière à celles entre les bruits des deux voies du récepteur.

Dans le cas d'un canal stationnaire, la connaissance du coefficient d'autocorrélation de la réponse composite du canal est requise pour calculer cette probabilité d'erreur. Or, ce coefficient n'est pas calculable, car il dépend de la réalisation de canal ainsi que de la forme d'onde employée. Les effets des interférences entre l'impulsion référence et l'impulsion modulée peuvent être néanmoins appréhendés de manière intuitive. En effet, le deuxième terme de (3.18) entraîne une composante supplémentaire (dépendante de a_k) sur l'espérance de la variable de décision alors que les deux autres termes de (3.18) augmentent sa variance. La contribution sur l'espérance a pour effet de décentrer la constellation (le seuil de détection optimal ne vaut alors plus 0, mais une valeur à estimer).

La valeur du coefficient de corrélation du canal a été estimée de manière statistique en 2.5.4. L'introduction de ce modèle entraîne l'utilisation d'un grand nombre de tirages de canal pendant la démodulation, ce qui revient à faire une hypothèse de non-stationnarité du canal (qui peut être représentative, par exemple pour le cas d'un terminal mobile, ou dans un environnement en mouvement comme une rue avec des voitures qui circulent...). Sous cette hypothèse, on peut écrire l'espérance de la variable Z_n comme

$$E[Z_n] = a_k \mu_\epsilon(T_i) \frac{E_p}{2} \tag{3.19}$$

et sa variance comme

$$\begin{aligned}
 V[Z_n] &= \left(1 - \mu_\epsilon(T_d)\right) \mu_\epsilon(T_i) \frac{E_p^2}{4} V[C_{xx}(T_d)] \\
 &\quad + \mu_\epsilon(T_i) \mu_\epsilon(T_d, T_i) \frac{E_p^2}{4} V[C_{xx}(T_d)] \\
 &\quad + \left(1 - \mu_\epsilon(T_d)\right) \mu_\epsilon(T_d, T_i) \frac{E_p^2}{4} V[C_{xx}(2T_d)] \\
 &\quad + \left(2\mu_\epsilon(T_i) + (1 - \mu_\epsilon(T_d)) + \mu_\epsilon(T_d, T_i)\right) \frac{E_p}{2} \frac{N_0}{2} \\
 &\quad + 2M \left(\frac{N_0}{2}\right)^2
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

avec $\mu_\epsilon(T_d, T_i) = \mu_\epsilon(T_d + T_i) - \mu_\epsilon(T_d)$.

Il a été montré en 2.5.4 que le coefficient de corrélation du canal suit une distribution gaussienne centrée, on peut donc calculer la probabilité d'erreur comme :

$$P_e = Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_p/N_0}{\sqrt{2M + \left(2\mu_\epsilon(T_i) + (1 - \mu_\epsilon(T_d)) + \mu_\epsilon(T_d, T_i)\right) E_p/N_0 + \Phi(T_d, BW)}} \right) \tag{3.21}$$

avec

$$\begin{aligned}
 \Phi(T_d, BW) &= \frac{E_p^2}{N_0^2} \left[\left(\mu_\epsilon(T_d, T_i) + 1 - \mu_\epsilon(T_d) \right) \mu_\epsilon(T_i) V[C_{xx}(T_d)] \right. \\
 &\quad \left. + \left(1 - \mu_\epsilon(T_d) \right) \mu_\epsilon(T_d, T_i) V[C_{xx}(2T_d)] \right]
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

La figure 3.19 montre la probabilité d'erreur pour différentes valeurs du délai T_d , dans un canal de type 4a-1, pour un temps d'intégration T_i de 50ns et une largeur de bande de 1GHz. Les valeurs des paramètres a_1 et a_2 nécessaires au calcul de la variance de C_{xx} (cf. (2.15)) sont extraites de la figure 2.22.

La dégradation sur le rapport E_p/N_0 requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-5} due aux interférences entre l'impulsion référence et l'impulsion retardée est d'environ 1dB lorsque le délai passe de 100ns (pas d'interférences entre impulsions) à 50ns, et 3.6dB pour un délai de 20ns. On voit aussi que lorsque T_d est encore réduit, la courbe semble admettre une asymptote horizontale (*noise floor*), caractéristique de la présence d'interférences entre symboles.

3.4.1.5 Influence de l'appariement entre les délais

Si maintenant on considère que le délai dans le récepteur est légèrement différent de celui de l'émetteur (différence de Δt), l'espérance de la variable de décision n'est plus l'énergie de la

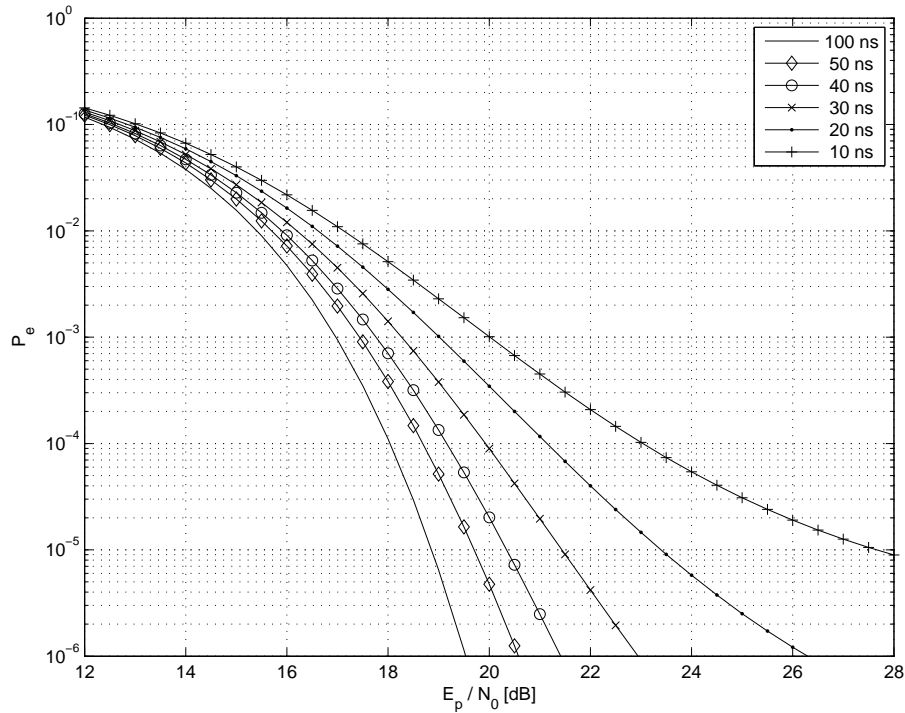


FIG. 3.19 – Probabilité d’erreur pour un récepteur TR pour différentes valeurs (en ns) du délai T_d entre l’impulsion de référence et l’impulsion modulée.

réponse composite, mais elle est pondérée par le coefficient de corrélation $C_{xx}(\Delta t)$.

Cela revient à une erreur de synchronisation systématique que l’on ne peut corriger que si les valeurs des délais sont ajustables. La complexité des récepteurs cohérents sur la synthèse de fréquences (*cf.* section 3.3.2.3) est alors partiellement reportée sur la précision avec laquelle le délai doit être réalisé.

3.4.1.6 Implémentation

La limitation de tels types d’architectures est, comme nous venons de le voir, la réalisation de la cellule retard. Du côté de l’émetteur, des solutions basées sur des cellules retard logiques de type DLL peuvent être aisément envisagées afin de décaler l’instant d’émission de l’impulsion modulée. En revanche, en ce qui concerne le récepteur, seul un délai analogique peut être considéré. Celui-ci doit avoir une valeur élevée (de l’ordre de 50 à 100 ns, en fonction du type de canal), être le plus précis possible (de l’ordre de quelques picosecondes), et être le plus pur possible (distorsion du signal) afin de ne pas dégrader la fonction d’autocorrélation des signaux entrants. De plus, il doit être large bande et accepter des signaux de faible amplitude. Aucune solution technologique n’a encore été proposée à ce jour, seul un démonstrateur basé sur des lignes de propagation de type coaxiales a été réalisé [Hector et Tomlinson, 2002].

3.4.2 Modulation différentielle de phase DBPSK

La modulation différentielle de phase (DBPSK) diffère de la transmission de référence uniquement par le fait que c'est l'impulsion émise pour le symbole précédent qui sert de référence et non une impulsion transmise uniquement dans ce but. Le principe de modulation reste néanmoins le même : ce n'est pas la phase d'une impulsion qui est codée, mais la phase relative de deux impulsions consécutives (*cf.* figure 3.2).

3.4.2.1 Probabilité d'erreur

En conservant les notations précédemment utilisées, on peut exprimer le signal transmis $s(t)$ sous la forme :

$$s(t) = \sum_k a_k \times p(t - kT_p)$$

et la variable de décision Z en sortie de récepteur peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned} Z &= \int_{T_i} (r(t) + n(t)) \times (r(t - T_p) + n'(t)) dt \\ &= \int_{T_i} (a_k c(t) + n(t)) \times (a_{k-1} c(t - T_p) + n'(t)) dt \end{aligned} \quad (3.23)$$

avec $n'(t) = n(t - T_p)$, considéré indépendant de $n(t)$.

En supposant que la période de répétition des impulsions T_p est choisie supérieure à l'étalement du canal, que le temps d'intégration T_i est suffisamment grand pour que la valeur de $2M = 2BW T_i$ valide l'approximation gaussienne, et que les symboles binaires reçus sont équiprobables, on peut calculer la probabilité d'erreur pour une telle modulation [Chao et Scholtz, 2003] en y intégrant le modèle de répartition de l'énergie [Dubouloz *et al.*, 2006b]

$$P_e = Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}{\sqrt{M/2 + \mu_\epsilon(T_i) E_p / N_0}} \right) \quad (3.24)$$

Comme on peut s'y attendre, la DBPSK requiert un rapport E_p/N_0 inférieur d'environ 3dB à celui de la transmission de référence. Effectivement, pour un même nombre de bits, la DBPSK nécessite l'émission de deux fois moins d'impulsions. L'expression précédente permet aussi de borner la performance des nombreuses solutions différentiellement cohérentes rencontrées [Chao et Scholtz, 2003], entre la TR (une référence par bit) et la DBPSK (une seule référence en tout).

3.4.2.2 Implémentation

En plus des solutions utilisant des retards analogiques déjà évoqués pour la transmission de référence, une solution originale, utilisant un échantillonneur 1 bit a été proposée dans [Denis *et al.*, 2006]. Cette solution est basée sur l'échantillonnage direct du signal d'entrée, combiné avec un schéma de modulation d'amplitude différentielle. Le principe de démodulation consiste à réaliser la corrélation d'une impulsion avec la suivante, cette corrélation étant entièrement réalisée en numérique. Le signe du résultat de corrélation nous permet alors de remonter au bit d'information initialement transmis. Dans cette implémentation, plusieurs optimisations ont été proposées afin de réduire la complexité et la consommation de l'ensemble.

La première optimisation consiste à sous-échantillonner le signal reçu à une fréquence égale à 2 fois sa bande passante (1GHz dans notre cas). La seconde consiste à utiliser un détecteur à seuil et ne garder que l'information de polarité, éventuellement combinée avec une information de présence de signal utile (on parle alors d'échantillonnage à 3 niveaux -1;0;1 ou 1.5bits). Ces deux principales caractéristiques ont permis de réduire considérablement la complexité (et par conséquent la consommation) de la tête de réception analogique, au niveau du convertisseur notamment, mais aussi celle de la partie numérique en réduisant à la fois la vitesse de traitement et la dynamique des données manipulées. Une première implémentation a été réalisée en technologie CMOS 130nm. La consommation obtenue pour le récepteur analogique complet est de 20mW. La consommation de la partie numérique est de l'ordre de 4mW en démodulation et 20mW pendant la phase de synchronisation. Lorsque le système est actif, la consommation résultante moyenne est de l'ordre de 25mW avec un pic à 40/50 mW pendant les phases de synchronisation. Ces valeurs sont comparables à l'état de l'art des systèmes de communication bas débit, tels que Zigbee par exemple.

3.4.3 Remarques sur la modulation différentielle

Ces types d'architectures de réception possèdent un certain nombre d'avantages par rapport aux solutions cohérentes. En effet, la corrélation différentielle permet de réaliser un filtrage adapté à l'impulsion ainsi qu'à la réponse composite du canal à moindre coût. Ce filtrage adapté permet d'augmenter la robustesse de la réception et d'économiser l'énergie nécessaire à une estimation fine du canal. De plus, l'instant de synchronisation ne demande pas une très grande précision, ce qui sera abordé dans les parties suivantes. La valeur de la cellule retard analogique représente néanmoins un verrou technologique qui n'a pas encore été levé.

3.5 Solutions non cohérentes

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la réception non cohérente des signaux UWB. Dans le compromis entre performance et consommation, cette technique de démodulation et les architectures qui en découlent sont clairement orientées vers une complexité minimale, et présentent donc un fort intérêt dans notre contexte de communications bas débit.

Le récepteur considéré est constitué, en plus des filtres et chaînes d'amplification communes à tous les types d'architectures, d'un simple détecteur d'énergie (*cf.* figure 3.20) : le signal est simplement filtré dans sa bande, élevé au carré puis intégré. La conversion analogique numérique n'intervient alors, comme dans le cas de la TR, que très en aval dans la chaîne de réception. On peut alors envisager un échantillonnage à un rythme faible. En revanche, la fonction de détection fait perdre toute information concernant la phase du signal d'entrée. Pour cette raison nous parlons d'architecture non cohérente.

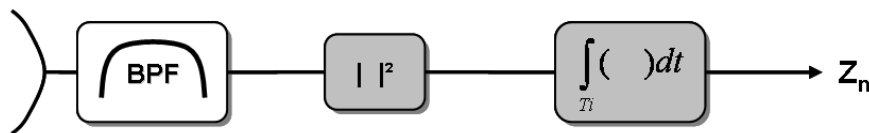


FIG. 3.20 – Détection d'énergie

Deux modulations sont principalement utilisées pour transmettre et recevoir l'information de manière non cohérente :

1. La modulation « tout ou rien » (OOK, *On Off Keying*), très employée dans les systèmes optiques. La démodulation consiste alors simplement à décider de la présence ou non d'énergie pendant la période d'observation.
2. La modulation de la position des impulsions (PPM, *Pulse Position Modulation*). L'information est codée par l'instant d'émission (position temporelle) de l'impulsion. Ainsi, la démodulation consiste à retrouver dans quelle sous-partie du temps symbole a été émise l'impulsion.

La modulation OOK est nécessairement une modulation binaire, alors qu'une impulsion modulée en PPM pourra, en fonction du nombre de sous-parties du temps symbole, coder plusieurs bits.

Nous allons, dans les sections suivantes, calculer les probabilités d'erreur pour chacune de ces deux modulations, et voir leurs avantages respectifs. Une étude sur la synchronisation sera aussi proposée avant de détailler les différentes approches possibles pour implémenter un récepteur non cohérent.

3.5.1 Modulation *On-Off keying*

Soit $s(t)$ le signal transmis (N_p impulsions répétées) pour un symbole k modulé en OOK, que l'on peut écrire sous la forme

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_p-1} b_k p(t - iT_p)$$

avec $b_k \in \{0; 1\}$ la valeur du bit transmis (modulation binaire).

Le principe de la démodulation consiste à intégrer l'énergie dans chaque période de répétition T_p , de sommer les N_p valeurs obtenues, de comparer le résultat à un seuil, et de décider de la présence ou non de signal.

Soient H_1 (*resp.* H_0) l'hypothèse qu'un bit 1 (*resp.* 0) ait été transmis, Z_i la quantité d'énergie collectée pendant la $i^{\text{ème}}$ période de répétition, et ρ le seuil de décision.

La probabilité d'erreur vaut

$$P_e = \frac{1}{2} \text{P} \left\{ \sum_{i=0}^{N_p} Z_i < \rho | H_1 \right\} + \frac{1}{2} \text{P} \left\{ \sum_{i=0}^{N_p} Z_i \geq \rho | H_0 \right\}$$

Dans [Paquelet *et al.*, 2004], l'expression exacte de cette probabilité est calculée pour le cas où N_p vaut 1. Nous allons considérer que pour un environnement *indoor* typique, le temps d'étalement du canal sera assez grand pour que l'approximation gaussienne soit valable. Selon le théorème de l'échantillonnage, l'énergie collectée peut être exprimée comme la somme de $2M = 2 \times BW \times T_i + 1$ variables aléatoires indépendantes et distribuées selon une loi en χ^2 . [Proakis, 2001]. Lorsque la valeur de $2M$ est grande (en pratique supérieure à 25, ce qui équivaut à un temps d'intégration de 12ns pour un signal de largeur de bande de 1GHz), la loi en χ^2 peut être approchée par une loi normale.

La probabilité d'erreur peut alors être calculée comme

$$P_e = \frac{1}{2} Q \left(\frac{N_p \mu_\epsilon(T_i) E_p + N_p M N_0 - \rho}{\sqrt{N_p M N_0^2 + 2 N_0 N_p \mu_\epsilon(T_i) E_p}} \right) + \frac{1}{2} Q \left(\frac{\rho - N_p M N_0}{\sqrt{N_p M N_0^2}} \right)$$

avec $\mu_\epsilon(T_i)$ la fraction d'énergie collectée, modèle développé dans le chapitre précédent.

Dans [Humblet et Azizoglu, 1991] il est montré que la probabilité d'erreur est minimale lorsque le seuil ρ assure que les erreurs sur les symboles 1 ou 0 sont equiprobables. Ce seuil

optimal se calcule comme

$$\rho_{opt} = N_p M N_0 + \frac{2 N_p \mu_\epsilon(T_i) E_p \sqrt{M N_0^2}}{\sqrt{M N_0 + 4 N_0 \mu_\epsilon(T_i) E_p} + \sqrt{M N_0}}$$

Si maintenant on considère qu'en moyenne seulement N_p impulsions sont émises pour deux bits (pas d'énergie échangée pour un bit 0), et si l'on suppose que le seuil utilisé pour la démodulation est optimal ($\rho = \rho_{opt}$), la probabilité d'erreur devient [Dubouloz *et al.*, 2005a] :

$$P_e = Q \left(\frac{2 \mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}{\sqrt{N_p M} + \sqrt{N_p M + 4 \mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}} \right)$$

avec E_b l'énergie binaire telle que $E_b = N_p/2 \times E_p$.

Comme pour les récepteurs cohérents et différentiellement cohérents, le temps d'intégration est une variable importante à prendre en compte. En effet, la valeur de T_i affecte le ratio μ_ϵ d'énergie collectée, mais aussi la quantité de bruit, prise en compte dans la valeur de M . Ainsi, grâce aux études statistiques sur la répartition de l'énergie reçue après étalement par les différents trajets du canal de propagation, nous pouvons tracer la probabilité d'erreur calculée en fonction du rapport signal à bruit et du temps d'intégration (figure 3.21). Le type de canal utilisé dans cet exemple est le modèle 3a-3.

Lorsque le temps d'intégration augmente, la quantité d'énergie augmente plus rapidement que le bruit dans un premier temps, et le rapport signal à bruit requis pour une probabilité d'erreur donnée diminue. Au-delà d'une certaine valeur de T_i correspondant à un optimum, la quantité de bruit collectée dans le récepteur continue d'augmenter alors que le ratio d'énergie utile tend asymptotiquement vers 1, ce qui entraîne une augmentation du rapport E_b/N_0 requis pour atteindre la performance cible. Dans le cas du canal 3a-3, ce temps d'intégration optimal est d'environ 45ns pour une probabilité d'erreur de 10^{-5} . Le tracé de la probabilité d'erreur pour les autres types de canaux montre que les temps d'intégrations optimaux sont systématiquement identiques pour la détection d'énergie et pour la TR (résultats numériques fournis dans la table 3.2).

Si maintenant on s'intéresse au rapport signal à bruit requis, on note que la modulation OOK est meilleure d'environ 1.3dB pour une probabilité d'erreur cible. Ceci est compatible avec les résultats de l'étude sur l'influence du nombre d'intégrations : il a été montré que pour la transmission de référence, le rapport signal à bruit requis augmente lorsque le gain de traitement est apporté par des accumulations, et qu'il est préférable d'augmenter la période de répétition des impulsions (puissance pic). La OOK ne nécessitant pas d'émission de signal pour la moitié des symboles, la période de répétition des impulsions est alors doublée (pour un temps symbole

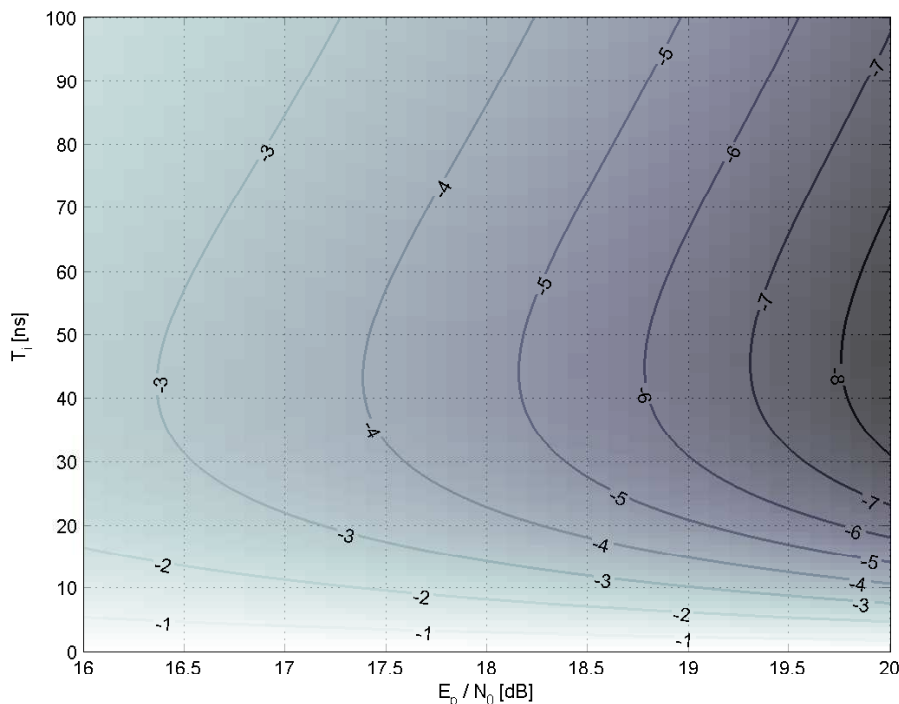


FIG. 3.21 – Probabilité d’erreur pour la détection d’énergie avec une modulation OOK, dans un canal de type 3a-3 et un signal de 2GHz de largeur de bande.

et une puissance moyenne constants).

3.5.2 Modulation de position

3.5.2.1 Probabilité d’erreur

Dans le cas de la modulation PPM binaire, où une seule impulsion est émise par symbole, le signal reçu peut s’exprimer comme :

$$r(t) = \sum_k p(t - kT_p - b_k T_{ppm}) * h(t) + n(t)$$

avec $b_k \in \{0; 1\}$ le $k^{\text{ème}}$ bit transmis, T_{ppm} la durée correspondant à l’intervalle entre les deux positions PPM, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal de propagation et $n(t)$ un bruit blanc Gaussien de densité spectrale de puissance $N_0/2$.

Lorsque T_{ppm} est plus grand que le temps d’étalement du canal, il n’y a pas d’interférences entre les deux positions. La variable de décision utilisée pour la démodulation est construite à partir d’intégrations intermédiaires de l’énergie reçue dans chaque position. Soient H_0 et H_1 les hypothèses d’absence ou de présence d’une impulsion dans la position considérée, le résultat de

l'intégration peut alors s'écrire comme

$$Z_{H_0} = \int_{T_i} n^2(t) dt \quad \text{et} \quad Z_{H_1} = \int_{T_i} (c(t) + n(t))^2 dt$$

En faisant la même approximation gaussienne que dans les parties précédentes, la probabilité d'erreur peut être calculée en prenant en compte le temps d'intégration, tant dans le ratio μ_ϵ d'énergie intégré que dans la quantité de bruit ramenée dans le récepteur.

$$P_e = P \{Z_{H_0} > Z_{H_1}\} = Q \left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}{\sqrt{2M + 2\mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}} \right) \quad (3.25)$$

avec $2M = 2BW T_i$ le nombre d'échantillons de bruit indépendants.

On remarque tout d'abord que la probabilité d'erreur pour la 2-PPM a exactement la même expression que la transmission de référence (3.11). Bien que l'énergie d'une seule impulsion E_p soit égale à $E_b/2$ dans le cas de la TR (deux impulsions transmises par bit, contre une seule pour la 2-PPM), la distance euclidienne entre les symboles vaut 2 pour la TR (réception adaptée grâce à la fonction d'autocorrélation) contre $\sqrt{2}$ pour la PPM. Les résultats des études exposés dans la section 3.4.1.1 sur l'influence du temps d'intégration et sur l'augmentation du rapport signal à bruit requis lorsque l'on ajoute du gain de traitement sont alors exactement les mêmes pour la TR et la 2-PPM.

3.5.2.2 Influence de T_{ppm}

Nous allons maintenant nous intéresser à l'effet de l'interférence entre symboles sur la probabilité d'erreur de la 2-PPM en détection d'énergie. La valeur T_{ppm} étant inférieure au temps d'étalement du canal, la largeur temporelle de la réponse composite entraîne la présence d'une quantité d'énergie résiduelle dans la (ou les) position(s) suivante(s). Si l'on se limite au cas où $T_{ppm} + T_i > T_d$ (interférence avec une seule position), cette quantité d'énergie vaut : $(1 - \mu_\epsilon(T_{ppm}) E_p)$. Les bits 1 et 0 étant équiprobables, il peut être montré que l'hypothèse H_0 a une probabilité beaucoup plus forte d'être précédée par l'hypothèse H_1 que par l'hypothèse H_0 , et inversement, H_1 a une probabilité bien plus forte d'être précédée par H_0 . Le calcul de la probabilité d'erreur, qui nécessiterait de prendre en compte de multiples situations, peut alors être simplifié au cas d'une alternance d'impulsions et de vides, ce qui permet d'écrire les variables de décisions Z_{H_0} et Z_{H_1} comme

$$Z_{H_0} = \int_0^{T_i} (c(t - T_{ppm}) + n(t))^2 dt \quad \text{et} \quad Z_{H_1} = \int_{T_i} (c(t) + n(t))^2 dt$$

Sous l'approximation gaussienne, la probabilité d'erreur s'écrit :

$$P_e = Q \left(\frac{(\mu_\epsilon(T_i) - (1 - \mu_\epsilon(T_{ppm})))E_p/N_0}{\sqrt{2M + 2(\mu_\epsilon(T_i) + (1 - \mu_\epsilon(T_{ppm})))E_p/N_0}} \right)$$

La figure 3.22 représente la probabilité d'erreur pour différentes valeurs de T_{ppm} . Afin d'établir une comparaison, les conditions de simulation choisies sont similaires à celles de l'étude portant sur l'influence du délai T_d pour la transmission de référence (*cf.* figure 3.19).

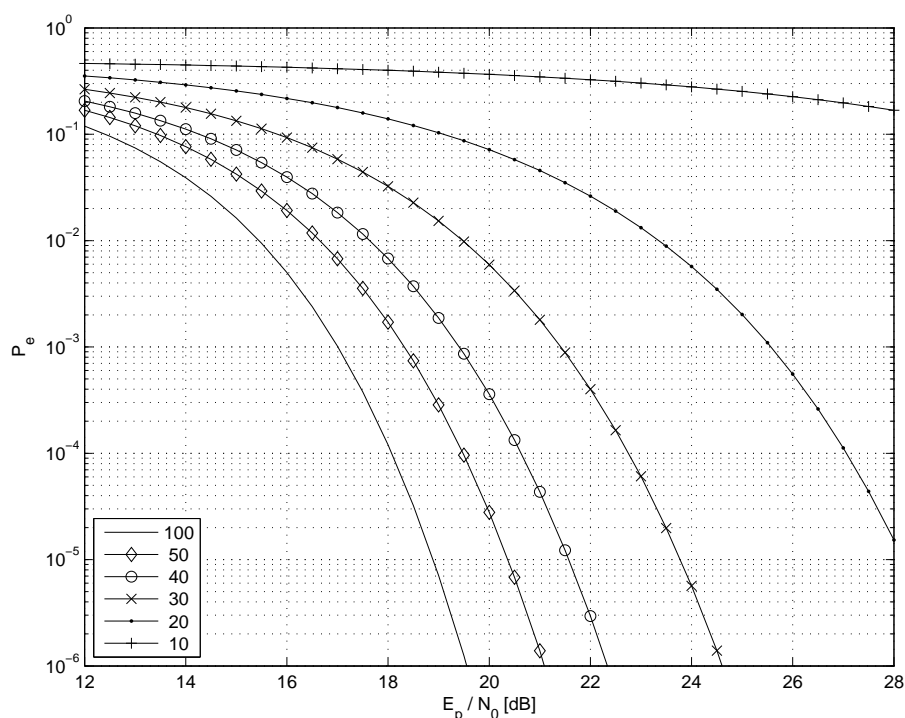


FIG. 3.22 – Probabilité d'erreur pour une modulation 2-PPM, avec différentes valeurs du temps T_{ppm} . Modèle de canal de type 4a-1, $T_i = 50$ ns et $BW = 1$ GHz.

Il apparaît clairement sur cette figure que malgré des probabilités d'erreur équivalentes dans le cas idéal, la détection d'énergie est considérablement moins robuste aux interférences inter symboles que la TR. Bien que sous-optimal, le récepteur à auto-corrélation possède effectivement un filtrage naturel adapté au canal de propagation, ce qui n'est pas le cas du simple détecteur d'énergie. Ainsi, même avec un fort SNR (28dB), la probabilité d'erreur pour la 2-PPM reste élevée (supérieure à 10^{-1}) lorsque $T_{ppm} = 10$ ns devient faible devant l'étalement du canal. Pour une valeur de T_d équivalente, la TR permet tout de même d'obtenir une probabilité d'erreur inférieure à 10^{-5} .

3.5.2.3 N-PPM

La N -PPM consiste à moduler l'instant d'émission de l'impulsion parmi N positions. Le temps symbole étant égal à $N \times T_{ppm}$, augmenter l'ordre de la modulation rend possible l'augmentation conjointe de l'énergie des impulsions (rapport cyclique) et du nombre de bits transmis par symboles (contrairement au gain de traitement classique apporté par des accumulations d'énergie, cf. section 3.4.1.3).

Soient H_1 et H_0 les hypothèses de présence ou absence d'énergie utile dans la position que l'on considère, et Z_n l'énergie collectée dans la $n^{\text{ème}}$ position. S'il n'y a pas d'interférence entre les différentes positions, les variables Z_n peuvent être considérées comme indépendantes, et la démodulation consiste simplement à choisir la position k telle que $Z_k = \max_{n \in [0, N-1]} \{Z_n\}$. Pour garantir cette orthogonalité, la durée de position T_{ppm} doit être supérieure au temps d'étalement du canal. Pour chaque symbole, H_0 aura donc $N - 1$ occurrences ($Z_{H_0}^{1 \dots N-1}$). La décision pour le symbole étant prise sur la position dans laquelle le maximum d'énergie aura été intégré, la probabilité \bar{P}_e de ne pas faire d'erreur peut être exprimée comme la probabilité que toutes les variables Z_{H_0} soient inférieures à Z_{H_1} , ce qui peut s'écrire comme

$$\bar{P}_e = \int_{-\infty}^{+\infty} P \left\{ Z_{H_1} = \rho \cap Z_{H_0}^1 < \rho \cap \dots \cap Z_{H_0}^{N-1} < \rho \right\} d\rho$$

Afin d'alléger les expressions, on note :

$$E[Z_{H_0}] = e_0 = M N_0 \quad \text{et} \quad V[Z_{H_0}] = \sigma_0^2 = M N_0^2$$

et

$$E[Z_{H_1}] = e_1 = \mu_\epsilon(T_i) E_p + M N_0 \quad \text{et} \quad V[Z_{H_1}] = \sigma_1^2 = 2\mu_\epsilon(T_i) E_p N_0 + M N_0^2;$$

les espérances et variances respectives des variables Z_{H_0} et Z_{H_1} .

La probabilité de ne pas faire d'erreur, en faisant la même approximation gaussienne que dans les parties précédentes, peut être exprimée comme

$$\bar{P}_e = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_1^2} \exp\left(-\frac{(\rho - e_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \times \left(\int_{-\infty}^{\rho} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_0^2} \exp\left(-\frac{(\lambda - e_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) d\lambda \right)^{N-1} d\rho$$

La figure 3.23 représente la probabilité d'erreur ($P_e = 1 - \bar{P}_e$) pour différents ordres de modulation $N - PPM$. Le rapport signal à bruit binaire E_b/N_0 , est dérivé du rapport E_p/N_0 en prenant garde à la conservation de la puissance moyenne ($E_p \times R_p = E_b \times R_b$, avec $R_b = \log_2(R_p)$).

On retrouve l'allure caractéristique des courbes de probabilité d'erreur pour la détection des signaux orthogonaux ([Proakis, 2001], section 5-4-3), où le rapport signal à bruit binaire diminue

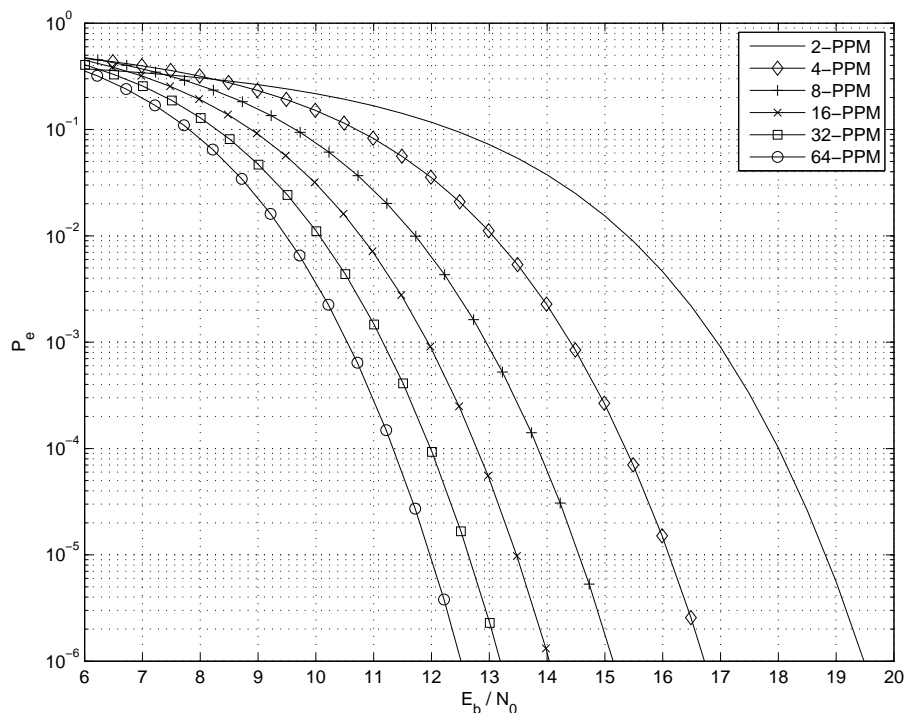


FIG. 3.23 – Probabilité d’erreur pour la modulation N -PPM en fonction de E_b/N_0 . Modèle de canal 4a-1, avec un signal de 1GHz de bande et un temps d’intégration de 50ns.

lorsque N augmente. Particulièrement, la 4-PPM nécessite un rapport signal à bruit inférieur de 2.8dB à celui requis pour la 2-PPM, alors que d’un point de vue débit et complexité (nombre de fois où l’on déclenche le détecteur d’énergie), ces deux modulations sont parfaitement identiques. Deux limites sont néanmoins à prendre en compte : le débit, qui doit être diminué afin d’agrandir la valeur du temps symbole, et la puissance pic qui est proportionnelle à l’énergie de l’impulsion transmise.

Dans le contexte bas débit de ces travaux, la N -PPM présente de nombreux intérêts. Premièrement, cette modulation permet l’utilisation d’un récepteur très simple tout en ayant des performances en termes de rapport signal à bruit binaire requis très proches de la modulation BPSK avec le récepteur optimal de type RAKE. Ensuite, augmenter l’ordre de la modulation permet d’obtenir un double gain : augmentation de l’énergie de chaque impulsion (directement liée à la valeur de E_b) et réduction du E_b/N_0 requis.

3.5.3 Synchronisation

Une fois la probabilité d’erreur calculée (sous l’hypothèse d’une synchronisation parfaite), nous nous intéressons à l’effet d’un décalage entre la position de la fenêtre d’intégration et le début de la réponse impulsionnelle du canal (*cf.* figure 3.24). On désire ainsi déterminer la précision temporelle nécessaire à la synchronisation grossière. On fait ici l’hypothèse que

l'algorithme de synchronisation est basé sur la recherche d'une séquence connue de symboles. La fenêtre d'intégration est décalée à chaque fois que le scan n'aboutit pas. Une fois la séquence trouvée, une synchronisation fine est effectuée afin de trouver la position précise pour la fenêtre d'intégration.

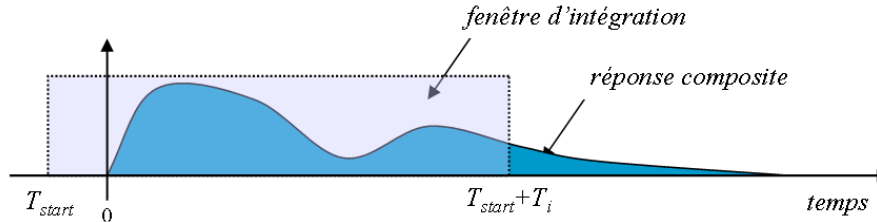


FIG. 3.24 – Influence de la position de la fenêtre d'intégration

Pour cela, nous proposons d'étudier la probabilité d'erreur en fonction du temps d'intégration T_i et de la position T_{start} de la fenêtre d'intégration. En utilisant le modèle de répartition de l'énergie développé précédemment (section 2.5.3), on peut exprimer l'énergie de signal collectée comme

$$E_i = \int_{T_{start}}^{T_{start}+T_i} c^2(t) dt = \left(\mu_\epsilon(T_{start} + T_i) - \mu_\epsilon(T_{start}) \right) E_p,$$

avec bien évidemment $\mu_\epsilon(t \leq 0) = 0$.

La quantité de bruit collectée par le détecteur ne dépendant que de la valeur de T_i , la probabilité d'erreur garde la même expression qu'en (3.25), en substituant évidemment $\mu_\epsilon E_b$ par E_i .

La figure 3.25 représente la probabilité d'erreur (échelle logarithmique *ie.* $-3 \Leftrightarrow 10^{-3}$) en fonction du temps d'intégration T_i et du décalage T_{start} entre le début de la fenêtre d'intégration et l'instant d'arrivée du signal. Le modèle de canal utilisé pour la simulation est le modèle 3a-4, avec un rapport signal à bruit E_b/N_0 de 20.5dB et une largeur de bande de 1MHz. On note qu'avec un temps d'intégration élevé, la performance visée peut être atteinte avec une marge d'erreur importante sur l'instant de synchronisation T_{start} . Cet exemple montre que si T_i vaut 80ns, la probabilité cible (10^{-5}) peut être atteinte pour T_{start} allant de -15 à +5ns. La valeur de E_b/N_0 minimale requise vaut 20.2dB pour ce modèle de canal et cette probabilité d'erreur cible; on peut aussi vérifier que pour une marge de SNR assez faible sur le bilan de liaison (0.3dB), une synchronisation grossière peut être suffisante pour la démodulation des données. Cette figure nous permet aussi de voir qu'avec ce type d'architecture, il est possible de faire un compromis entre la performance du récepteur et la précision requise pour le *tracking* de temps. Bien entendu, la valeur optimale du temps d'intégration est dépendante du type d'environnement et du tirage de canal; elle devra être estimée ultérieurement pour améliorer la performance du

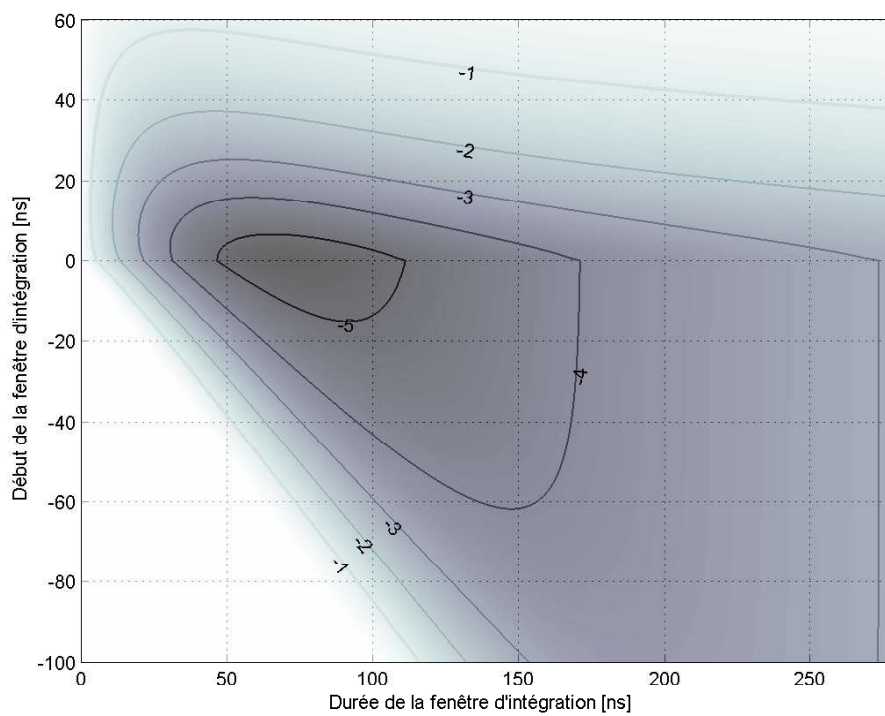


FIG. 3.25 – Probabilité d'erreur pour les modulations 2-PPM et TR en fonction du temps d'intégration et de la position de la fenêtre d'intégration par rapport au début de la réponse impulsionnelle du canal. $BW=1\text{GHz}$, canal de type 3a-4.

récepteur. En revanche, pour la synchronisation grossière, on peut fixer une valeur élevée du temps d'intégration afin de réduire la granularité¹⁴ de la recherche.

3.5.4 Implémentation

En ce qui concerne l'implémentation, le point clé du détecteur d'énergie est le mélangeur, qui permet de redresser le signal en le multipliant avec lui-même. Une approche très simple consiste à employer une diode en entrée [Ramirez-Angulo, 1992]. En revanche la complexité est reportée sur le gain de l'amplificateur qui doit être très élevé. La tension des signaux au niveau de l'antenne est de l'ordre de la centaine de microvolts, alors que le niveau de la tension de seuil des diodes vaut quelques centaines de millivolts. Le gain doit être de 60dB, ce qui nécessite forcément une consommation importante.

L'utilisation d'un multiplicateur classique permet de relaxer la contrainte sur le gain de la première étape d'amplification (LNA), mais après avoir été élevé au carré, le signal doit être fortement réamplifié avant intégration. Une solution basée sur des mélangeurs actifs à cellule de Gilbert [Gilbert, 1968, Gilbert, 1975] a été proposée dans [Stoica *et al.*, 2005] et un circuit implémenté en [Stoica et Rabbachin, 2006]. La consommation totale du transpondeur est de l'ordre de 40mA.

[Paquelet *et al.*, 2004] ont proposé une approche non-cohérente pour le très haut débit (jusqu'à 480Mbps). Basée sur une modulation OOK, cette solution impulsionnelle repose sur une division du spectre en plusieurs sous-bandes afin d'augmenter la capacité du canal.

En termes de performance, les solutions non cohérentes sont pénalisées, car le signal est démodulé sans que le récepteur soit adapté. Afin de pallier à ce manque, il est possible d'estimer le profil d'énergie du canal et de découper la fenêtre de réception en plusieurs sous-parties qui seront pondérées pour prendre davantage en compte les parties les plus énergétiques de la réponse impulsionnelle. Des travaux récents [Tian et Sadler, 2005] puis [D'amico *et al.*, 2006] ont montré que le gain sur le rapport signal à bruit requis peut être de 2 à 3dB.

¹⁴on entend par granularité la précision avec laquelle on fait varier T_{start} entre deux scans successifs

3.6 Éléments de choix et complexité

Dans la partie précédente ont été étudiés les différents types d'architectures de réception en termes de performance, et les éléments clés nécessaires à l'implémentation du détecteur. Nous allons à présent établir un récapitulatif des avantages de chaque solution pour le contexte bas débit.

Les architectures cohérentes permettent d'obtenir les meilleures performances. Elles bénéficient pleinement du gain de traitement lorsque l'énergie binaire est augmentée en transmettant plusieurs impulsions par symbole. Elles sont aussi plus robustes aux interférences créées par d'autres piconets UWB, car la corrélation entre deux tirages de canaux indépendants est très faible. Cependant, cette performance a un coût en complexité.

Tout d'abord, le nombre de doigts nécessaires à l'implémentation du récepteur RAKE doit être particulièrement important dans les canaux UWB *indoor* du fait du grand nombre de trajets, ce qui nécessite une augmentation substantielle du matériel implémenté et donc de la consommation électrique. Ensuite, la précision requise sur l'instant de synchronisation est de l'ordre de la moitié du lobe principal de la fonction d'autocorrélation de l'impulsion. Pour une impulsion ayant un spectre entre 3.1 et 5.1GHz, la synchronisation doit être effectuée avec une précision inférieure à 60ps. Cette précision sur l'instant initial doit être conservée tout au long de la trame, exigeant alors des algorithmes de poursuite d'horloge très fins. De cette précision sur la synthèse de fréquence découle une augmentation sensible de la consommation du récepteur. Enfin, nous avons vu que pour ne pas dégrader la performance de la communication, le motif avec lequel le signal entrant est corrélé doit être estimé avec une grande précision. Cette estimation nécessite alors un processus de synchronisation plus long afin de pouvoir effectuer de nombreuses intégrations cohérentes. En revanche, une estimation de canal très fine peut être utilisée pour retrouver avec précision l'instant d'arrivée du premier trajet, permettant d'obtenir une mesure de distance (*ranging*) précise pour la localisation.

L'emploi d'une modulation différentielle permet de relaxer la contrainte sur la précision des horloges. En effet, un récepteur différentiel requiert un temps de cohérence de l'ordre du temps symbole. L'architecture à délai permet d'implémenter cette solution qui constitue un très bon compromis entre complexité et performance. Reste un point bloquant à l'implémentation : la réalisation d'une cellule de retard analogique de plusieurs dizaines de nanosecondes avec une précision de quelques picosecondes.

La réception non cohérente constitue un nouveau compromis entre complexité et performance. Dans ce cas, le récepteur n'est plus sensible aux non-linéarités et distorsions de phase causées par les éléments de la chaîne RF tels que les antennes, les amplificateurs et les filtres, car ce n'est plus la forme du signal qui est prise en compte, mais uniquement son énergie col-

lectée à l'intérieur de la fenêtre d'observation. Ce type de récepteur est aussi particulièrement adapté au milieu de propagation *indoor*, car l'énergie des nombreux trajets constituant le canal de propagation peut être ajoutée à l'aide d'une seule intégration.

La contrepartie de cette complexité est une dégradation de la performance de l'ordre de 6dB entre une modulation BPSK avec un récepteur RAKE et une modulation 2PPM avec un détecteur d'énergie. De plus, la solution non cohérente ne bénéficie pas pleinement du gain de traitement apporté lorsque le nombre N_p d'impulsions transmises par bit d'information est augmenté. En effet, bien que l'énergie binaire soit multipliée par N_p , le rapport signal à bruit E_b/N_0 requis pour une performance cible croît avec le nombre d'accumulations effectuées. Nous avons pu constater que pour une probabilité d'erreur de 10^{-5} , doubler le nombre d'accumulations apporte un gain de seulement 1.8dB au détecteur sous optimal alors que le récepteur RAKE bénéficiera de 3dB. D'autre part, le détecteur d'énergie n'a aucun moyen de rejeter les interférences contenues dans sa bande de fréquence ; l'énergie de chaque interféreur sera accumulée avec le signal utile. Les spécifications en termes de filtrage des systèmes bande étroite adjacents (décrites dans la norme, *cf.* chapitre 4) doivent alors être sérieusement prises en compte, et l'accès multiple au canal doit assurer un évitement systématique, soit temporel, soit fréquentiel.

Deux modulations sont particulièrement adaptées pour les communications non cohérentes, la modulation de position et la modulation « tout ou rien » OOK. À la suite des diverses études menées, il apparaît que la modulation de position constitue une solution privilégiée. Tout d'abord, il n'est pas nécessaire de définir préalablement un seuil pour passer à la démodulation, ce qui permet d'alléger les algorithmes mis en oeuvre et d'éliminer la dégradation potentielle due aux imperfections de son estimation. De plus, le rapport signal à bruit requis diminue avec l'ordre de la modulation PPM, ce qui permet de combler partiellement le fossé existant avec les solutions cohérentes. Enfin, il est possible d'améliorer la performance du récepteur non cohérent en adaptant la fenêtre d'intégration au profil d'énergie du canal.

En ce qui concerne l'aptitude à effectuer une mesure de distance avec un détecteur d'énergie, on peut noter que même si le récepteur paraît peu approprié, des solutions ont été envisagées. Dans [Denis, 2005], une branche parallèle à la celle de la démodulation (représentée sur la figure 3.20) et ayant une constante de temps adaptée au support temporel des impulsions est utilisée. Alimentée avec les informations de synchronisation grossière, cette branche peut alors se concentrer uniquement sur le début présumé de la réponse du canal afin d'en retrouver le premier trajet.

3.7 Portée des dispositifs

À partir des performances des différentes solutions étudiées dans les parties précédentes, on peut calculer la portée envisageable pour un dispositif UWB. Comme le gain de traitement peut être ajusté de diverses manières, il est approprié de tracer la courbe représentant la portée maximale en fonction du débit binaire. On parle généralement du compromis « débit-portée ». Pour cela, il est nécessaire d'établir le bilan de liaison (*cf.* tableau 3.3) en y faisant apparaître les paramètres clés du système.

Paramètre	Expression	Unité
Largeur de Bande	BW	MHz
Période de répétition des impulsions	T_p	ns
Puissance moyenne	$P_{pulse} = -41.3 + 10 \log_{10}(BW) - ML^*$	dBm
Densité spectrale du bruit	$N_0 = -114$	dBm/MHz
Rapport Signal à Bruit	$SNR = P_{pulse} - (N_0 + 10 \log_{10}(BW))$	dB
Nombre d'impulsion par symbole	N_p	
Nombre de bits codés par symbole	M	
Débit binaire	$R_b = M \times N_p / T_P$	Mbps
Rapport signal à bruit binaire	$E_b/N_0 = SNR - 10 \log_{10}(BW/R_b)$	dB
Marges système	$M_{sys} = IL + NF + SSF$	dB
E_b/N_0 requis**	γ	dB
Marges de liaison	$LM = E_b/N_0 - \gamma - M_{sys}$	dB
Path Loss @ 1 m	PL_0	dB
Coefficient de Path Loss	n	
Portée	$10^{\left(\frac{LM-PL_0}{10 \times n}\right)}$	m

* Mask Losses - Différence de puissance entre le masque théorique et la forme de l'impulsion, (*cf.* tableau 1.1)

** La valeur du rapport E_b/N_0 requis peut être liée au nombre d'impulsions par symboles N_p

TAB. 3.3 – Bilan de liaison et compromis « débit-portée ».

Par la suite, toutes les courbes sont données pour une probabilité d'erreur cible de 10^{-5} , ce qui est assez représentatif d'un taux d'erreur paquet sans codage de 10^{-2} pour les formats de trames proposés au groupe de normalisation 802.15.3a.

Sur la figure 3.26, le compromis débit/portée est tracé pour le détecteur d'énergie avec une modulation 2-PPM¹⁵, et pour différentes valeurs de la période moyenne de répétition des

¹⁵Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, ce schéma de réception a une probabilité d'erreur équivalente à celle

impulsions (T_p ou PRP). Le modèle de canal choisi est le 3a-4 avec un coefficient d'atténuation de 3 et une largeur de bande de 2GHz. Le débit binaire est ajusté grâce au nombre d'impulsions N_p transmises pour chaque symbole. A débit équivalent, utiliser des périodes de répétition plus importantes permet de limiter la perte due aux accumulations et présente un gain sur la portée de l'ordre de 1m pour ce type de canal. On voit ainsi que pour un débit de 250 kbps, la portée atteignable est d'environ de 15m et elle peut être augmentée à environ 30m pour un débit réduit à 10 kbps. Pour ces deux exemples de débit, les portées seraient respectivement d'environ 50m et 150m pour un coefficient d'atténuation de 2 (avec un trajet en visibilité directe¹⁶).

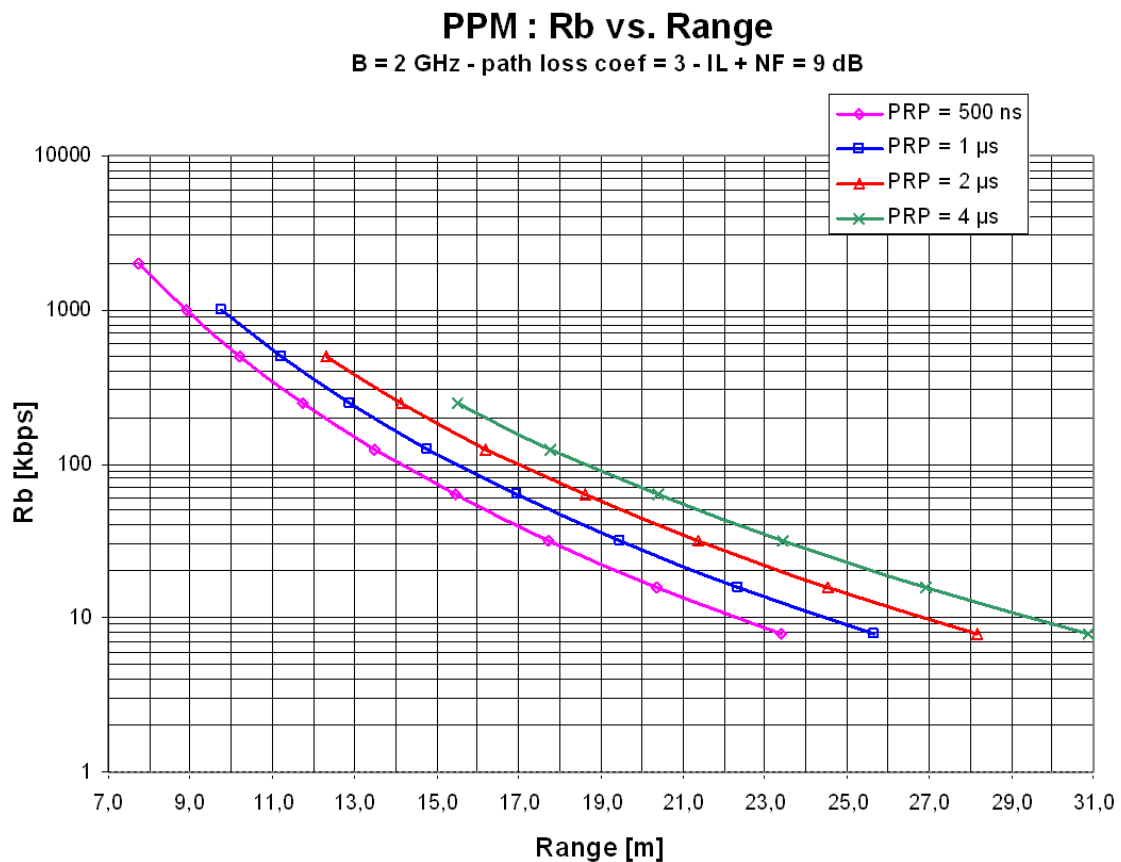


FIG. 3.26 – Compromis « débit-portée » pour la modulation 2PPM (détecteur d'énergie) ou DBPSK (architecture différentielle à délai - TR).

Sur la figure 3.27, le même type de courbe est tracé, mais pour différentes N -PPM. La durée T_{ppm} est maintenue constante (250ns pour cet exemple), de sorte que la période moyenne de répétition des impulsions augmente avec l'ordre de la modulation ($T_p = N \times T_{ppm}$). Le nombre de bits par symbole vaut donc $\log_2(N)$, et le débit binaire $\log_2(N)/(N_p N T_{ppm})$. Cette courbe confirme l'intérêt d'augmenter la taille de la constellation, déjà observé lors de l'étude des d'une architecture à délai avec une modulation de type transmission de référence.

¹⁶ Line of Sight

probabilités d'erreurs. En effet, pour un même débit de 1 Mbps, la portée envisagée est d'environ 9m si le signal est modulé en 2-PPM alors qu'en 16-PPM, la communication peut être établie à plus de 14m (en supposant les caractéristiques du canal identiques). Cette différence est accrue lorsque le débit est ajusté pour augmenter la portée, qui passe à plus de 29m pour la 16-PPM à 30kbps contre moins de 18m pour la 2-PPM. Si l'on compare maintenant la portée à PRP et distance constantes ($4\mu\text{s}$ et 20m par exemple), on obtiendra un débit supérieur à 200kbps pour la 16-PPM, alors que le débit possible pour la 2-PPM est seulement de 70kbps (*cf.* figure 3.27).

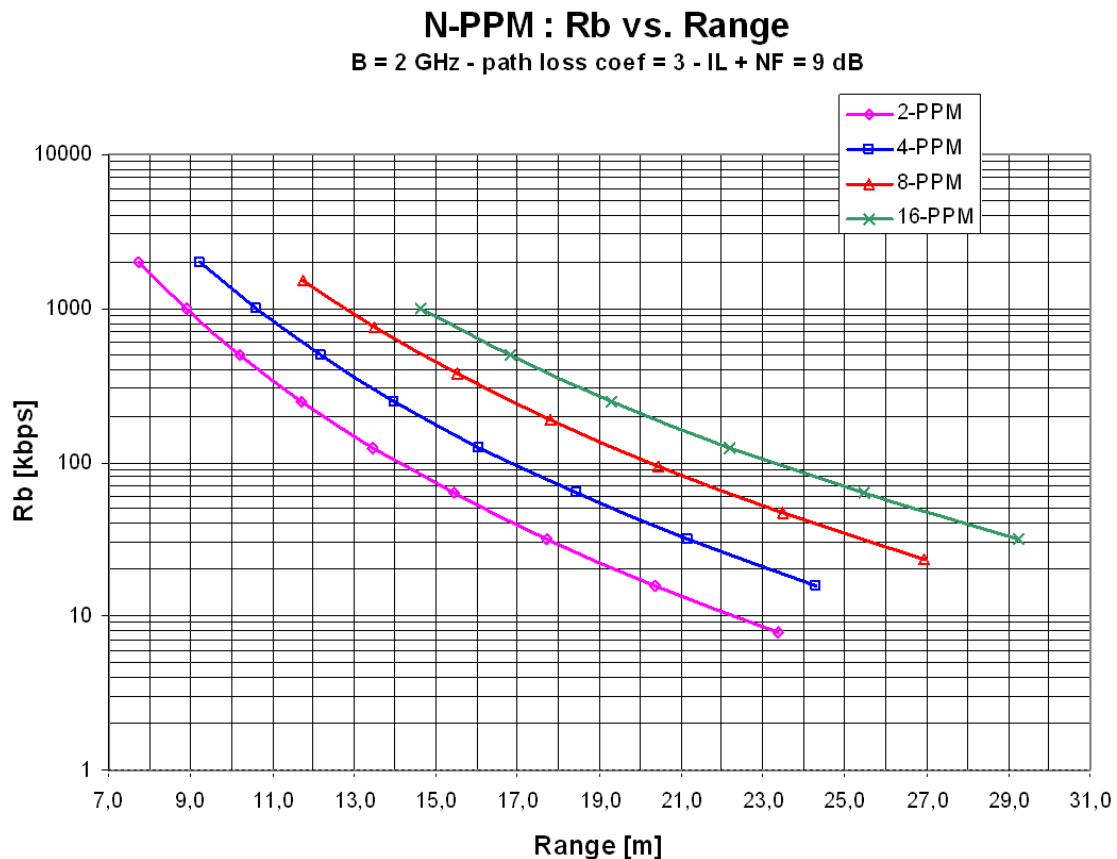


FIG. 3.27 – Compromis « débit - portée » pour les modulations N -PPM

La figure 3.28 représente la courbe du compromis « débit-portée » obtenue pour un récepteur cohérent et une modulation BPSK, en fonction du nombre de doigts implémentés dans le *Selective-RAKE*. Les valeurs du rapport E_b/N_0 requis prises en compte pour le bilan de liaison sont extraites du tableau 3.1. Pour des valeurs de débit ne nécessitant pas ou peu d'accumulations (1Mbps), la performance du détecteur d'énergie en 16-PPM est comparable à celle d'un récepteur SRAKE. En revanche, lorsque le gain de traitement est apporté par la répétition des impulsions (le gain de codage n'entrant pas en compte dans la comparaison), le récepteur sous optimal souffre de la perte de performance (*cf.* section 3.4.1.3). Ainsi, pour un débit de 100kbps, un

récepteur SRAKE avec 5 doigts permet une portée de 23m (équivalent à un détecteur d'énergie en 16-PPM) alors qu'avec 50 doigts (proche du MRC optimal), la communication peut porter jusqu'à 38m.

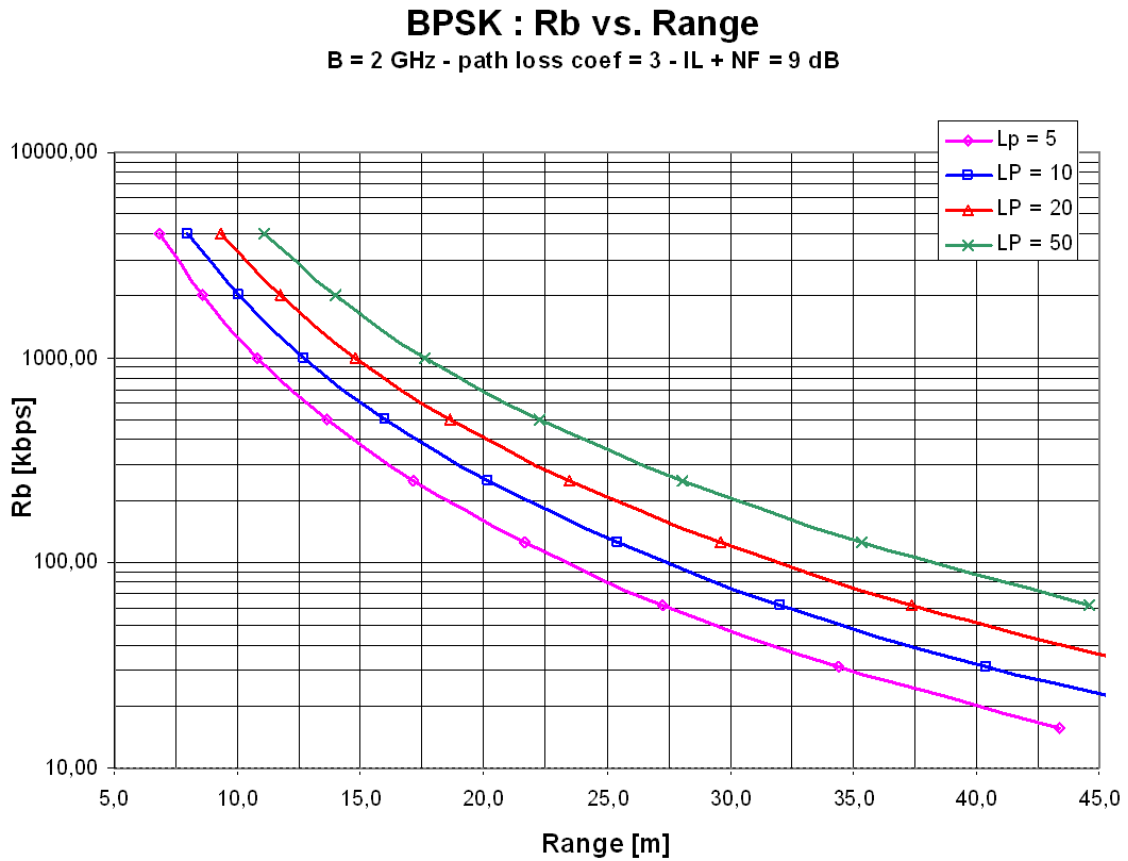


FIG. 3.28 – Compromis « débit-portée » pour la modulation BPSK, avec un récepteur SRAKE composé de L_p doigts.

3.8 Conclusions

Les solutions cohérentes permettent de conserver intégralement la phase du signal. Basées sur l'architecture du récepteur optimal (RAKE), elles bénéficient des meilleures performances tant en termes de taux d'erreur binaire qu'en termes d'ajustement du débit, sans incidence sur la valeur du rapport signal à bruit requis. Le prix d'une performance élevée est évidemment une complexité élevée. Afin d'être implémentées, ces solutions nécessitent de recourir soit à des conversions numériques très rapides (approches tout numérique), soit à une multiplication des éléments analogiques dans la chaîne RF, car un grand nombre de doigts est nécessaire. Dans les deux cas, une synchronisation très fine doit être obtenue, et maintenue tout au long de la

communication, ce qui implique des organes de synthèse de fréquences très précis, asservis par une algorithmique complexe, et nécessairement une consommation importante.

Les solutions différentielles, sous-optimales, constituent un premier compromis vers une complexité réduite. Le signal reçu est retardé et sert lui-même de motif de corrélation. L'étape d'estimation du canal n'est pas utile, et la précision nécessaire sur la synchronisation est relaxée. La principale difficulté cernée provient de la faisabilité de la cellule retard (durée, précision) nécessaire à l'implémentation analogique de cette solution, qui constituerait alors un excellent compromis.

Les solutions non cohérentes sont basées sur l'utilisation de schémas de réception très simples, tels que la détection d'énergie. La performance est alors sacrifiée pour réduire au maximum la complexité. Les résultats obtenus mettent néanmoins en évidence qu'un choix judicieux du schéma de modulation permet de trouver un compromis débit-portée comparable à celui d'une solution optimale.

Les travaux effectués sur les canaux UWB, et plus particulièrement la modélisation du ratio d'énergie collecté en fonction du temps d'intégration, nous ont permis de définir les performances optimales des solutions impulsionnelles dans les milieux de propagation *indoor*. Nous avons aussi pu cerner les valeurs adéquates pour la période de répétition des impulsions, grâce à l'étude sur les interférences entre symboles.

Enfin, les résultats des études ont permis de prendre position en faveur des solutions non cohérentes au sein du groupe de normalisation IEEE 802.15.4a, chargé de construire une norme sur une couche physique alternative pour les réseaux sans fil bas débit. La construction de cette norme ainsi que ses derniers avancements sont le sujet du chapitre suivant.

Contributions Personnelles

Ces travaux, et particulièrement le calcul des probabilités d'erreur en fonction du temps d'intégration, ont été présentés dans [Dubouloz *et al.*, 2005a] à *IEEE International Conference on UWB (ICU'05)*, où ils ont reçu un *student paper award*. Les résultats sur l'influence du délai pour la modulation transmission de référence ont été présentés à cette même conférence dans [Dubouloz *et al.*, 2005b].

Des recherches sur une implémentation de récepteur cohérent à base d'échantillonneurs spatio-temporels ont donné lieu au dépôt d'un brevet.

Les travaux du LETI sur l'architecture différentielle (DBPSK) avec une dynamique de 1 bit ont été publiés notamment dans [Denis *et al.*, 2006] à *IST Mobile summit 2006*.

Enfin, les conclusions ont été poussées dans plusieurs contributions techniques au sein du

groupe de normalisation IEEE 802.15.4a.



Chapitre 4

Normalisation UWB bas débit

Sommaire

4.1	Introduction	122
4.2	Naissance de la norme	123
4.2.1	Applications (Call For Applications)	124
4.2.2	Critères technico-économiques (5C)	124
4.2.3	Exigences techniques (Technical Requirements)	125
4.2.4	Conclusion	126
4.3	Bandes de fréquences	127
4.4	Schéma de codage et de modulation	129
4.5	Format de trame et débits	131
4.6	Conclusion	134

4.1 Introduction

Les instances de normalisation, distinctes des organes de régulation (*cf.* chapitre 1), ont pour but de lier les différents acteurs d'un même domaine d'application autour de standards communs, afin d'assurer une inter-opérabilité entre leurs produits. Le domaine des télécommunications est couvert par plusieurs instituts internationaux de normalisation, tels que l'ITU, l'ECMA ou encore l'IEEE. Le début de la thèse ayant coïncidé avec le lancement d'un groupe de travail IEEE chargé d'établir une couche physique pour des réseaux sans fil bas débits, nous nous sommes focalisés sur la construction de ce standard compatible avec les systèmes UWB.

La couverture de l'IEEE¹ s'étend à la majeure partie des techniques mettant en jeu des procédés électriques. Le domaine des réseaux de télécommunications sans fil se place principalement sous la bannière IEEE 802² et se divise en une multitude de normes. Les réseaux sans fil adressent des applications que l'on peut aisément regrouper en fonction de la portée géographique des appareils. Ainsi, on distingue plus particulièrement :

- les réseaux régionaux sans fil, WRAN - 802.22, avec une portée d'une centaine de km ;
- les réseaux métropolitains sans fil, WMAN, aussi connus sous le nom de *WiMax*, 802.16, avec une portée de plusieurs km ;
- les réseaux locaux, WLAN ou **WiFi**, 802.11, avec une portée de quelques centaines de mètres ;
- enfin les réseaux personnels, WPAN, comme *Bluetooth*, 802.15, avec des portées jusqu'à quelques dizaines de m.

Les caractéristiques de puissance d'émission classent les solutions basées sur l'UWB dans le domaine des WPAN, c'est-à-dire dans le cadre des standards IEEE 802.15. Afin de répondre aux différentes applications visées par les WPANs, plusieurs normes ont été mises en oeuvre (*cf.* table 4.1).

La déclinaison « très faible consommation » de la norme 802.15.1 s'est faite au détriment du débit. Ainsi est apparue la norme 802.15.4 (*Zigbee*), toujours dans la bande de fréquences **ISM** autour de 2.4 GHz, pour des applications de type réseaux de capteurs ou objets communicants. Comme pour le haut débit, un groupe de normalisation a été lancé afin d'étudier les possibilités d'utiliser une couche physique alternative, basée notamment sur les plages de fréquences UWB. Ainsi est apparu le groupe d'étude 802.15.4a au cours de l'année 2003.

On voit sur le tableau 4.1 que deux groupes de normalisation de l'IEEE ont plébiscité la technologie UWB pour les réseaux personnels sans fil.

Le caractère très haut débit, rendu possible par la grande capacité du canal, a été étudié

¹Institute of Electrical and Electronics Engineers – www.ieee.org

²IEEE 802 *Wireless World*, mais d'autres protocoles réseaux sur câble tels qu'ETHERNET ou TOKEN RING sont aussi normalisés par l'IEEE 802

Norme	Description	État
802.15.1	<i>Bluetooth</i> v1.1	publiée, Juin 2002
802.15.1a	<i>Bluetooth</i> v1.2 (révision de BT v1.1)	en cours
802.15.2	Coexistence de WPAN avec WMAN et WLAN	publiée, Août 2003
802.15.3	WPAN haut débit (>20 Mbps, bande 2.4 GHz)	publiée, Sept 2003
802.15.3a	Couche physique alternative, UWB plébiscité	stoppée
802.15.3b	Maintenance de la couche MAC de 802.15.3	en cours
802.15.3c	Couche physique alternative, groupe mmWave	en cours
802.15.4	WPAN bas débit (< 1Mbps, nommée <i>Zigbee</i>)	publiée, Oct. 2003
802.15.4a	Couche physique alternative, UWB plébiscité	en cours
802.15.4b	Correction et améliorations de 802.15.4	en cours
802.15.5	<i>Mesh Networking</i> – Étude des réseaux maillés	en cours
802.15.WNG	<i>Wireless Next Generation</i>	en cours

TAB. 4.1 – Les différentes normes IEEE 802.15

par le groupe 802.15.3a, proposant une couche physique (PHY) alternative pour les WPAN hauts débits (>480Mbps). Malheureusement, en raison de la divergence entre deux solutions proposées, l'une basée sur une approche multibande avec modulation de type OFDM et l'autre sur une approche impulsionnelle cohérente avec modulation de position et de polarité, ce groupe a été dissout au début de l'année 2006. Relayées sous le standard ECMA 368, les solutions très haut débit de l'alliance pour l'approche multi bande OFDM (WiMedia Alliance³) commencent néanmoins à faire leur apparition sur le marché grand public.

Le groupe 802.15.4a travaille quant à lui sur le couplage entre la faculté de localisation et la faible puissance transmise. Le but est de proposer une couche physique alternative aux systèmes existants (802.15.4) avec comme contraintes une très faible consommation électrique et une complexité réduite. Cette nouvelle norme 802.15.4a, autour de laquelle s'inscrivent les travaux de thèse réalisés, est le sujet de ce chapitre.

4.2 Naissance de la norme

Plusieurs étapes sont indispensables à l'établissement d'un groupe de travail pour une nouvelle norme IEEE : le *Call For Applications (CFA)* (utilité de la norme), la démonstration des *5 Criteria (5C)* (marché potentiel, compatibilité avec les autres standards, unicité, faisabilité technique et économique), l'établissement de la *Project Authorization Request (PAR)* et enfin

³nommée aussi *MBOA - Multiband OFDM Alliance*

les *Technical Requirements* (caractéristiques techniques des produits compatibles). Ainsi, les divers acteurs industriels et académiques du domaine sont sollicités et amenés à se regrouper et s'interroger sur les bases de la future norme.

4.2.1 Applications (Call For Applications)

Voici une synthèse des réponses au call for applications (CFA) UWB lancé par le groupe d'étude de 802.15.SG4a en 2003 [IEEE.802.15.TG4a, 2003] :

Sécurité et surveillance de la santé : Alerte en cas de chute ou perte de conscience ;

Surveillance médicale : médecine préventive, monitoring du coeur, thérapie ;

Guidage et repérage à distance (police, pompiers, grand public) ;

Recherche de victimes d'avalanches.

Sécurité personnelle : Authentification pour le (dé)verrouillage des stations de travail, serrures, voitures...

Suivi et localisation d'enfants, personnes âgées, prisonniers, visiteurs ;

Détection d'intrus, phénomènes naturels (déploiement de capteurs).

Logistique : Suivi et localisation de colis, conteneurs, outil, ouvriers...

Surveillance de l'état d'une chaîne d'approvisionnement ;

Aide à l'arbitrage dans les sports (football, courses de chevaux, athlétisme...);

Recherche d'amis, d'objets,...

Contrôle des inventaires industriels.

4.2.2 Critères technico-économiques (5C)

L'intérêt de développer une nouvelle norme ne se démontre pas seulement en définissant des caractéristiques techniques. Ainsi, l'IEEE a mis en place les cinq critères technico-économiques suivants :

Marché potentiel : Large champ d'application ;

Localisation précise ;

Communication sans fil, mobile, avec une portée élevée et dans une bande de fréquence sans licence ;

Faible consommation, faible coût ;

Grand nombre d'applications possibles ;

Plusieurs vendeurs, nombreux utilisateurs ;

Plus de 65 entreprises de par le monde ont répondu au *call for application* et participé à l'élaboration du PAR ;

Visée de réseaux personnels, robustes et à faible coût ;

Dépenses équilibrées : développement de la couche PHY avec l'objectif de minimiser le coût de connectivité avec le MAC IEEE 802.15.4.

Compatibilité : Le MAC doit être compatible avec *IEEE 802 Requirements for Architecture, management, and Inter-Networking* ;

Définition d'une couche PHY alternative, donc MAC compatible avec IEEE 802.15.4 ;

Compatibilité totale avec ISO 10039.

Identité distincte : Différence avec les autres normes IEEE 802 : seule solution présentant une faible radiation moyenne, avec la possibilité de faire de la localisation précise ;

Spécifications claires : émission d'une nouvelle norme.

Faisabilité technique : Système faisable ;

Tests, démonstrations et simulations ont été effectués pour mettre en évidence la possibilité de réaliser des objets conformes au PAR ;

Technologie prouvée : il existe des objets démontrant la faisabilité technique de ce type de systèmes radios.

Faisabilité économique : Facteurs de coûts connus : comparaison avec Zigbee (coût similaire) ;

Rapport qualité/prix : en se basant sur les tests et prototypes, la taille, le coût et la consommation devraient convenir ;

Coûts d'installations : pas d'impact, car réseaux sans infrastructure (réseau type ad hoc a priori).

4.2.3 Exigences techniques (Technical Requirements)

Une analyse de ces applications a ensuite été réalisée afin de cerner les caractéristiques techniques communes aux différentes applications citées ci-dessus. Les Technical Requirements, ainsi que la PAR (Project Authorisation Request) et les 5 critères (5C) fondamentaux pour le développement d'une norme IEEE ont alors été proposés et acceptés par le comité de normalisation de l'IEEE, fin mars 2004. Voici un résumé de ces documents, afin de pouvoir orienter les recherches bibliographiques dans le cadre de cette norme :

Type de réseaux : Réseaux maillés, compatibles avec la norme 802.15.4

Relais de l'information / coordination de cellule / concentration de données de plusieurs noeuds ;

Insertion et rejet de noeuds ;

Lien bidirectionnel (half duplex).

Débit : Débit utile pour les couches supérieures (PHY Service Access Point) ;

Lien noeud à noeud ≥ 1 kbps ;

Collecteurs de données : débit ≥ 1 Mbps ;

Portée : 0-30m entre deux points du réseau ;

Plusieurs centaines de mètres via le réseau.

Coexistence et résistance aux interférences : Les appareils doivent opérer dans des environnements très bruités, présentant des cas de multitrajets et de non-visibilité directe (NLOS et NLOS²).

Modèle de canal : Modèles de canaux à définir, ils doivent prendre en compte les distances et les différents types d'environnements (extérieur, multitrajets).

Consommation électrique : Durée de vie des batteries de l'ordre de plusieurs mois à plusieurs années donc très faible consommation, forte capacité pour des modes d'économie d'énergie.

Qualité de service : Connexion fiable ;

Correction d'erreur apportée au niveau PHY ;

Connexion en temps réel et latence contrôlée ;

Synchronisation des noeuds ;

Faire face à des situations d'urgences.

Facteur de forme : Doit pouvoir correspondre à des capteurs ou applications type tag RF, doit aussi inclure la batterie et les antennes.

Antennes : Omnidirectionnelles, très robustes.

Complexité : Minimale.

Coût : Très faible, inférieur à 1 euro.

Capacité de localisation : Résolution minimale de 1m à quelques dizaines de cm.

Mobilité : Fiabilité pour des applications concernant des piétons, véhicules industriels, voire des modes de transport plus rapides.

4.2.4 Conclusion

À l'issue de cette première étape, deux propositions de couches physiques ont été retenues pour la future norme. La première n'utilise pas les signaux UWB mais se base sur des techniques d'étalement de spectre par rampe de fréquence (*Chirp Spread Spectrum*, **CSS**). L'autre, sur laquelle nous allons nous focaliser, est évidemment basée sur l'UWB.

Lors du *call for proposal*, le **LETI**, accompagné de **STMicroelectronics**, du **CWC**⁴ et de **Aetherwire** a fait une spécification de couche physique, basée sur une modulation N-PPM et de grandes périodes de répétition (PRP) [STM *et al.*, 2005a]. Nous avons été rejoints par **Mitsubishi** et **France Telecom R&D** dans une seconde proposition [STM *et al.*, 2005b], puis avons fusionné avec d'autres groupes pour soutenir le développement d'une couche physique UWB impulsionnelle.

⁴Center for Wireless Communications - Oulu, Finland

4.3 Bandes de fréquences

Les bandes de fréquences utilisées doivent respecter les recommandations du plus grand nombre possible d'organes de régulation. De plus, il est primordial d'intégrer les standards existants dans ces plages de fréquences. Il a donc été décidé de découper la bande comprise entre 3.1 et 10.6GHz en deux zones, l'une dite « bande basse » entre 3.2 et 4.7GHz et l'autre, la « bande haute » entre 6.2 et 10.2GHz. Les bandes **ISM**⁵ centrées autour de 2.45GHz et 5.8GHz, comprenant les standards **WiFi** et certains **WiMax**, sont ainsi évitées.

Pour ce qui est du choix des largeurs de bandes, trois options ont été retenues, la première est d'environ 500MHz (minimum requis par la FCC), la seconde d'environ 1GHz, et enfin une troisième à 1.5GHz. Le tableau 4.2 présente la synthèse de toutes les bandes de fréquences définies par la norme.

Pour ce qui est des fréquences centrales, elles ont été choisies de manière à correspondre à un multiple entier des fréquences de référence des oscillateurs les plus couramment rencontrés en télécommunication (multiples de 13MHz ou 19.2MHz). Ainsi, dans le cas des architectures à *down-conversion* de type ZIF⁶, il est facile de générer la fréquence de l'oscillateur local en utilisant une PLL entière. La largeur de bande nominale vaut $2 \times 26 \times 19.2 = 499.2MHz$, et les fréquences centrales sont toutes des multiples de 499.2MHz.

On voit sur le tableau 4.2 qu'il y a en fait 5 groupes et 16 bandes définies. Le premier groupe concerne la plage de fréquences située au dessous de 1GHz. Il persiste une ambiguïté sur le fait d'avoir le droit ou non d'utiliser cette bande pour les communications, car les systèmes UWB doivent émettre de manière intentionnelle uniquement entre 3.1 et 10.6GHz. La bande 1⁷ est en revanche très bien adaptée pour les systèmes de types RADAR UWB. Dans tous les cas, émettre en dessous de 1GHz n'est envisageable pour l'instant qu'aux États-Unis.

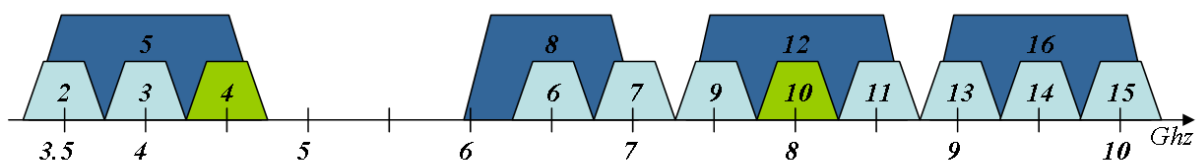


FIG. 4.1 – Différentes bandes de fréquences de la norme IEEE 802.15.4a

Sur la figure 4.1 sont représentées de manière synthétique les différentes bandes de la norme. Chaque système n'est pas tenu de fonctionner dans toutes les plages de fréquences. Ainsi, pour les

⁵ Industrielle, Scientifique et Médicale, bandes non soumises à des réglementations nationales et utilisées librement

⁶ *Zero Intermediate Frequency*, signal ramené directement en bande de base

⁷ les propriétés de propagation ainsi que de pénétration dans les matériaux des ondes électromagnétiques sont meilleures dans les fréquences plus basses

Normalisation UWB bas débit

appareils opérant dans le groupe 2, la bande obligatoire est celle comprise entre 4243.2 et 4742.4 MHz. Les autres bandes peuvent être utilisées de manière optionnelle, après reconfiguration de la communication (principes de radio cognitive *cf.* [Mitola, 1995]). Par exemple, une mesure de puissance peut-être effectuée dans la bande afin de détecter des interféreurs potentiels.

Groupe	Bande	Fréquence Centrale	Largeur
0*	1	499,2 MHz	499,2 MHz
	2	3494,4 MHz	499,2 MHz
1**	3	3993,6 MHz	499,2 MHz
	4	4492,8 MHz	499,2 MHz
	5	3993,6 MHz	1331,2 MHz
2***	6	6489,6 MHz	499,2 MHz
	7	6988,8 MHz	499,2 MHz
	8	6489,6 MHz	1081,6 MHz
3	9	7488 MHz	499,2 MHz
	10	7987,2 MHz	499,2 MHz
	11	8486,4 MHz	499,2 MHz
	12	7987,2 MHz	1331,2 MHz
4****	13	8985,6 MHz	499,2 MHz
	14	9484,8 MHz	499,2 MHz
	15	9984 MHz	499,2 MHz
	16	9484,8 MHz	1354,97 MHz

* États-Unis seulement

** Europe et Japon avec techniques de réduction

*** Europe seulement

**** Japon seulement

TAB. 4.2 – Différentes bandes de fréquences de la norme IEEE 802.15.4a. En gras italique, les bandes obligatoires.

4.4 Schéma de codage et de modulation

Le schéma de codage correcteur d'erreur et de modulation a été un point critique dans la construction de la norme IEEE 802.15.4a. Suite à la guerre de position existant entre les partisans de l'UWB OFDM et les supporters des solutions impulsionnelles au sein du groupe haut débit (802.15.3a), le choix a été fait au sein du groupe 15.4a d'adopter une attitude plus consensuelle. Cependant, il n'est pas possible pour des architectures non cohérentes (largement plébiscitées) de recevoir des signaux modulés de manière cohérente (BPSK *cf.* chapitre précédent). D'autre part, l'utilisation d'une modulation de type N -PPM, exige de la part d'un système cohérent⁸ de multiplier par N le nombre de corrélations requises pour démoduler un symbole, ce qui diminue son efficacité (par exemple, pour une 16-PPM, un récepteur fait 16 corrélations pour démoduler 4 bits alors qu'en BPSK, 16 corrélations permettent de démoduler 16 bits, soit 4 fois plus de données pour la même quantité de calcul).

Le compromis a été trouvé en choisissant une modulation 2-PPM, pouvant être reçue tant avec un RAKE qu'avec un détecteur d'énergie, couplée avec un codage correcteur d'erreur supplémentaire sur la polarité. Le code adopté est de type convolutif de rapport 1/2 avec un bit systématique codant pour la 2-PPM, et l'autre codant la polarité de l'impulsion (*cf.* figure 4.2). Dans les applications de type réseaux de capteurs, cette solution présente l'avantage de faire co-exister des récepteurs cohérents et non cohérents, les uns performants et bénéficiant d'un codage correcteur d'erreur plus robuste, les autres pouvant être de complexité très réduite.

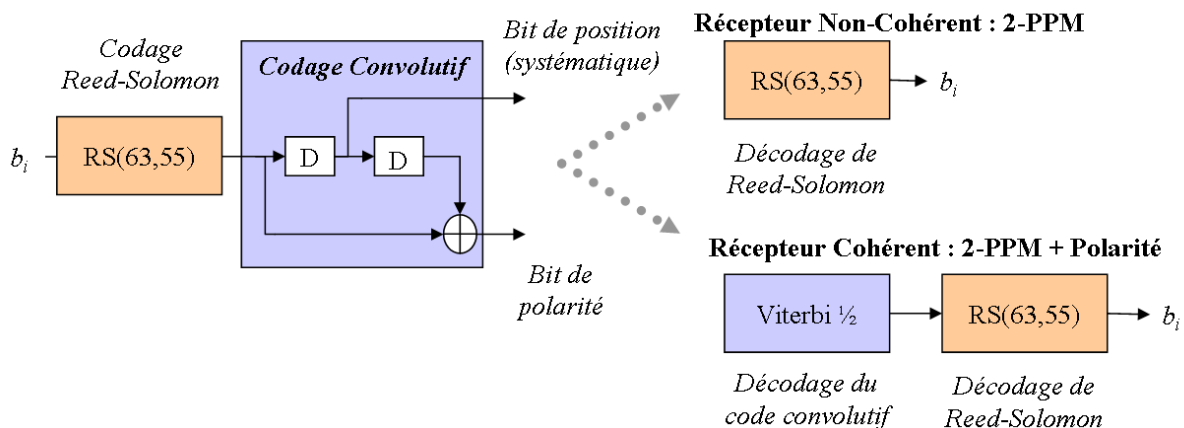


FIG. 4.2 – Schéma de codage correcteur d'erreur pour la norme IEEE 802.15.4a

Afin d'améliorer la qualité globale de la communication, un code en bloc de type Reed-Solomon RS(63,55) est ajouté. Le ratio global de codage est alors de 0.873 pour un récepteur non cohérent et de 0.437 pour une récepteur cohérent. Il est aussi important de préciser que

⁸aussi largement proposés, notamment par les acteurs soutenant l'impulsionnel pour le haut débit, qui avaient à cœur de recycler leurs solutions après l'échec dans le standard haut débit

Normalisation UWB bas débit

l'émetteur est commun à tous les appareils, quel que soit le type de récepteur employé, et doit pouvoir moduler tant la position que la polarité des impulsions transmises.

Dans la partie suivante, nous allons étudier le format des trames, ainsi que les différents débits envisagés pour cette couche physique.

4.5 Format de trame et débits

Les trames de données (PPDU⁹) sont composées de trois parties principales : l'en-tête de synchronisation (ou SHR¹⁰), l'en-tête de la couche physique (ou PHR¹¹), et enfin les données elles-mêmes (PSDU¹²). La figure 4.3 illustre la composition d'une PPDU et plus particulièrement la manière dont sont agencées les impulsions dans la partie données.

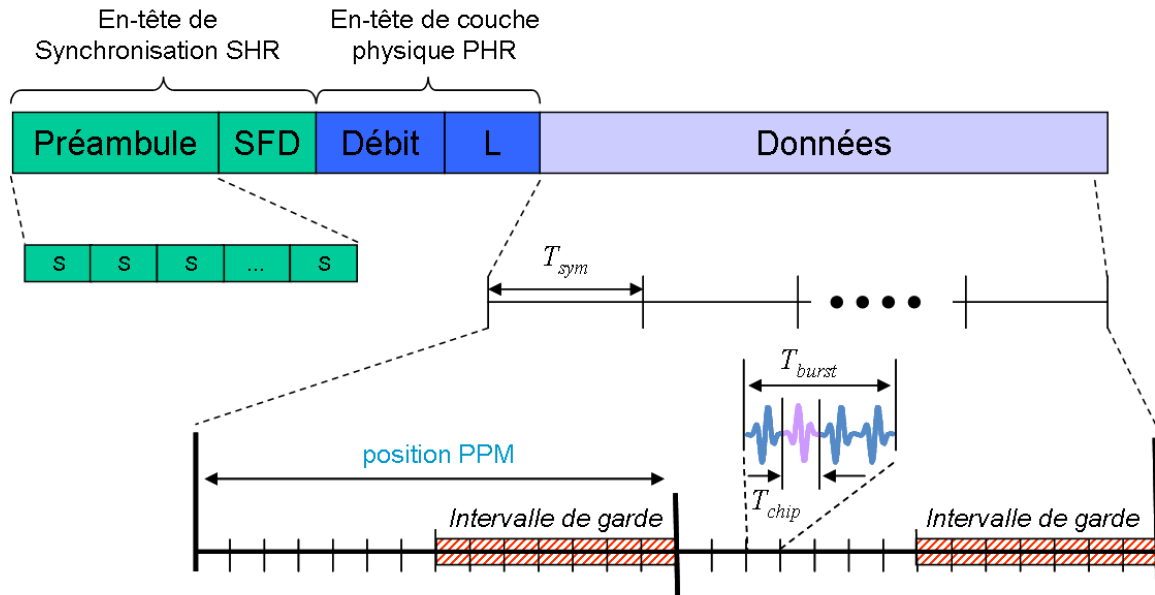


FIG. 4.3 – Trame de données pour la norme UWB IEEE 802.15.4a

Le préambule de synchronisation est nécessaire pour que les algorithmes du récepteur puissent être exécutés. En effet, c'est pendant la réception de cette partie de la trame que sont ajustés le contrôle automatique de gain, les synchronisations, grossière et fine, l'estimation du canal, de la dérive des horloges, ainsi que la recherche du premier trajet reçu pour l'estimation du temps de vol. En revanche, le préambule réduit le débit utile, car aucune donnée n'y est transmise. Quatre tailles de préambule différentes sont définies, afin de pouvoir spécialiser un paquet pour la localisation (préambule long pour plus de précision), ou pour les données (préambules courts pour plus de débit).

Chaque sous-réseau opérant dans l'un des canaux (0-15) définis dans le tableau 4.2 est aussi identifié par un code de préambule. Ce code définit une séquence S de 31 ou 127 impulsions, dont l'amplitude constitue un mot du code, appartenant à un alphabet ternaire $\{-1,0,1\}$. Les séquences ont été sélectionnées pour leurs excellentes propriétés d'autocorrélations cycliques, ce

⁹ PHY Protocol Data Unit

¹⁰ Synchronization Header

¹¹ PHY Header

¹² PHY Service Data Unit

qui permet de limiter les mauvais accrochages. D'autres séquences sont également définies pour des réseaux opérants dans la même bande, afin de les différencier. Dans ce cas, les séquences doivent présenter de très bonnes propriétés d'intercorrélation pour qu'un récepteur ne s'accroche pas sur un paquet ne lui étant pas destiné.

La fin du préambule de synchronisation est marquée par le délimiteur de début de trame (SFD – *Start of Frame Delimiter*). Suivent ensuite deux champs, précisant la longueur de la trame, et le débit des données.

En effet, la norme prévoit différents débits pour permettre d'ajuster la portée du dispositif (compromis « débit-portée »). Sachant que la modulation est binaire (un bit par symbole), le débit binaire est, au ratio de codage près, l'inverse du temps symbole T_{sym} . Plusieurs paramètres doivent être pris en compte pour le calcul de T_{sym} : tout d'abord la période moyenne de répétition des impulsions ou son inverse, la PRF (*Pulse Repetition Frequency*), dont deux valeurs ont été sélectionnées pour le standard, 15.6MHz (dénommée *High PRF*) et 3.9MHz (*Low PRF*). La PRF moyenne, pour une largeur de bande donnée, fixe l'amplitude des impulsions et donc la puissance moyenne transmise. Le deuxième paramètre influant sur le temps symbole est le nombre d'impulsions transmises par symbole. Comme le montre la figure 4.3, les impulsions sont envoyées en *bursts* de N , et donc, à PRF constante, augmenter N revient à augmenter le temps symbole, comme illustré sur la figure 4.4. Ainsi, le débit peut être simplement ajusté en faisant varier le nombre N d'impulsions composant chaque burst ; T_{sym} vaut alors N/PRF .

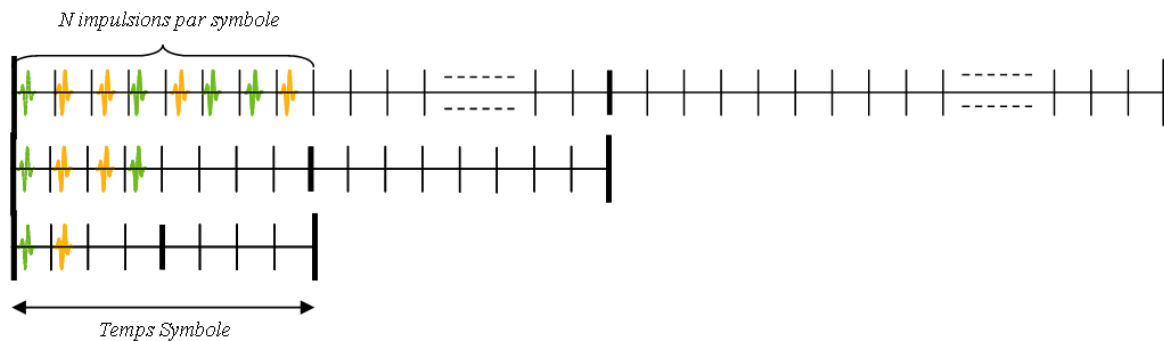


FIG. 4.4 – Ajustement du débit dans la norme 802.14a

La position du *burst* à l'intérieur du temps symbole est déterminée par la modulation de position (première ou seconde moitié du temps symbole), ainsi que par un code de saut de temps (*Time Hopping*), utilisé pour étaler le spectre et pour rendre la communication plus robuste face aux interférences potentiellement créées par des réseaux de même nature et non coopératifs. De plus, un intervalle de garde permet de se prémunir contre les interférences inter symboles.

Les différents débits définis dans la norme sont répertoriés dans le tableau 4.3. Le débit

<i>PRF</i> (MHz)	<i>N</i> impulsions par burst	Temps Symbole (ns)	Rythme Symbole (MSps)	Débit Binaire (Mbps)
15.6	128	8205.13	0.121875	0.11
15.6	16	1025.64	0.975	0.85
15.6	8	512.82	1.95	1.7
15.6	4	256.41	3.9	3.4
15.6	2	128.21	7.8	6.81
15.6	1	64.1	15.6	13.62
15.6*	1	64.1	15.6	27.24
3.9	32	8205.13	0.121875	0.11
3.9	16	4102.56	0.24375	0.21
3.9	8	2051.28	0.4875	0.43
3.9	4	1025.64	0.975	0.85
3.9	2	512.82	1.95	1.7
3.9	1	256.41	3.9	3.4
3.9*	1	256.41	3.9	6.81

* Récepteurs cohérents uniquement, pas de codage convolutif, 2 bits par symbole.

TAB. 4.3 – Différents débits de la norme IEEE 802.15.4a. En gras italique, les débits obligatoires.

binaire présenté ici correspond au rythme des données dans la trame, il s'agit donc évidemment d'un débit brut, auquel il faudrait retrancher la durée des préambules ou le rapport cyclique (temps pendant lequel rien n'est émis). Le débit pourra être ajusté entre 0.11 et 13.62Mbps. Une option haut débit permet de désactiver le code convolutif pour transmettre deux bits par symbole, soit un débit maximal de 27Mbps (récepteurs cohérents uniquement).

A.N. : Par exemple, pour la PRF moyenne de 3.9MHz, la période moyenne de répétition des impulsions T_p vaut $1/PRF=256.4ns$. Lorsque 4 impulsions composent chaque burst, le temps symbole vaut alors $4 \times T_p = 1.025\mu s$, équivalent à un rythme symbole de 0.975 MSps. Avec un bit par symbole et un taux de codage de 0.873, on obtient le débit binaire $r_b = 0.975 \times 0.873 = 0.851Mbps$.

4.6 Conclusion

Dans ce court chapitre, nous avons discuté des points clés se rapportant à la couche physique définie dans le cadre de la normalisation UWB bas débit. Seuls les points relatifs aux travaux réalisés ont été mentionnés, le document de référence étant le *draft* de la norme [IEEE.802.15.TG4a, 2005].

Différentes bandes de fréquences ont été définies afin de prendre en compte les contraintes liées aux réglementations nationales et régionales. Le choix du schéma de modulation et de codage est compatible avec l'utilisation de récepteurs cohérents et non cohérents, élargissant ainsi le champ des applications possibles. Cette norme permet d'établir différents compromis entre complexité et performance, avec des débits variant de 0.11 à 27Mbps, et des trames permettant de mettre en oeuvre des algorithmes de *ranging*.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser au développement d'une architecture de réception très faible consommation, compatible avec la norme que nous venons de décrire rapidement. Un algorithme de synchronisation permettant d'accrocher les préambules de cette norme sera aussi proposé.

Contributions personnelles

Plusieurs contributions techniques ont été fournies au groupe de normalisation. Depuis notre réponse au *Call for Applications* [STM et al., 2005a, STM et al., 2005b], nous avons essayé de pousser et défendre autant que possible le maintien des solutions non cohérentes à détection d'énergie. Dans ce sens, un schéma de modulation basé sur une 4-PPM et un codage convolutif de rendement 1/3 a été proposé [Ouvry et Dubouloz, 2005].

D'autres travaux connexes ont été présentés au groupe sur les mesures de puissances, sur les propriétés spectrales des signaux, ainsi que sur les propriétés des délimiteurs de début de trame.



Chapitre 5

Architecture de réception pour un système non cohérent

Sommaire

5.1	Introduction	138
5.2	Solution 1 bit différentiel XOR	138
5.3	Performances en démodulation	140
5.3.1	Effets de la quantification 1 bit	140
5.3.2	Estimation de canal	145
5.3.3	Utilisation de bursts	147
5.4	Algorithme de synchronisation	148
5.4.1	Définitions	148
5.4.2	Synchronisation grossière	149
5.4.3	Synchronisation fine	156
5.4.4	Estimation de canal	156
5.4.5	Recherche du SFD	157
5.5	Conclusion	159

5.1 Introduction

L'analyse des résultats des travaux présentés dans le chapitre 3 a permis de retenir une architecture de réception non cohérente à détection d'énergie. Cette solution a été préconisée au sein du groupe de normalisation pour conserver une option basse complexité (et donc faible consommation électrique) compatible avec la couche physique IEEE 802.15.4a.

Le travail conjoint avec une équipe de concepteurs RF et numériques a permis de dresser l'architecture du récepteur, et, en fonction des avancées du standard (types de préambules, bursts d'impulsions, ...) d'adapter les algorithmes de réception ainsi que les spécifications pour l'émetteur.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre l'architecture retenue ainsi que ses performances. La fin est consacrée aux algorithmes de synchronisation développés spécifiquement pour le récepteur.

Par la suite, les paramètres des signaux sont ceux de l'option obligatoire de la norme IEEE 802.15.4a : un débit de 0.85Mbps (après décodage), une largeur de bande de 499.2MHz à -3dB, et une fréquence centrale de 4.492GHz.

5.2 Solution 1 bit différentiel XOR

Le principal objectif poursuivi consistait à minimiser la consommation électrique et la complexité du récepteur au détriment des performances, tant en termes de rapport E_b/N_0 requis pour la communication, qu'en termes de précision pouvant être atteinte pour l'estimation de la distance et donc sur la localisation. Dans ce sens, les efforts ont été concentrés sur la diminution des consommations du mélangeur et du convertisseur analogique-numérique.

Le principe de l'architecture proposée (*cf.* figure 5.1) consiste à séparer le signal reçu sur deux branches et à réduire la dynamique du signal sur 1 bit (saturation). Le mélangeur peut alors être implémenté par une simple porte XNOR. Ensuite, le signal passe dans un intégrateur glissant (filtre passe-bas) avant d'être re-quantifié sur 1 bit et échantillonné. La constante de temps de l'intégrateur est choisie à 2ns (largeur du lobe principal d'une impulsion de 500MHz de bande). Ainsi, chaque échantillon peut être vu comme une décision sur la présence ou non d'énergie dans la fenêtre temporelle correspondante. La solution retenue a été brevetée [Lachartre, 2005].

Il va de soi que si les bruits sur chaque branche sont identiques, la sortie du XNOR sera constamment égale à 1 ($A \oplus A = 1 \forall A$), et aucun signal ne pourra être démodulé. La conception de la tête de réception a donc été orientée de manière à maximiser la réjection de mode commun. Ainsi, les bruits ajoutés par les étapes de filtrage et d'amplification (NF) peuvent être considérés comme indépendants entre les branches. D'autre part, une hypothèse est faite sur l'utilisation

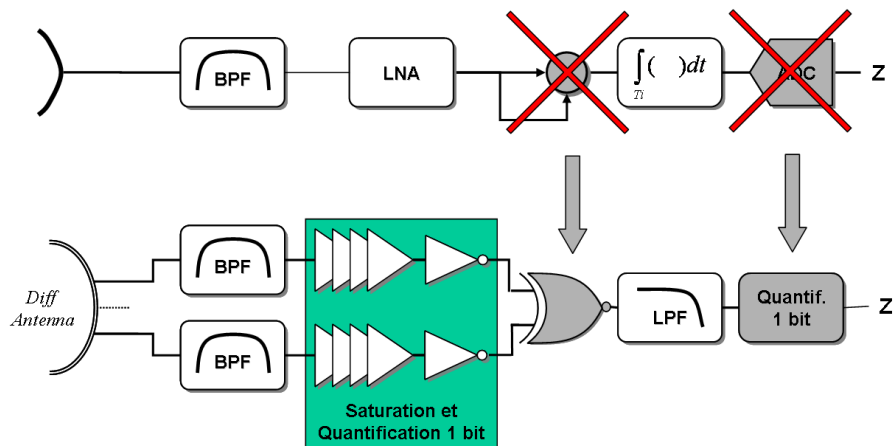


FIG. 5.1 – Architecture non cohérente 1 bit

d'une antenne à sortie différentielle : on suppose, dans un cas idéal, que les bruits captés sur chacune des deux voies sont totalement décorrélés. Cette hypothèse forte nécessite que l'antenne soit conçue spécialement avec cet objectif (tendre vers un système SIMO¹). Des travaux sont menés au LETI dans le but de prouver la faisabilité d'une telle antenne.

¹Single Input Multiple Output - une antenne d'émission, plusieurs antennes de réception

5.3 Performances en démodulation

5.3.1 Effets de la quantification 1 bit

5.3.1.1 Probabilité d'erreur sans quantification

On s'intéresse au calcul de la probabilité d'erreur dans le cas d'une modulation 2-PPM pour un récepteur idéal à pleine dynamique. Soit H_1 (*resp.* H_0) l'hypothèse d'avoir (*resp.* de ne pas avoir) l'impulsion reçue durant la période d'intégration. La variable de décision Z_{H_1} (*resp.* Z_{H_0}) à la sortie de l'intégrateur sous l'hypothèse H_1 (*resp.* H_0) peut s'exprimer comme

$$\begin{aligned} Z_{H_1} &= \int_0^{T_i} (s(t) + n_1(t))(s(t) + n_2(t)) dt \\ Z_{H_0} &= \int_0^{T_i} n_1(t) n_2(t) dt \end{aligned} \quad (5.1)$$

En utilisant le théorème de l'échantillonnage, on obtient l'espérance et la variance des variables de décision :

$$\begin{aligned} E[Z_{H_1}] &= \mu_\epsilon(T_i) E_b \quad \text{et} \quad V[Z_{H_1}] = 2 \mu_\epsilon(T_i) \frac{N_0}{2} + 2M \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \\ E[Z_{H_0}] &= 0 \quad \text{et} \quad V[Z_{H_0}] = 2M \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Sous l'approximation gaussienne, la probabilité d'erreur s'exprime alors comme

$$\begin{aligned} P_e &= P\{Z_{H_0} > Z_{H_1}\} \\ &= Q\left(\frac{\mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}{\sqrt{M + \mu_\epsilon(T_i) E_b / N_0}}\right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

On va maintenant s'intéresser aux pertes d'implémentation liées à la quantification du signal d'entrée sur 1 bit.

5.3.1.2 Taux d'erreur binaire

L'effet de la saturation des signaux et du XNOR sur la probabilité d'erreur dépend fortement des distributions des amplitudes et des temps d'arrivée, ainsi que du nombre de trajets dans le canal. De plus, l'effet de l'intégrateur glissant (filtre passe-bas) suivi d'une re-quantification sur 1 bit n'est pas calculable de manière analytique. Une approche théorique a été proposée dans

[Sambuq, 2006], mais elle ne prend pas en compte l'intégrateur glissant et nécessite d'intégrer un modèle spécifique pour la distribution des énergies. L'étude proposée ici sera donc uniquement basée sur des simulations au niveau système de l'architecture.

Le taux d'erreur binaire validant la probabilité d'erreur (5.3), ainsi que le taux d'erreur pour l'architecture XNOR (*cf.* figure 5.1) sont présentés sur les figures 5.2 et 5.3. Le comportement de l'architecture 1 bit est très différent des architectures non cohérentes classiques. En effet, un détecteur d'énergie fonctionnera d'autant mieux que l'énergie est concentrée dans le temps, car, pour une même quantité d'énergie collectée sous l'hypothèse H_1 , le temps d'intégration peut être réduit, ce qui revient à réduire la quantité de bruit intégrée sous H_0 . Dans le cas du circuit proposé, la quantification sur 1 bit écrase complètement les amplitudes : un écho de très forte amplitude apportera exactement la même contribution qu'un écho faible, du moment que tous deux sortent du bruit. Pour une même énergie reçue, un canal présentant un grand nombre de trajets permettra de retrouver plus d'échos significatifs et donc donnera de meilleurs résultats. Ainsi, les résultats de simulation pour le canal 3a-1, qui s'étale très peu dans le temps, présentent un palier pour le taux d'erreur binaire à environ 10^{-4} . En revanche, ce type d'architecture s'adapte particulièrement aux modèles de canaux du groupe 15.4a, qui possèdent un grand nombre de trajets et s'évalent sur plusieurs dizaines de ns (*cf.* 2.7).

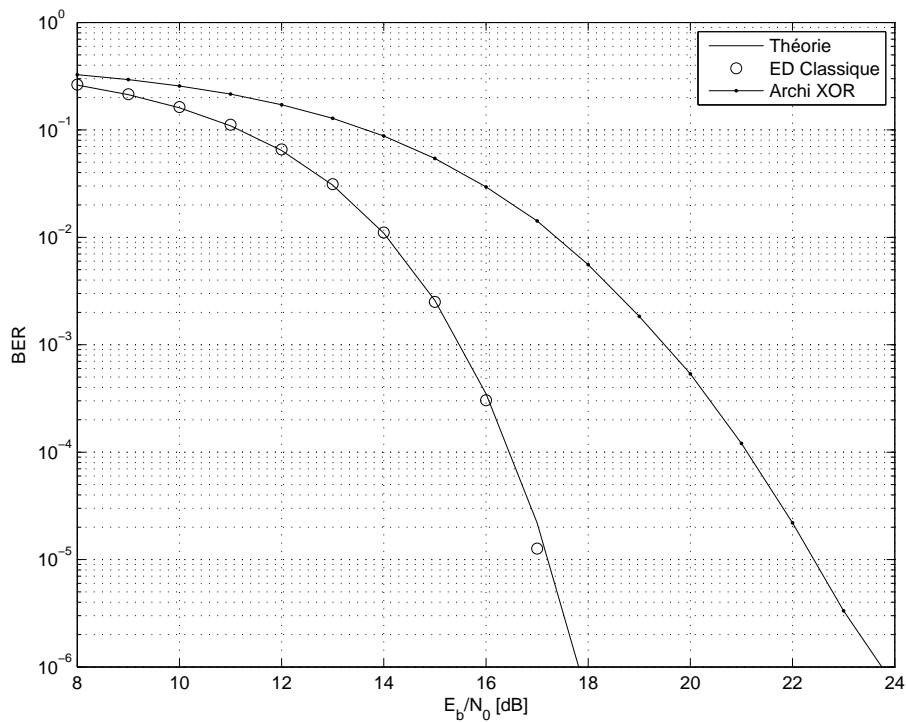
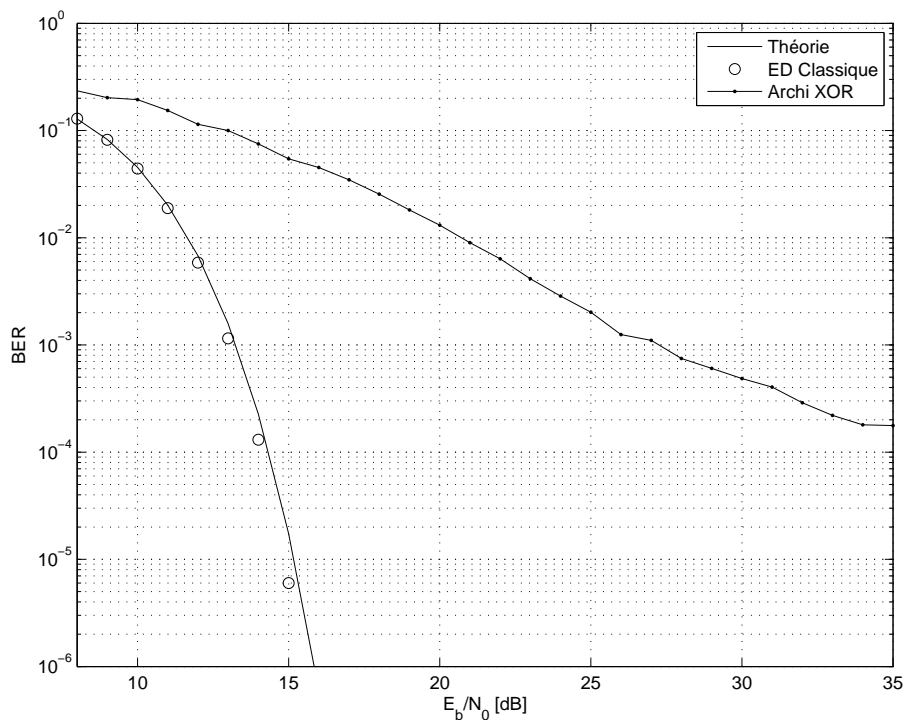


FIG. 5.2 – BER pour l'architecture XNOR, canal type 3a4 avec $T_i = 60ns$.


 FIG. 5.3 – BER pour l'architecture XNOR, canal type 3a1 avec $T_i = 20ns$.

5.3.1.3 Effets de l'antenne

On a considéré précédemment que l'antenne de réception différentielle présentait des bruits totalement décorrélés dans chacune de ses deux voies. Cette hypothèse constitue le cas le plus favorable. Afin de se fixer une limite supérieure pour le E_b/N_0 requis, nous allons dans cette partie étudier le cas où le bruit est commun aux deux voies différentielles. Seuls les bruits internes au circuit (facteur de bruit des étages d'amplification) seront à l'origine du changement d'état de la sortie du XNOR, il est donc nécessaire de les introduire dans les simulations.

Deux types de déformations peuvent être facilement prises en compte : le facteur de bruit et le gain, dont les réponses fréquentielles sont représentées respectivement sur les figures 5.4 et 5.5. Ces valeurs sont issues des simulations RF réalisées par les concepteurs sur l'ensemble des étapes d'amplification.

Les courbes de BER ainsi obtenues (*cf.* figures 5.6 et 5.7) prennent donc en compte non seulement les pertes d'implémentation dues aux quantifications 1 bit et au XNOR, mais aussi le facteur de bruit des éléments d'amplification. Ces marges sont généralement rajoutées dans le bilan de liaison par rapport à l'architecture idéale. On peut remarquer que la différence entre une antenne simple (cas dit *défavorable*) et une antenne différentielle dont les bruits dans les deux voies sont indépendants (cas *favorable*) est d'environ 2dB, tant pour le canal 3a-1 que pour le canal 3a-4.

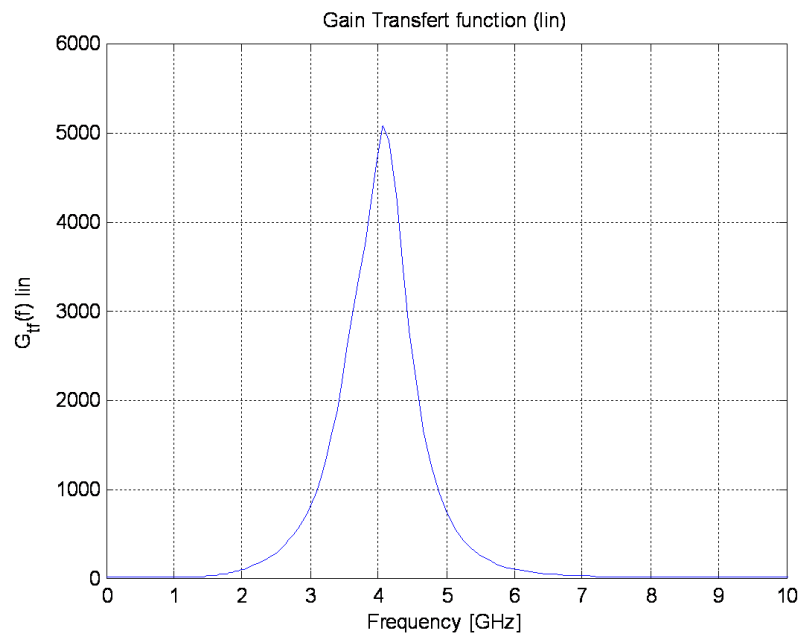


FIG. 5.4 – Réponse fréquentielle du gain des étages d’amplification de la solution 1 bit

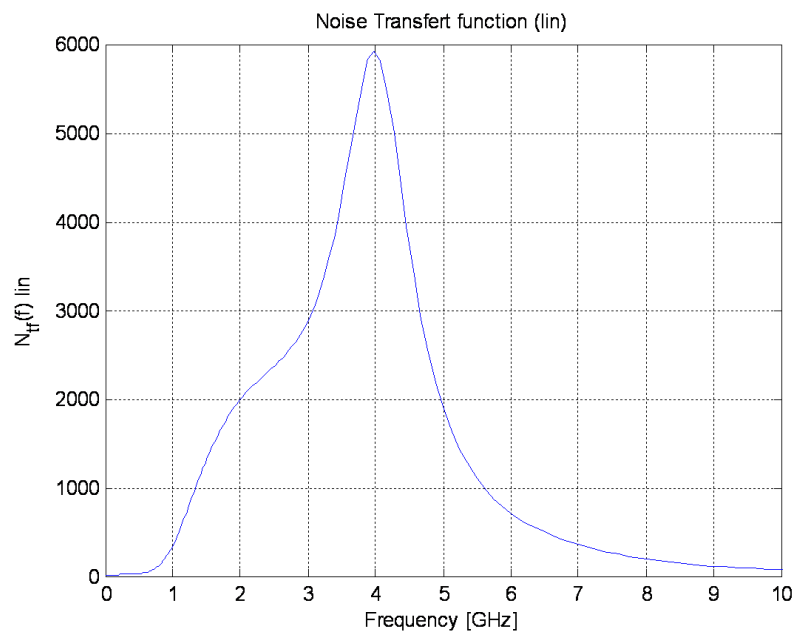


FIG. 5.5 – Réponse fréquentielle du bruit des étages d’amplification de la solution 1 bit

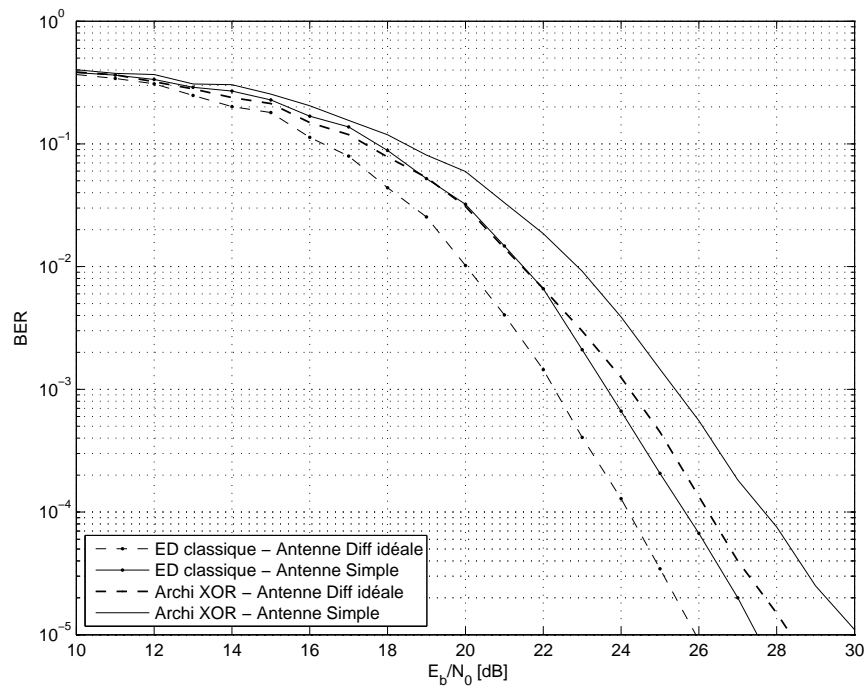


FIG. 5.6 – BER en prenant en compte les dégradations des étages d’amplification. Canal 3a4, $T_i = 60\text{ns}$.

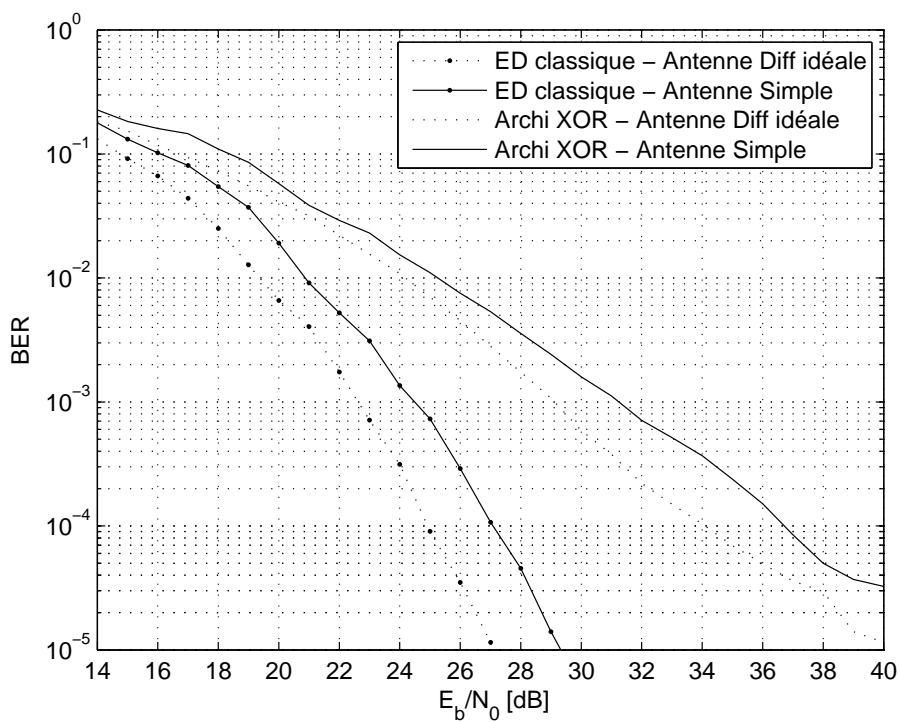


FIG. 5.7 – BER en prenant en compte les dégradations des étages d’amplification. Canal 3a1, $T_i = 20\text{ns}$.

Les résultats dans le cas d'une détection classique d'énergie (sans quantification) sont aussi représentés afin d'estimer de manière plus fine les pertes d'implémentation. On peut observer que celles-ci dépendent fortement de l'étalement du canal. Elles sont d'environ 2.5dB pour le canal 3a-4 et de 10dB pour un canal peu dispersif tel que le 3a-1.

Enfin, la comparaison des résultats entre les courbes des figures 5.2, 5.3 et 5.6, 5.7, donne une estimation de l'augmentation du rapport E_b/N_0 requis d'environ 6dB à cause du facteur de bruit global.

5.3.2 Estimation de canal

Afin d'améliorer les performances, une estimation de canal est envisagée pour adapter la durée d'une fenêtre d'intégration à la réponse du canal. Par analogie avec un système cohérent, la simple fenêtre d'intégration est transformée en un filtre adapté au profil d'énergie du canal. L'architecture XNOR 1 bit est très bien profilée pour cet exercice car les échantillons Z (cf. 5.1) disponibles à la sortie du détecteur correspondent déjà à l'énergie présente dans une fenêtre de largeur 1ns. Dans les études précédentes, les échantillons Z étaient simplement accumulés par un compteur pendant un temps T_i .

Plusieurs approches sont envisageables. Toutes passent par une estimation de canal, où la dynamique des échantillons Z (cf. 5.1) est augmentée en effectuant N_p accumulations. Une possibilité consisterait à effectuer une corrélation numérique entre le signal reçu et l'estimée de canal. Cette solution serait optimale du point de vue des performances, car tous les échantillons seraient pris en compte et pondérés en fonction de l'estimation du canal (*Maximum Ratio Combining*). En revanche, d'un point de vue complexité, cette solution nécessite un corrélateur numérique cadencé à 1Ghz, ce qui est loin de la complexité du simple compteur nécessaire dans le cas 1 bit.

Un bon compromis entre complexité et performance consiste à ramener l'estimation du canal sur 1 bit à l'aide d'un seuil (cf. figure 5.8). Cela permet de sélectionner les fenêtres temporelles contenant une énergie significative. Le seuil doit donc être calculé de manière à éliminer les fenêtres correspondant au bruit. Dans notre cas particulier d'échantillonnage à 1 bit, ce seuil dépend uniquement du nombre d'accumulations N_p effectuées pour l'estimation du canal. En effet, si un échantillon Z est uniquement issu du bruit, il suit une loi de Bernoulli de moyenne 1/2. La somme des N_p échantillons accumulés suit donc une loi Binomiale de moyenne $N_p/2$. On peut alors obtenir la valeur du seuil T qui permet d'ôter les échantillons provenant uniquement du bruit avec une probabilité de $x\%$, en inversant la densité de probabilité de la loi binomiale. Plus la valeur de x est grande (typiquement $x = 99\%$) et plus la fenêtre d'intégration sera sélective.

Le taux d'erreur binaire est tracé sur la figure 5.9, avec 128 accumulations pour l'estimation de canal. Le gain apporté est de l'ordre de 3dB pour le cas peu dispersif (canal 3a1) et de 1dB

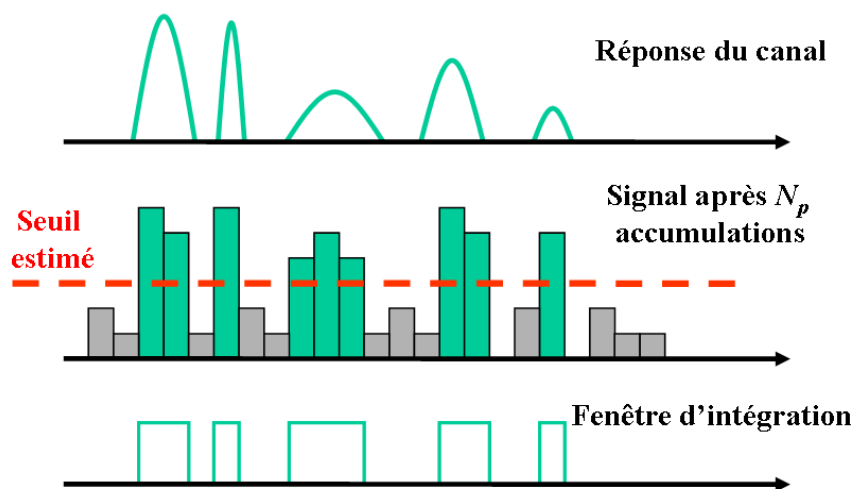


FIG. 5.8 – Principe de l'estimation de canal.

pour le canal 3a4. De plus, on peut observer un abaissement notable du palier de BER pour le canal 3a-1. Celui-ci est ramené à 2×10^{-5} contre 10^{-4} sans estimation de canal.

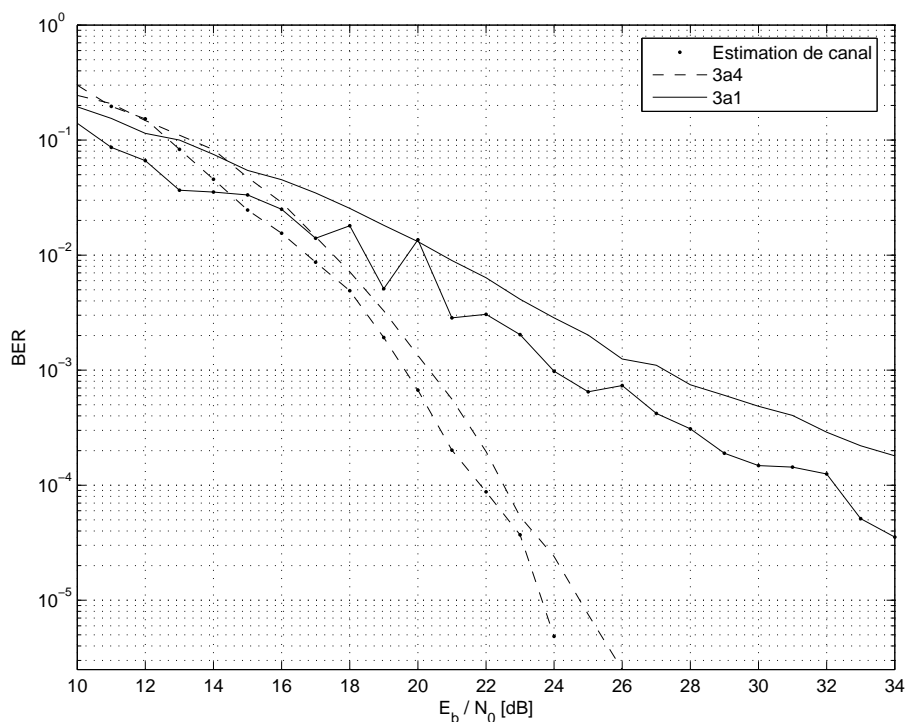


FIG. 5.9 – Taux d'erreur binaire pour l'architecture de réception avec un algorithme d'estimation de canal, pour les canaux 3a-1 et 3a-4.

L'estimation de canal présente donc un double intérêt : elle permet non seulement d'améliorer sensiblement la performance du récepteur, mais également d'optimiser ce dernier en fonction de

la réponse du canal et donc de l'environnement dans lequel se situe le récepteur. En effet, nous avons vu au chapitre 3 les performances que l'on peut obtenir en fonction du temps d'intégration, mais il n'est pas réaliste de fixer une valeur *a priori*. Un récepteur doit être en mesure de s'adapter au canal.

5.3.3 Utilisation de bursts

La norme IEEE 802.15.4a prévoit l'utilisation de *bursts* de 4 impulsions répétées à une fréquence $PRF_{peak} = 494MHz$ (option obligatoire pour la *low PRF*). La figure 5.10 représente le BER obtenu avec de tels signaux, en prenant garde à la conservation de l'énergie binaire.

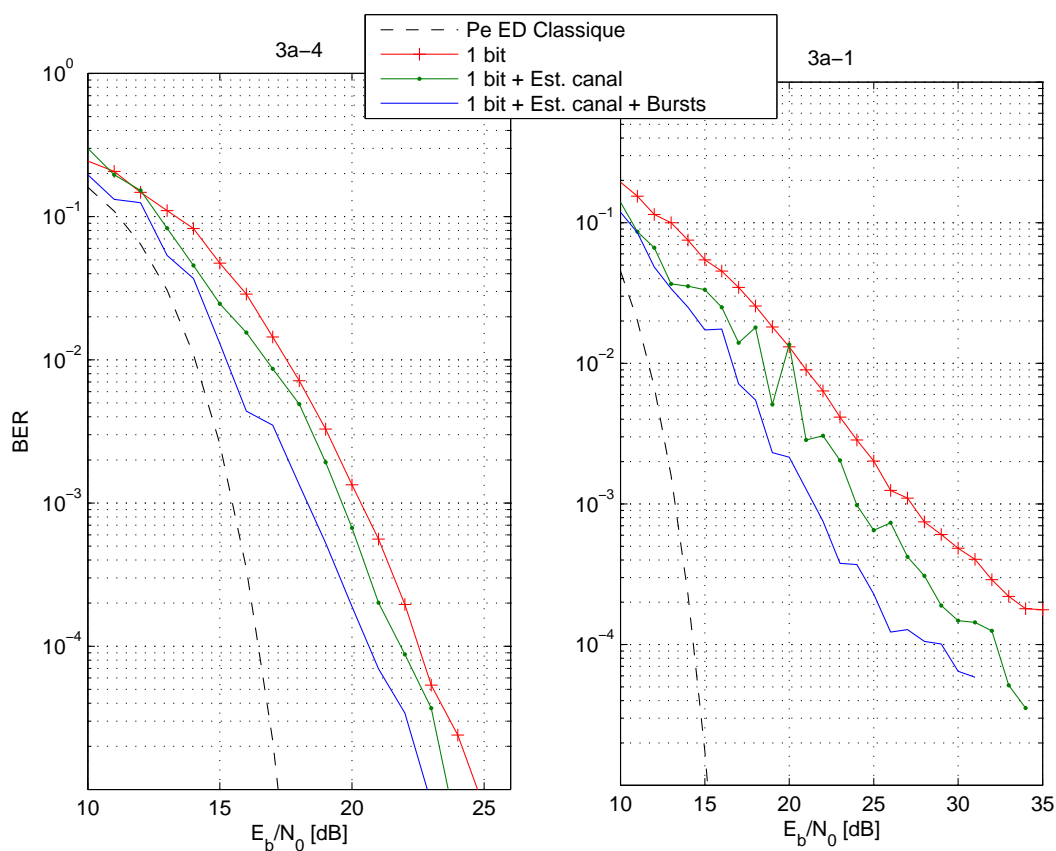


FIG. 5.10 – Taux d'erreur binaire pour l'architecture de réception avec un algorithme d'estimation de canal, pour les canaux 3a-1 et 3a-4.

La performance est améliorée de 1dB pour le canal 3a-4 et de 3dB pour le canal 3a-1. En effet, bien que les amplitudes soient réduites, la largeur temporelle du *burst* entraîne un étalement supplémentaire de la réponse composite, c'est à dire un plus grand nombre d'échantillons significatifs. Il est donc normal que l'amélioration soit plus importante dans le cas d'un canal peu dispersif. Une étude mettant en évidence les effets de la taille des *bursts* sur la performance est disponible dans [Sambuq, 2006].

5.4 Algorithme de synchronisation

L'algorithme développé se déroule en trois étapes. La synchronisation grossière (*coarse synchronization*) a pour but d'accrocher le rythme des séquences constituant le préambule. La synchronisation fine permet ensuite de maximiser l'énergie reçue en positionnant plus précisément la fenêtre d'intégration. Enfin, la recherche du délimiteur de début de trame (SFD - *Start of Frame Delimiter*) qui permet de faire passer le récepteur en mode de démodulation.

D'autres tâches doivent être effectuées pendant la réception du préambule de synchronisation, telles que l'estimation de canal, la recherche du premier trajet pour estimer le temps de vol, ou encore l'estimation de la dérive des horloges. Toutes ces opérations sont implémentées dans la solution proposée, mais seules celles développées dans le cadre des travaux de thèse sont présentées dans cette partie.

5.4.1 Définitions

5.4.1.1 Notions élémentaires

La synchronisation consiste à observer le signal reçu et à rechercher une séquence prédéfinie, afin de pouvoir aligner la base temporelle du récepteur sur celle de l'émetteur. Pour être en mesure de prendre une décision sur la réception ou non d'un paquet de données, un ou plusieurs critères de détection sont nécessaires, le dépassement d'un seuil par exemple, ou encore la recherche d'un pic de corrélation.

La probabilité de faire une bonne détection du signal est complémentaire à la non-réalisation de deux éventualités antagonistes, la détection manquée (ne pas prendre de décision alors que la séquence recherchée a été reçue) et la fausse alarme (prendre une décision sans être aligné sur cette séquence). Le lien entre ces deux causes de mauvaise synchronisation est bien évidemment la valeur du ou des paramètres composant le critère de décision. Par exemple dans le cas du franchissement d'un seuil, si la valeur est fixée trop haut, la probabilité de réagir sur un pic de bruit sera réduite, mais il sera plus probable de manquer la séquence recherchée. Inversement, un seuil trop bas diminuera la probabilité de détection manquée tout en augmentant la probabilité de fausse alarme.

5.4.1.2 Composition du préambule de synchronisation

Comme nous l'avons rapidement vu dans la section 4.5, le préambule de synchronisation est constitué par la répétition d'une séquence S ternaire de 31 *slots* temporels, contenant des

impulsions :

$$S(t) = \sum_{i=0}^{30} S_i p(t - i \tau_S)$$

avec $S_i \in \{-1; 0; +1\}$. Sur les 31 valeurs S_i , seules 16 sont non nulles (cf. figure 5.11).

Afin de ne pas avoir à reconfigurer l'émetteur entre le préambule et les données, la fréquence de répétition moyenne PRF_{mean} est conservée tout au long de la trame. Ceci permet de fixer l'amplitude des impulsions. La durée temporelle des *slots* de temps τ_S peut être calculée comme $\tau_S = 16/31 \times 1/PRF_{mean} (\approx 132ns$ pour la PRF moyenne de 3.9MHz). La durée T_{seq} d'une séquence est $\approx 4.1\mu s$ et en fonction du type de paquet, le préambule peut être constitué de 16, 64, 1024 ou 4096 fois la même séquence S , avec comme valeur par défaut 64, soit $262.56\mu s$.

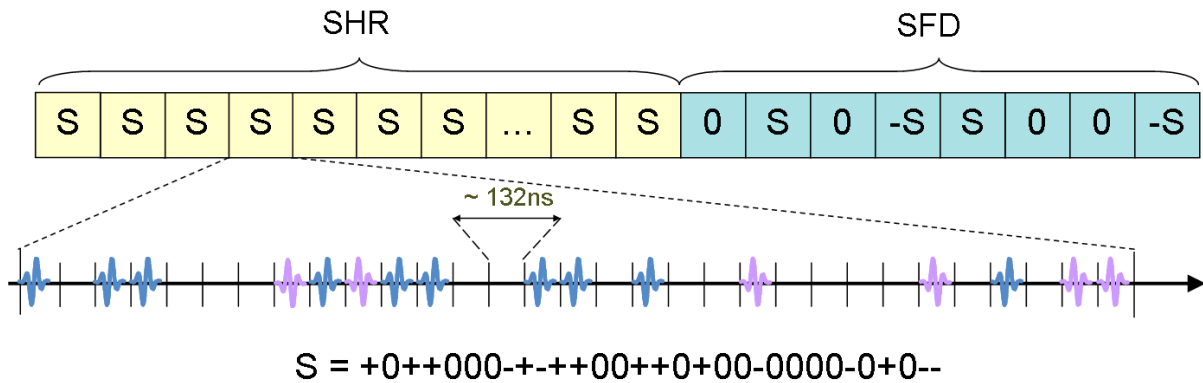


FIG. 5.11 – Préambule de synchronisation, et structure de la séquence le composant.

Différentes séquences sont définies dans la norme, mais une seule est répétée au sein du même préambule de synchronisation.

5.4.2 Synchronisation grossière

La synchronisation grossière a pour but de donner au récepteur le rythme de répétition des séquences S de l'émetteur. Le récepteur scrute le canal jusqu'à détection d'un signal, et cette période de recherche pouvant être longue, il est important de maximiser l'intervalle de temps T_{CS} entre deux tests consécutifs pour réduire autant que possible la quantité de calculs à effectuer. L'alignement de la fenêtre d'intégration sur les impulsions sera l'objet de la synchronisation fine.

Il est aussi important de préciser que la séquence S décrite précédemment est bien évidemment vue de manière binaire par notre récepteur non cohérent, qui ne peut recevoir que $|S|$.

La synchronisation grossière consiste à corrélérer le signal reçu avec une séquence Λ (cf. figure

5.12) adaptée à la séquence S , définie comme :

$$\Lambda(t) = \sum_{j=1}^G \sum_{i=0}^{30} |S_i| \times \Pi_{\tau_s}(t - i\tau_s - jT_{seq})$$

avec $\Pi_T(t)$ une porte temporelle de largeur T .

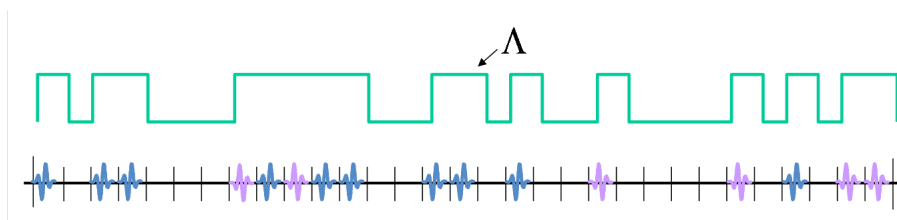


FIG. 5.12 – Séquence de corrélation utilisée pour la synchronisation grossière

La séquence Λ n'est autre qu'une fenêtre d'intégration sélectionnant les 16 *slots* contenant les impulsions émises ($S_i \neq 0$). Le bilan de liaison peut cependant rendre nécessaire l'augmentation du gain de traitement, ce qui peut être réalisé en corrélant le signal avec la séquence Λ répétée G fois. Ainsi, l'énergie de $16 \times G$ impulsions sera prise en compte pour la décision.

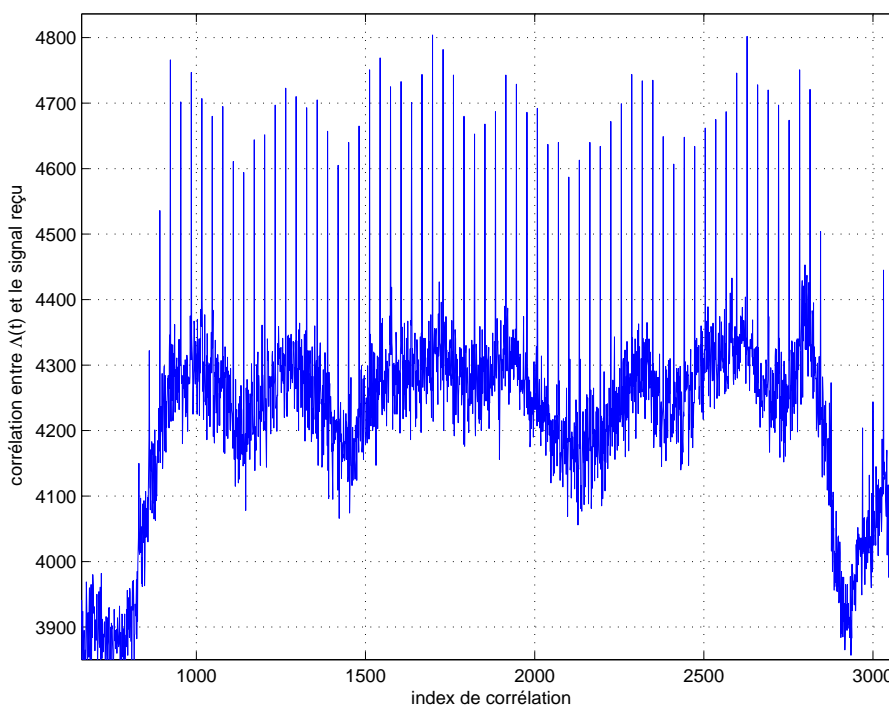


FIG. 5.13 – Résultat de la corrélation entre le préambule reçu et la séquence de corrélation adaptée utilisée pour la synchronisation grossière. Modèle de canal de type 4a-1, $G = 4$.

La figure 5.13 représente le résultat de la corrélation entre le signal de synchronisation reçu et la séquence Λ , avec un gain de traitement $G = 4$. Le rapport signal à bruit binaire E_b/N_0 est

fixé à 25 dB, valeur semblable à celle requise pour la démodulation. Les pics de corrélation sont très facilement observables.

Lorsque dans le récepteur n'est présent que du bruit, la probabilité qu'un échantillon à la sortie du XNOR soit 0 ou 1 est égale à 0.5 (Bernoulli). La sortie du corrélateur, composée de la somme de N échantillons, suit une distribution binomiale de moyenne $N/2$. La valeur d'un seuil discriminant les pics de bruit peut alors être aisément ajustée.

En revanche, lorsqu'il y a du signal dans le récepteur, il devient difficile d'estimer *a priori* l'espérance de la loi de Bernoulli de chaque échantillon, car elle dépend de l'amplitude du signal reçu et de la distribution des trajets dans le canal. Cependant, grâce au gain de traitement apporté par la longue séquence de corrélation, nous avons pu observer que les pics (*cf.* figure 5.13) restent largement supérieurs au bruit, même lorsque le rapport signal à bruit devient inférieur à ce qui est nécessaire pour démoduler correctement les données.

Pour ces deux raisons, nous avons choisi un critère de détection mixte : la probabilité de fausse alarme est diminuée en utilisant un seuil, et la détection est assurée en recherchant plusieurs pics de corrélation consécutifs.

On décidera ainsi qu'un préambule a été reçu si n pics de corrélation, successifs et régulièrement espacés d'un temps τ_S correspondant à la durée d'une séquence S , sont supérieurs à un seuil de bruit T .

5.4.2.1 Mise en oeuvre

Le signal en sortie de l'architecture XNOR est constitué d'échantillons quantifiés sur 1 bit (0 ou 1), dont la fréquence vaut $128/\tau_S$ (128 échantillons par impulsion). Faire une corrélation entre le signal d'entrée et la séquence Λ revient à faire la somme de $G \times 16 \times 128$ échantillons (G séquences prises en compte, 16 impulsions par séquence, 128 échantillons par impulsion). Du fait de la dynamique de 1 bit des échantillons et de la séquence de corrélation, aucune multiplication ou addition n'est nécessaire, un simple compteur suffit.

La granularité temporelle (espace entre deux corrélations successives) est choisie de telle manière que $T_{CS} = \tau_S$ ($\approx 132ns$), soit 31 valeurs de corrélation pour chaque séquence S . La synchronisation grossière consiste à rechercher la position de la fenêtre d'intégration correspondant à l'instant où le récepteur est aligné avec la séquence reçue (pic de corrélation). Pour cela, les échantillons sortant du corrélateur supérieurs au seuil T sont stockés dans une matrice (*cf.* figure 5.14) de 31 lignes (car 31 échantillons de corrélation obtenus pour chaque séquence), et la position du maximum est recherchée dans chaque colonne. Lorsque n maximums consécutifs sont alignés, leur position donne la référence pour la synchronisation grossière, et le critère de détection est validé.

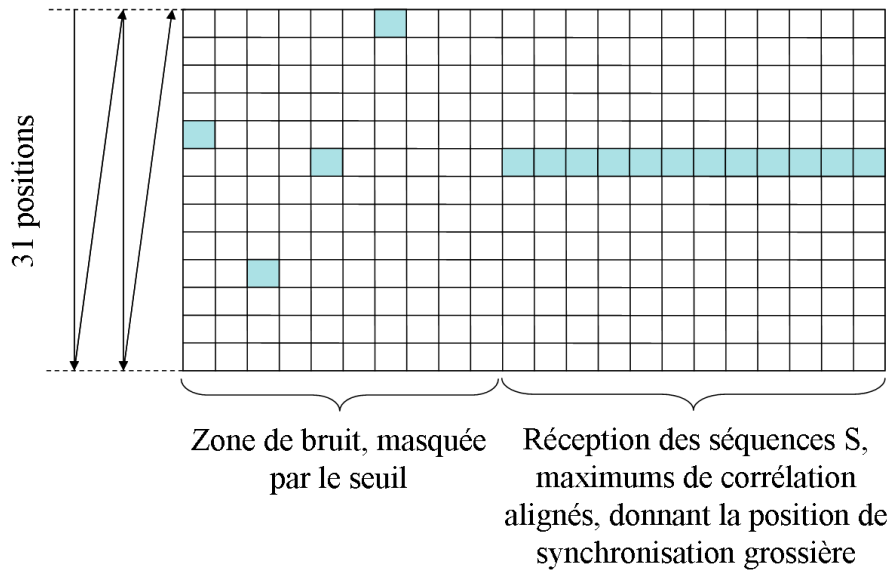


FIG. 5.14 – Alignement de maximums pour synchronisation grossière

5.4.2.2 Fausse Alarme

Deux types de fausse alarme doivent être considérés : le critère de détection est validé lorsqu'uniquement du bruit est présent à l'entrée du récepteur (fausse alarme anticipée), ou alors lorsque le préambule est reçu, mais pas aligné avec la fenêtre d'intégration du récepteur.

Lors d'une recherche de préambule, la spécification de la norme veut que l'on puisse scanner le canal pendant plusieurs secondes sur du bruit uniquement sans faire de fausse alarme anticipée ($P_{efa} \approx 1/(1s/132ns) \approx 10^{-7}$).

D'autre part, le taux d'erreur paquet doit être inférieur à 10^{-2} , et on veut limiter l'impact de la synchronisation à une erreur sur cent, soit $P_{md} + P_{fa} < 10^{-4}$.

Le paramètre permettant de jouer sur la fausse alarme anticipée est le seuil T , fixé afin de rejeter $p_T\%$ des échantillons de bruit. La valeur du seuil peut être facilement évaluée en inversant la fonction de densité cumulée de la loi binomiale d'espérance $N/2$, pour une valeur de CDF à $p_T\%$, avec $N = G \times 16 \times 128$.

Lorsque du signal est présent à l'entrée du récepteur, l'espérance de la distribution des échantillons à la sortie du XNOR augmente ($> 1/2$). La probabilité de franchissement du seuil est alors beaucoup plus importante en dehors des pics de corrélation (seuil calculé en fonction du bruit uniquement). Le paramètre permettant alors de réduire la probabilité de fausse alarme n'est plus le seuil, mais le nombre n de maximums successifs que l'on va rechercher à la même position.

Les échantillons résultants de la corrélation n'étant pas indépendants, la probabilité de fausse alarme ne peut être estimée qu'approximativement, en supposant que tous les échantillons dé-

passent le seuil T et que la position du maximum est uniformément distribuée. La probabilité que n maximums consécutifs soient alignés est alors simplement :

$$P_{fa}^{est} \approx (1/31)^{n-1}$$

Une valeur de $n = 4$ permet d'obtenir une valeur inférieure à 10^{-4} .

En revanche, lorsque G est plus grand que 1, les $G - 1$ premiers maximums risquent d'être supérieurs au seuil alors que la fenêtre de corrélation n'est pas entièrement positionnée sur le signal. Ceci peut être observé sur la figure 5.13, où l'on voit que les 3 premiers pics de corrélation ($G = 4$) sont inférieurs aux 64 autres. On prendra soin de choisir une valeur de n au moins égale à G , afin de conserver la totalité du gain de traitement disponible pour la synchronisation fine.

5.4.2.3 Détection Manquée

Les probabilités de fausse alarme et de détection manquée étant reliées par des mécanismes antagonistes, les valeurs du nombre n de maximums consécutifs que l'on va rechercher ainsi que du seuil permettant d'éliminer les échantillons de bruit ne peuvent pas être fixés sans prendre en compte leur impact sur la probabilité de manquer une détection (P_{md}). Néanmoins, le paramètre principal permettant de jouer sur P_{md} est le gain de traitement G , directement lié au rapport signal à bruit, et donc à l'amplitude des pics de corrélation utilisés au niveau de la variable de décision.

Nous avons montré dans divers travaux [Dubouloz *et al.*, 2006b], [Dubouloz *et al.*, 2006a], que dans un schéma réaliste de réception UWB proche de celui de cette étude (récepteur non cohérent, dynamique 1bit), environ 64 impulsions sont nécessaires pour une synchronisation correcte. Ceci correspond à une valeur de $G = 4$ et convient à la plupart des modèles de canaux UWB testés. La démodulation bénéficiant de 4 impulsions par bit, on en conclut que la synchronisation nécessite un gain de traitement supplémentaire de l'ordre de $(10 \log_{10}(4) \approx 12$ dB).

Les spécifications pour la détection manquée sont, comme pour la fausse alarme, d'avoir une erreur paquet sur cent, due à la synchronisation. Ceci revient à dire que, pour un rapport signal à bruit égal à celui requis pour la démodulation, il faut $P_{md} \leq 5 \times 10^{-3}$ (répartition des erreurs entre P_{fa} et P_{md}).

De même que pour la fausse alarme, la probabilité théorique ne peut être calculée, car les échantillons issus de la corrélation ne sont pas indépendants entre eux. Les valeurs optimales pour chacun des paramètres T , n et G sont obtenues à partir de courbes expérimentales.

Sur la figure 5.15, la probabilité de détection manquée obtenue en simulation est tracée en fonction du rapport signal à bruit binaire, pour différentes valeurs de probabilité p_T . Idéalement,

le seuil doit être fixé à la valeur la plus haute possible sans que la probabilité de détection ne soit augmentée, ici 0.99. En ce qui concerne la valeur de G , elle doit être la plus petite possible (pour réduire le nombre d'opérations effectuées ainsi que le nombre de séquences consommées pour la synchronisation grossière), tout en assurant $P_{md} < 5 \times 10^{-3}$ lorsque le rapport signal à bruit est celui requis pour la démodulation (environ 26 dB pour ce type de canal).

La figure 5.16 représente le même type de courbes, mais cette fois-ci avec $G = 8$. Cette augmentation du gain de traitement permet de diminuer sensiblement le rapport signal à bruit requis pour une même probabilité de détection manquée. On peut d'ailleurs noter que ce gain est de l'ordre de 6 dB, ce qui correspond à $\approx 2 \times \log_2(G)$, valeur comparable au gain de traitement obtenu pour les systèmes de réception non cohérents (*cf.* figure 3.18).

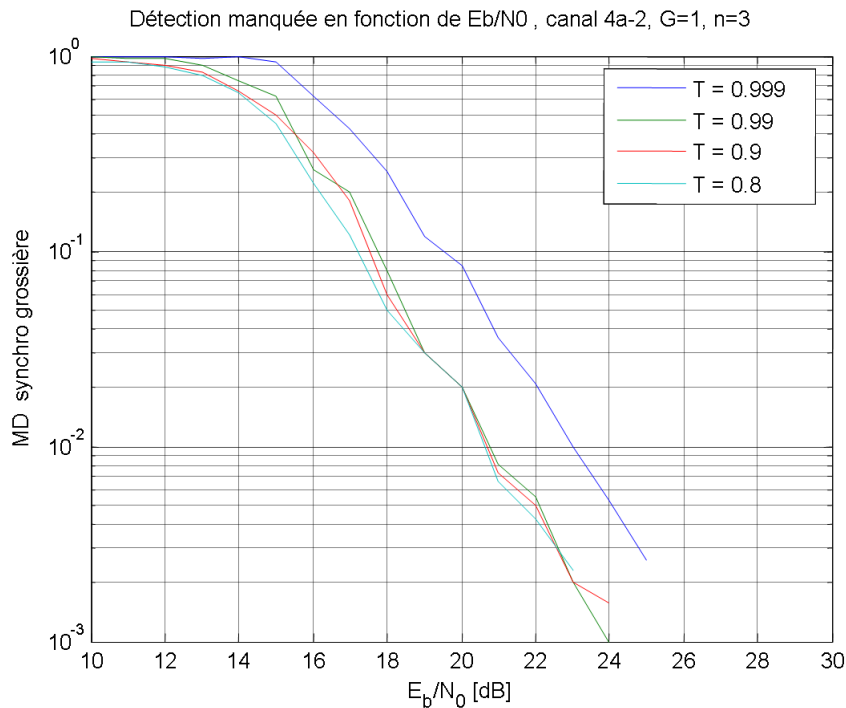


FIG. 5.15 – Synchronisation grossière, P_{md} en fonction de E_b/N_0 , pour un gain de traitement $G = 1$.

5.4.2.4 Performances

Le taux d'erreur de synchronisation grossière, comprenant la fausse alarme et la détection manquée, est tracé sur la figure 5.17 pour différentes valeurs de G .

Les résultats obtenus montrent qu'avec un gain de traitement de $G = 4$, soit l'accumulation de l'énergie correspondant à 64 impulsions, l'algorithme développé permet d'obtenir le taux de synchronisation souhaité, ce qui confirme les résultats obtenus en [Dubouloz *et al.*, 2006a].

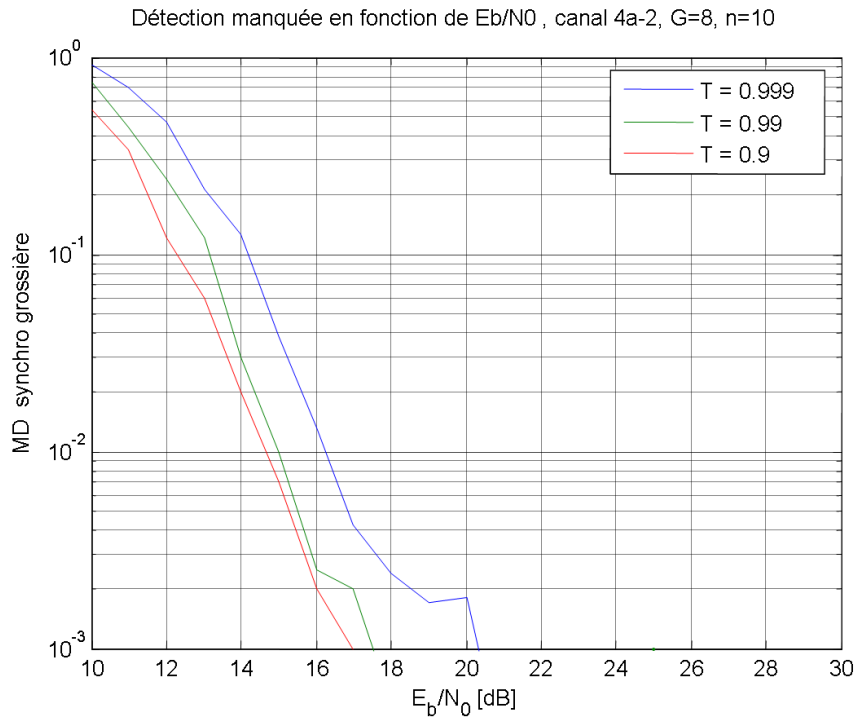


FIG. 5.16 – Synchronisation grossière, P_{md} en fonction de E_b/N_0 , pour un gain de traitement $G = 8$.

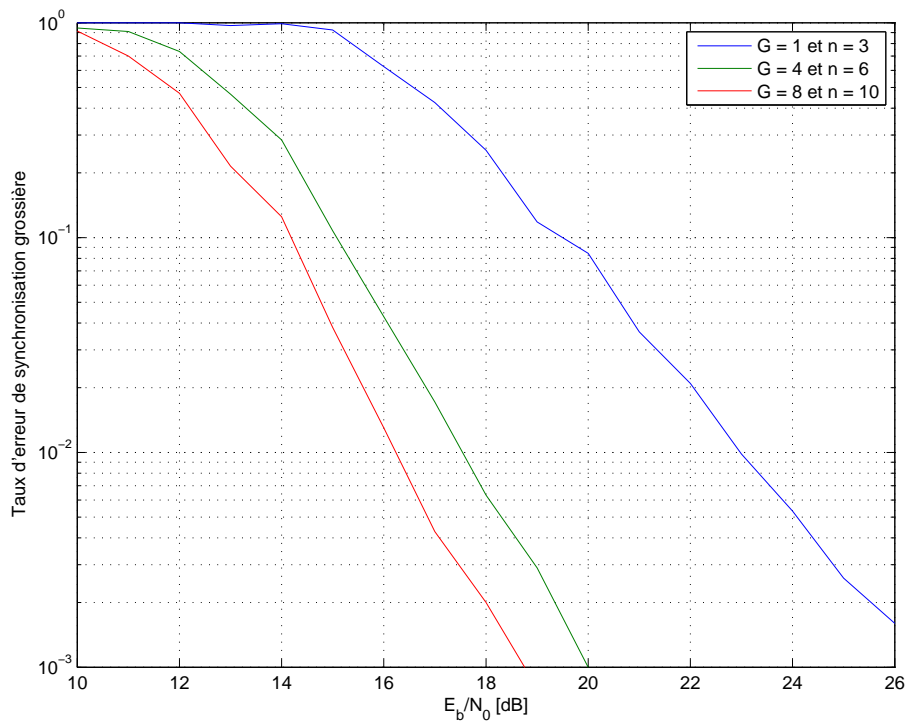


FIG. 5.17 – Taux d'erreur de synchronisation grossière en fonction de E_b/N_0

Augmenter G au-delà de cette valeur n'aurait qu'un intérêt limité, car une partie plus importante du préambule serait consacrée à la synchronisation grossière, sans que le taux d'erreur paquet global ne soit amélioré.

5.4.3 Synchronisation fine

La synchronisation grossière permet d'obtenir une précision de plus ou moins $T_{CS} = \tau_S$ ($\approx 132ns$), insuffisante pour démoduler le signal reçu (*cf.* section 3.5.3). La synchronisation fine a donc pour objet de rechercher le début de la séquence reçue avec une plus grande précision, en se basant sur le résultat de l'algorithme précédent.

La puissance de calcul nécessaire pour cette étape peut être largement supérieure à celle requise pour la synchronisation grossière, car le récepteur ne passe dans cet état que lorsque le début d'une trame est détecté, et pour un temps limité.

Les mêmes opérations de corrélation (gain de traitement et seuil) sont effectuées. En revanche, la plage de recherche est réduite à $\pm\tau_S$ par rapport à la position de synchronisation grossière, et le rythme des échantillons de corrélation est augmenté. Les résultats présentés dans la partie 3.5.3 ont permis de fixer la granularité de synchronisation fine à $\approx 8ns$, car les temps d'intégration sont longs pour les modèles de canaux considérés par le standard.

Sachant que le préambule a déjà été détecté, aucune décision supplémentaire n'est nécessaire, cette phase permet simplement de positionner la fenêtre d'intégration du récepteur sur la partie la plus énergétique de la réponse impulsionnelle.

5.4.4 Estimation de canal

Les échantillons de corrélation ayant servi à déterminer la synchronisation fine peuvent être réutilisés pour l'estimation du canal. Le principe est celui exposé dans la section 5.3.2.

Afin de ne sélectionner que les trajets les plus significatifs, un seuil calculé comme pour la synchronisation grossière permet d'ôter les zones de la réponse impulsionnelle les moins énergétiques.

La figure 5.18 représente le taux d'erreur binaire en fonction du gain de traitement G , pour différentes valeurs du seuil utilisé pour rejeter les zones non significatives. À partir de $G = 4$, le taux d'erreur binaire n'est plus sensible à une augmentation du gain de traitement pour l'estimation de canal, car toutes les erreurs sont dues à la démodulation. La valeur du seuil n'a pas non plus une grande influence dès que sont éliminés plus de 99 % des échantillons correspondant à du bruit.

Comme la précision de la synchronisation fine est $\approx 8ns$, la fenêtre d'intégration est elle

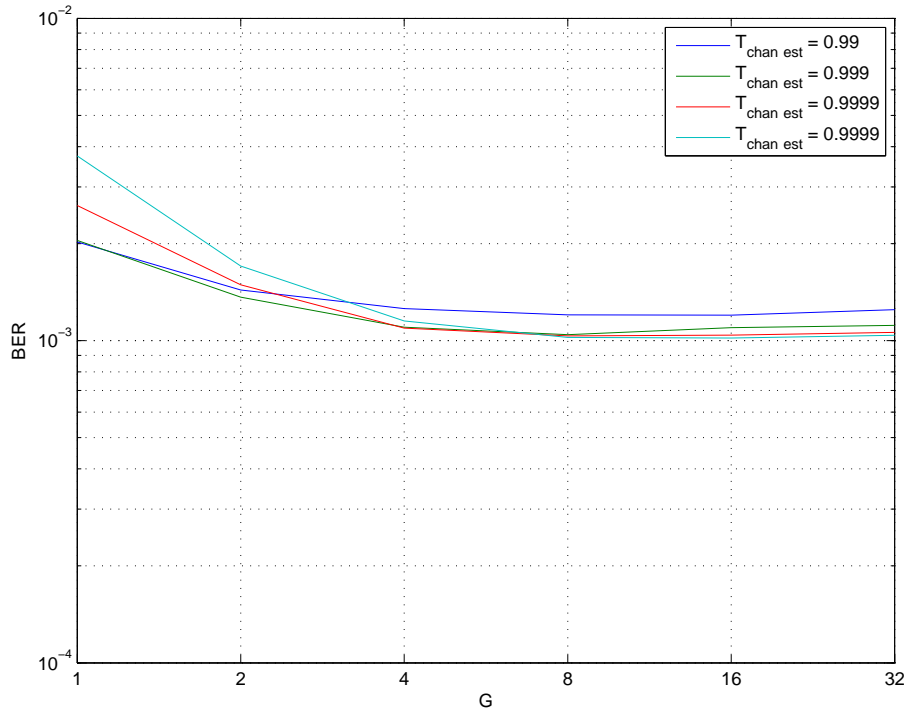


FIG. 5.18 – Taux d’erreur binaire en fonction du nombre d’accumulations réalisées pour l’estimation (en nombre de séquences de préambule) et de la valeur du seuil utilisé pour ôter les zones contenant le moins d’énergie. Canal de type 4a-2, $E_b/N_0 = 24\text{dB}$.

aussi découpée en sous-fenêtres de 8ns (car les mêmes échantillons sont utilisés). Cette valeur s’adapte parfaitement aux bursts d’impulsions utilisés pour la partie « données » de la trame (4 impulsions de 500MHz \leftrightarrow 2ns d’étalement temporel).

Une fois la synchronisation de trame acquise, une dernière étape est nécessaire avant de pouvoir attaquer la démodulation des données reçues ; il s’agit de la recherche du délimiteur de début de trame (SFD), qui marque la fin de l’en-tête du préambule de synchronisation.

5.4.5 Recherche du SFD

L’élément de base du *Start of Frame Delimiter* est identique à celui du préambule, c’est la séquence S (cf. figure 5.12). Mais si le préambule n’est constitué que d’une simple répétition de cette séquence, le SFD possède une structure optimisée pour limiter l’amplitude des lobes secondaires précédant le pic principal d’auto-corrélation.

Le SFD est composé de 8 *slots* de temps de largeur T_{seq} , 4 comprenant une séquence d’impulsions S et 4 vides : SFD = $[-S\ 0\ 0\ 0\ S\ -S\ 0\ S]^2$. La puissance moyenne est donc réduite de moitié sur cette portion de la trame.

²Dans le cadre des récepteurs non cohérents, le SFD est bien évidemment perçu comme $[S\ 0\ 0\ 0\ S\ S\ 0\ S]$

Les échantillons sortant du XNOR sont accumulés par une fenêtre d'intégration adaptée à la séquence S . A la sortie, il ne reste qu'un seul échantillon r_n par séquence. Lorsqu'un train d'impulsions est présent dans l'intégrateur, on note la valeur moyenne des échantillons E_S , et E_0 pour un *slot* vide.

Ces nouveaux échantillons sont corrélés (R_{SFD}) avec une séquence SFD_{COR} valant $[1 -1 -1 -1 1 1 -1 1]$ (les valeurs $+1$ correspondent aux valeurs S du SFD et les valeurs -1 correspondent aux valeurs 0 du SFD) :

$$E[R_{SFD}(n)] = \frac{1}{E_S - E_0} \sum_{i=0}^7 r(n-i) \times SFD_{COR}(i)$$

Ainsi, tant que $[r_n \dots r_{n-7}]$ correspond à une partie du préambule, l'espérance de R_{SFD} est nulle. Le pic de corrélation est obtenu lorsque $[r_n \dots r_{n-7}] = SFD$: $\max(R_{SFD}) = 4E_S - 4E_0$. Ceci est illustré sur la figure 5.19 qui représente l'espérance de R_{SFD} .

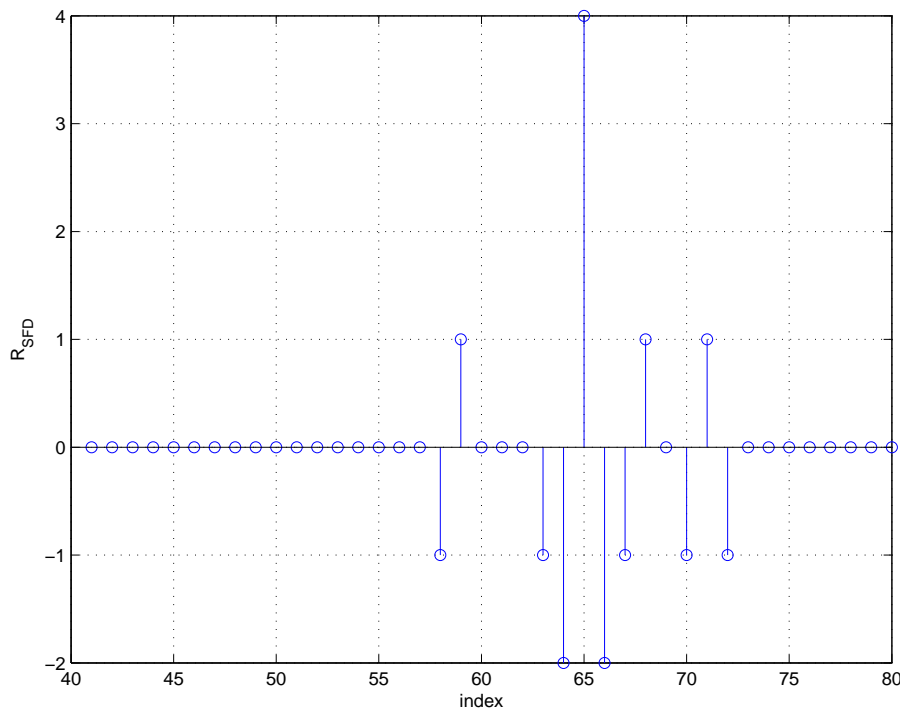


FIG. 5.19 – Fonction de corrélation obtenue lors de la recherche du SFD.

L'algorithme envisagé pour détecter le SFD consiste à fixer un seuil permettant de discriminer le pic de corrélation (d'espérance $4E_S - 4E_0$) par rapport au lobe secondaire le plus fort (d'espérance $E_S - E_0$, cf. figure 5.19). La valeur de ce seuil est donc $2.5 \times (E_S - E_0)$.

Le calcul du seuil nécessite d'estimer E_S et E_0 . Une estimation de E_S peut être obtenue sans coût supplémentaire en termes de temps de calcul en moyennant l'énergie obtenue sur les G séquences prises en compte pour l'estimation de canal. La valeur moyenne de E_0 est

directement liée à la largeur totale de la fenêtre d'intégration, comprenant n_{T_i} échantillons pour chaque impulsion reçue, soit $E_0 = 16 \times n_{T_i}/2$ (probabilité de la distribution de Bernoulli des échantillons en sortie du XOR valant 1/2 lorsqu'uniquement du bruit est reçu).

La figure 5.20 représente le taux d'erreur paquet (tracé en échelle linéaire pour plus de lisibilité), en fonction du rapport signal à bruit binaire, avec le détail des erreurs dues à la synchronisation, dans un canal de type 4a-2. On remarque que pour les valeurs de E_b/N_0 supérieures à 18 dB, toutes les erreurs sont dues à la démodulation. De plus, aucune fausse alarme (FA) n'est mesurée.

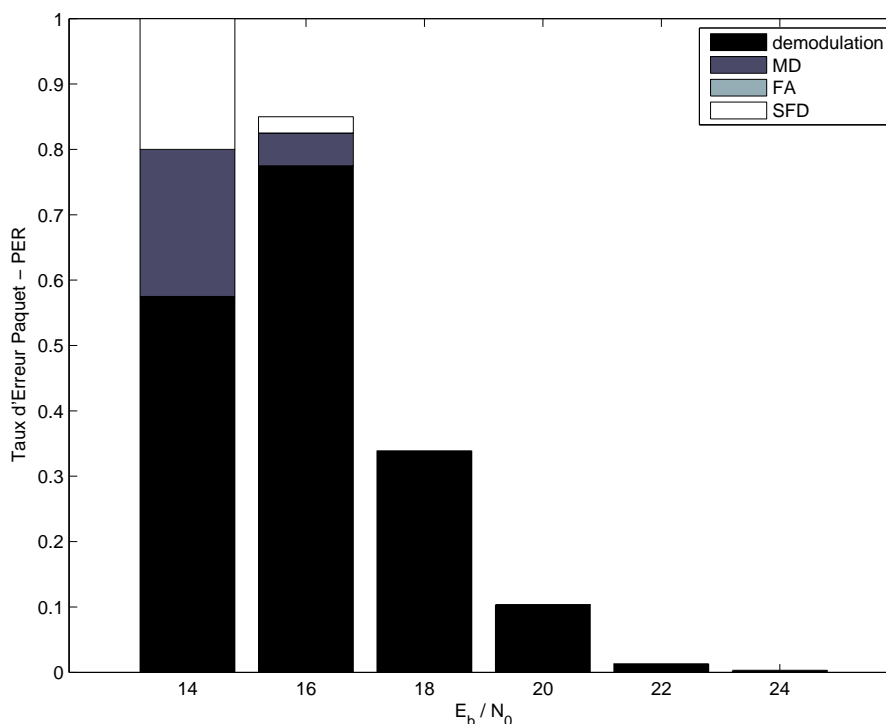


FIG. 5.20 – Taux d'erreur paquet en fonction du rapport signal à bruit, avec détail des erreurs dues à la synchronisation.

Une fois le SFD détecté, le récepteur peut passer en mode démodulation, la synchronisation est terminée.

5.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié le récepteur retenu par le **LETI** pour les communications UWB bas débit. Cette solution a été développée dans le but d'être très peu complexe, et compatible avec la norme IEEE 802.15.4a.

Nous avons ensuite détaillé les différents algorithmes développés pour assurer la synchroni-

sation du récepteur sur les préambules prévus dans le standard considéré.

D'autres algorithmes ont été développés dans le cadre d'un Diplôme de Recherche Technologique au sein de l'équipe (*cf.* [Sambuq, 2006]), l'un portant sur la conservation de cette synchronisation (compensation d'horloge *clock tracking*), et l'autre sur la recherche du premier trajet reçu, afin de pouvoir répondre à des requêtes d'estimation de temps de vol pour des protocoles de localisation.

Le circuit comprenant les étages d'amplification et de saturation, le XNOR et les compteurs associés pour l'intégration sont en cours de fabrication, et les algorithmes présentés seront implémentés (FPGA) dans une plateforme de démonstration. Un émetteur permettant la transmission de bursts d'impulsions est aussi en cours de conception. Un partenariat industriel avec **STMicroelectronics** a été entamé afin de faire émerger cette solution.

Contributions Personnelles

Les résultats présentés ici sur la synchronisation sont issus de travaux publiés dans deux conférences internationales, un papier invité à *International Symposium on Circuit and Systems* (ISCAS - [Dubouloz *et al.*, 2006b]) et un papier à *International Conference on Ultra WideBand* (ICUWB - [Dubouloz *et al.*, 2006a]).

Enfin, les différents algorithmes développés autour de la synchronisation ont donné lieu à un dépôt de brevet.



Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce document ont été réalisés au sein du département Conception et Intégration de Systèmes (DCIS) dans le cadre d'une thèse financée par le CEA-LETI de Grenoble. Ces travaux avaient pour principaux objectifs, d'une part l'étude des systèmes UWB pour les communications bas débit, et d'autre part la définition d'une architecture de réception présentant une faible complexité, ainsi qu'une faible consommation électrique.

Les activités de recherche menées autour des communications UWB ont connu un regain d'intérêt spectaculaire depuis février 2002, date à laquelle la commission de régulation américaine (FCC) a autorisé l'utilisation de la bande entre 3.1 et 10.6 GHz (chapitre 1) pour de tels systèmes. Deux catégories d'applications ont alors été envisagées : le remplacement des liaisons filaires entre un PC et ses périphériques (de type lien vidéo ou USB sans fil), nécessitant un très haut débit et une faible portée, et les applications de type réseaux de capteurs intelligents, qui ne requièrent pas de débits de données importants, mais une bonne aptitude à la localisation des nœuds radio (d'ailleurs intrinsèquement autorisée par la largeur de bande des systèmes UWB), ainsi qu'une très faible consommation électrique permettant d'augmenter la durée de vie des batteries. Dans le cadre de cette étude, notre attention s'est essentiellement portée sur cette dernière problématique. Des organes de normalisation se sont par ailleurs attachés à définir une couche physique adéquate pour chacune de ces catégories d'applications. En particulier, le groupe IEEE 802.15.3a, vite relayé par le groupe ECMA 368 (sous la bannière WiMedia, anciennement Multi Band OFDM Alliance - MBOA), s'est consacré à l'UWB haut débit. Le groupe IEEE 802.15.4a (chapitre 4) s'est quant à lui intéressé aux applications bas débit. C'est donc sous la contrainte supplémentaire d'un riche contexte de normalisation internationale que se sont déroulés nos travaux de thèse qui visaient, nous le rappelons, à la définition d'une architecture de réception bas débit à faible complexité et faible consommation.

Deux principaux types de signaux permettent de se conformer aux recommandations édictées par les organismes de régulation (chapitre 1) : les signaux OFDM d'une part, pour lesquels la bande totale du signal est répartie selon différentes sous-porteuses, chacune contenant des informations modulées (BPSK, QAM...), et les signaux impulsionnels d'autre part, constitués d'impulsions pourvues d'un support temporel très court (inversement proportionnel à la largeur

de la bande couverte), où l'information est modulée selon la position et/ou l'amplitude des impulsions (chapitre 3). Néanmoins, compte tenu de la complexité des transpondeurs UWB OFDM, seules les solutions impulsionnelles nous ont paru pertinentes pour la recherche d'une architecture de réception à faible consommation. Cette même option a d'ailleurs été retenue au sein du groupe IEEE 802.15.4a. D'autres types de signaux UWB existent, tels que l'UWB-FM ou les oscillations chaotiques, mais leur développement reste très marginal.

Dans la littérature, trois différents types d'architectures ont été décrits pour la réception des signaux impulsionnels (chapitre 3). Les solutions cohérentes (de type récepteur RAKE), permettent en théorie d'obtenir les performances optimales (MRC). En revanche, elles nécessitent d'implémenter un récepteur complexe et des procédures d'égalisation et d'estimation de canal non moins contraignante. Les solutions différentiellement cohérentes (récepteur de type auto-corrélateur) permettent de s'affranchir partiellement de cette complexité en utilisant le symbole en cours de réception comme estimation de canal pour le symbole suivant. Enfin, les solutions non-cohérentes, basées sur une simple agglomération de l'énergie reçue, constituent une alternative très faible complexité, au prix d'une performance réduite.

Une étude approfondie du canal de propagation UWB (chapitre 2) montre que le grand nombre de trajets rencontrés en milieu indoor impose une augmentation significative de la complexité des récepteurs cohérents (nombre de doigts du RAKE) afin de conserver des performances proches du comportement optimal (chapitre 3), et ce *a fortiori* en situation de non-visibilité (NLOS). En revanche, la complexité des solutions non cohérentes ne se trouve pas nécessairement accrue pour de tels environnements, dans la mesure où l'on peut se contenter d'optimiser la durée pendant laquelle l'énergie reçue est collectée. Des études statistiques sur les modèles de canaux ont alors été menées (chapitre 2) afin de déterminer les valeurs optimales du temps d'intégration, et de comparer les différents couples modulation/récepteur à partir des expressions théoriques de la probabilité d'erreur (chapitre 3). Ainsi, nous avons pu montrer que la modulation de position ou la modulation différentielle de phase permettent d'obtenir des performances similaires à un récepteur RAKE comportant une dizaine de doigts (table 3.1 vs. figure 3.16). La modulation N-PPM offre notamment les performances les plus intéressantes (figure 3.23). Ces résultats, ainsi que ceux de diverses études réalisées au niveau système (reprenant l'ensemble de la couche physique UWB, cf. chapitres 1 et 2) ont été proposés et défendus devant le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a (chapitre 4). Ils ont également fait l'objet de publications dans diverses conférences majeures du domaine de l'UWB. Enfin, ils ont servi de base à la définition d'une architecture de réception non cohérente conforme au standard en cours (chapitre 5).

En lien avec ces études, un circuit a d'ailleurs été conçu par une équipe du CEA-LETI, puis fondu par ST Microelectronics, et enfin partiellement validé. Les premiers résultats obtenus ont permis de mettre en évidence un problème de pollution dû aux alimentations, ainsi qu'un

déséquilibre entre les deux voies différentielles, rendant délicate une évaluation rigoureuse de ses performances. Une nouvelle version corrigée a donc été envoyée en fonderie. Néanmoins, en l'absence de résultats de tests significatifs, il y a fort à penser que ce type d'architecture soit très sensible aux interférences. En effet, le principe même de détection d'énergie n'offre pas un niveau d'immunité suffisant vis-à-vis de brouilleurs potentiellement présents dans la bande utile. A ce titre, la solution proposée par la norme IEEE 802.15.4a consiste à vérifier que le canal radio n'est pas déjà occupé par un autre service et, le cas échéant, à changer de plage de fréquences. Enfin, pour ce qui est des interférences générées au sein même des réseaux UWB (i.e. par d'autres utilisateurs), l'accès simultané au canal est géré au niveau de la couche MAC (Medium Access Control).

D'autres axes d'études, notamment autour des systèmes multi-antennes, sont à l'heure actuelle encore explorés pour améliorer la qualité du lien de communication. Une fois la couche physique arrêtée, il reste également à développer des couches protocolaires et applicatives pertinentes, qui devront par exemple permettre d'assurer des mesures précises de distances entre les dispositifs (sur la base de l'estimation du temps d'arrivée des paquets), et d'obtenir in fine des informations de localisation. Des études [Denis, 2005] ont montré la faisabilité de tels algorithmes avec des systèmes de réception UWB non-cohérents, ouvrant ainsi la voie au monde radieux des réseaux de capteurs intelligents pour l'architecture de réception que nous avons proposée.



Publications

Actes de conférences avec comité de relecture

- [1] S. Dubouloz, B. Denis, S. de Rivaz, L. Ouvry, *Performance Analysis of LDR UWB Non-Coherent Receivers in Multipath Environments*, in proceedings IEEE International Conference on Ultra wide-band (ICU'05), Zurich, Sept. 2005 (Student Paper Award)

- [2] S. Dubouloz, M. Pelissier, B. Denis, M. Sambuq, L. Ouvry, *Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design*, in proceedings IEEE International Conference on Ultra wide-band (ICU'05), Zurich, Sept. 2005

- [3] S. Dubouloz, A. Rabbachin, S. de Rivaz, B. Denis, L. Ouvry, *Performance Analysis of Low Complexity Solutions for UWB Low Data Rate Impulse Radio*, in proceedings IEEE International Symposium on Circuit and Systems (ISCAS'06), Île de Kos, Mar. 2006 (Invited Paper)

- [4] B. Denis, M. Pezzin, S. de Rivaz, S. Dubouloz, M. Sambuq, L. Ouvry, *A LDR IR-UWB Receiver Architecture Based on 1-bit Direct Sampling*, IST Mobile Summit'06, Myconos, Jun. 2006

- [5] S. Dubouloz, L. Ouvry, *Normalisation et Régulation pour les Communications UWB*, Journées Scientifiques du CNFRS, Paris, Mar. 2006

- [6] S. Dubouloz, S. de Rivaz, M. Sambuq, L. Ouvry, *Effects of Hard Decision on the Detection of Regular Preambles for UWB Non-Coherent Communications*, in proceedings IEEE International Conference on Ultra Wide-Band (ICUWB'06), Waltham, Sept. 2006

Publications

Contributions techniques au groupe de travail IEEE 802.15.4a

- [7] STM, CEA-LETI, CWC, AETHERWIRE, *15.4a Call For Proposal response*, document 15-05-0011-01-004a
- [8] STM, CEA-LETI, CWC, AETHERWIRE, MITSUBISHI, FT R&D, *15.4a Call For Proposal response*, document 15-05-0130-01-004a
- [9] *UWB PHY proposal for IEEE 802.15.4a Alt-PHY Project*, document 15-05-0172-02-004a
- [10] Laurent Ouvry, Samuel Dubouloz, Gian-Mario Maggio, *UWB Power Measurements*, document 15-05-0354-01-004a, June 2005
- [11] Laurent Ouvry, Samuel Dubouloz, *FEC and Modulations Options and Proposal tg4a*, document 15-05-0602-00-004a, September 2005
- [12] Laurent Ouvry, Samuel Dubouloz, Mathieu Sambuq, *Spectral Properties of tg4a Signals*, document 15-05-0618-00-004a, October 2005

Rapports de projet Européen

- [13] B. Denis, S. Dubouloz, M. Pezzin, S. De Rivaz, H. Hösel, A. Schmidt, R. Cattenoz, A. Dassatti, L. Rouault, N. Rinaldi, R. Moorfeld, and S. Zeisberg, *Baseband algorithms*, U.C.A.N. deliverable D34-2, February 2004.
- [14] Laurent Ouvry, Francois Dehmas, Carolyn Bernier, Frédéric Hameau, David Lachartre, Benoit Denis, Samuel Dubouloz, Bart Van Poucke, Fanny Platbrood, *Identified RF and PHY Components*, e-Sense, IR-3.1.0, 2006

Brevets

- [15] Norbert Daniele, Samuel Dubouloz, *Dispositif de détection Ultra Large Bande*, brevet français FR2868893A1 et international WO2005101666A1.
- [16] Samuel Dubouloz, Mathieu Sambuq, *Procédé de synchronisation de signaux Ultra Large Bande*, demande de brevet en cours

Participations diverses

- [17] Samuel Dubouloz, Norbert Daniele, *Propriétés spectrales des signaux UWB*, groupe de recherche ondes du CNRS, décembre 2003.

Bibliographie

- [Agilent, 2004] AGILENT (2004). Agilent - Spectrum Analysis Basics, application note 159.
- [Andrews, 2003] ANDREWS, J. (2003). UWB signal sources, antennas and propagation. *In Wireless Communication Technology, 2003. IEEE Topical Conference on*, pages 439–440.
- [Armstrong, 1936] ARMSTRONG, E. H. (1936). A Method of Reducing Disturbances in Radio Signaling by a System of Frequency Modulation. *Proceedings of The Institute of Radio Engineers*, 24(5):689–740.
- [Barrett, 2000] BARRETT, T. W. (2000). History of UltraWideband (UWB) Radar & Communications : Pioneers and Innovators.
- [Beaulieu *et al.*, 2001] BEAULIEU, N. C., TAN, C. C. et DAMEN, M. O. (2001). A "better than" Nyquist pulse. *Communications Letters, IEEE*, 5(9):367 – 368.
- [Blazquez *et al.*, 2004] BLAZQUEZ, R., NEWASKAR, P., LEE, F. et CHANDRAKASAN, A. (2004). A baseband processor for pulsed ultra-wideband signals. *In Custom Integrated Circuits Conference, 2004. Proceedings of the IEEE 2004*, pages 587–590.
- [Cassoli *et al.*, 2002] CASSIOLI, D., WIN, M., VATALARO, F. et MOLISCH, A. (2002). Performance of low-complexity RAKE reception in a realistic UWB channel. *In Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, volume 2, pages 763–767 vol.2.
- [CEPT, 2005] CEPT (2005). ECC Report 64 : On the protection requirements of radiocommunication systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications. Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT).
- [CEPT, 2006] CEPT (2006). ECC Decision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10.6 GHz. Electronic Communications Committee, TG3.
- [Chao et Scholtz, 2003] CHAO, Y.-L. et SCHOLTZ, R. (2003). Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems. *In Global Telecommunications Conference*, pages 759– 763.

BIBLIOGRAPHIE

- [D'amico *et al.*, 2006] D'AMICO, A. A., MENGALI, U. et de REYNA, E. A. (2006). Energy-Detection UWB Receivers with Multiple Energy Measurements. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. submitted paper.
- [de Abreu *et al.*, 2005] de ABREU, G. T. F., CHEONG, P., GUNGL, N., JÄKEL, H., RABBACHIN, A., SCHMIDT, K.-U., SCHMIDT, M. et SIMIC, D. (2005). D4a3 - Coexistence Performance Analysis. PULSER Project deliverable D4a3.
- [de Rivaz *et al.*, 2003] de RIVAZ, S., DENIS, B., KEIGNART, J., PEZZIN, M., DANIELE, N. et MORCHE, D. (2003). Performances analysis of a UWB receiver using complex processing. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 229–233.
- [Denis, 2005] DENIS, B. (2005). *Exploitation des capacités de radiolocalisation des transmissions ultra-large bande dans les réseaux sans fil*. Thèse de doctorat de l'INSA de Rennes.
- [Denis et Keignart, 2003] DENIS, B. et KEIGNART, J. (2003). Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band-limited measurements. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 260–264.
- [Denis *et al.*, 2006] DENIS, B., PEZZIN, M., de RIVAZ, S., DUBOULOZ, S., SAMBUQ, M. et OUVRY, L. (2006). A LDR IR-UWB Receiver Architecture Based on 1-bit Direct Sampling. In *IST Mobile Summit 2006*. submitted paper.
- [Dickson et Jett, 1999] DICKSON, D. et JETT, P. (1999). An application specific integrated circuit implementation of a multiple correlator for UWB radio applications. In *Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, volume 2, pages 1207–1210 vol.2. 3*.
- [Djamiyanto, 2004] DJAMIANTO, Y. (2004). Performance of Coherent Receivers for a Pulsed Multiband UWB Transceiver. Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden.
- [Dubouloz *et al.*, 2006a] DUBOULOZ, S., DE RIVAZ, S., SAMBUQ, M. et OUVRY, L. (2006a). Effects of Hard Decision on the Detection of Preambles for UWB Non-Coherent Communications. In *Ultra-Wideband, 2006 IEEE International Conference on*.
- [Dubouloz *et al.*, 2005a] DUBOULOZ, S., DENIS, B., de RIVAZ, S. et OUVRY, L. (2005a). Performance Analysis of LDR UWB Non-Coherent Receivers in Multipath Environments. In *Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on*.
- [Dubouloz *et al.*, 2005b] DUBOULOZ, S., PELISSIER, M., DENIS, B., SAMBUQ, M. et OUVRY, L. (2005b). Energy Characteristics of UWB Channel Models Applied to System Design. In *Ultra-Wideband, 2005 IEEE International Conference on*.
- [Dubouloz *et al.*, 2006b] DUBOULOZ, S., RABBACHIN, A., DENIS, B., de RIVAZ, S. et OUVRY, L. (2006b). Performance analysis of low complexity solutions for UWB low data rate impulse radio. In *IEEE International Symposium on Circuits And Systems (ISCAS)*.

- [ECMA, 2005] ECMA (2005). Standard ECMA-368 : High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard.
- [ERO, 2004] ERO (2004). ERC Report 25 - European Common Allocation Table. European Radiocommunications Office - www.ero.dk.
- [ETSI, 2005] ETSI (2005). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band (UWB) technology for communication purposes in the frequency range 3.1 GHz to 10.6 GHz ; Harmonized EN covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive. European Standard, ETSI EN 302 065 Draft v0.0.1.
- [FCC, 2002] FCC (2002). FCC 02-48 – First Report and Order : Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission. Released April 22, 2002.
- [FCC, 2005] FCC (2005). FCC online table of frequency allocations - 47 C.F.R 2.106. Federal Communications Commission - www.fcc.gov.
- [Foerster et al., 2002] FOERSTER, J. et AL. (2002). Channel Modeling Sub-committee Report Final. IEEE document number P802.15-02/368r5-SG3a.
- [Gerrits et al., 2005] GERRITS, J. F. M., KOUWENHOVEN, M. H. L., van der MEER, P. R., FAR-SEROTU, J. R. et LONG, J. R. (2005). Principles and Limitations of Ultra-Wideband FM Communications Systems. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2005(3):382 – 396.
- [Gilbert, 1968] GILBERT, B. (1968). A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 4(4):365 – 373.
- [Gilbert, 1975] GILBERT, B. (1975). A new technique for analog multiplication. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 10(6):437 – 447.
- [Harmuth, 1968] HARMUTH, H. F. (1968). A Generalized Concept of Frequency and some Applications. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-14(3):375–381.
- [Heydari, 2005a] HEYDARI, P. (2005a). Design considerations for low-power ultra wideband receivers. In *Quality of Electronic Design, 2005. ISQED 2005. Sixth International Symposium on*, pages 668–673. 5*.
- [Heydari, 2005b] HEYDARI, P. (2005b). A study of low-power ultra wideband radio transceiver architectures. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE*, volume 2, pages 758–763 Vol. 2. 5*.
- [Hocor et Tomlinson, 2002] HOCTOR, R. et TOMLINSON, H. (2002). An Overview of Delay-Hopped, Transmitted-Reference RF Communications. General Electric Research & Development Center, 2001CRD198.

BIBLIOGRAPHIE

- [Hoyos *et al.*, 2003] HOYOS, S., SADLER, B. et ARCE, G. (2003). Analog to digital conversion of ultra-wideband signals in orthogonal spaces. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 47–51.
- [Hoyos *et al.*, 2005] HOYOS, S., SADLER, B. M. et ARCE, G. R. (2005). Monobit digital receivers for ultrawideband communications. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 4(4): 1337 – 1344.
- [Humblet et Azizoglu, 1991] HUMBLET, P. et AZIZOGLU, M. (1991). On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers. *Lightwave Technology, Journal of*, 9(11):1576–1582.
- [Iacobucci et benedetto, 2001] IACOBUCCI, M. S. et BENEDETTO, M. G. D. (2001). Time Hopping Codes in Impulse Radio Multiple Access Communication Systems. *In Proc. Int. Symp. 3G Infrastructure and Services*.
- [IEEE.802.15.TG4a, 2003] IEEE.802.15.TG4A (2003). Categories for CFA SG4a response. IEEE document number 15-03-0442-01-004a.
- [IEEE.802.15.TG4a, 2004] IEEE.802.15.TG4A (2004). P802.15.4a alt phy selection criteria. IEEE document number 15-04-0232-16-004a.
- [IEEE.802.15.TG4a, 2005] IEEE.802.15.TG4A (2005). Part 15.4a : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). Draft P802.15.4a/D1.
- [Ishiyama et Ohtsuki, 2004] ISHIYAMA, Y. et OHTSUKI, T. (2004). Performance comparison of UWB-IR using RAKE receivers in UWB channel models. *In Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 226–230.
- [ITRS, 2005] ITRS (2005). International technology roadmap for semiconductors 2005 edition.
- [IWTC, 1906] IWTC (1906). International Wireless Telegraph Convention (Convention Radio Télégraphique Internationale). International radio agreement signed at Berlin, Germany.
- [Joseph *et al.*, 2005] JOSEPH, A., HARAME, D., JAGANNATHAN, B., COOLBAUGH, D., AHLGREN, D., MAGERLEIN, J., LANZEROTTI, L., FEILCHENFELD, N., ST ONGE, S., DUNN, J. et NOWAK, E. (2005). Status and direction of communication technologies - SiGe BiCMOS and RFCMOS. *Proceedings of the IEEE*, 93(9):1539–1558.
- [Keignart et Daniele, 2002] KEIGNART, J. et DANIELE, N. (2002). Subnanosecond UWB channel sounding in frequency and temporal domain. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 25–30.
- [Keignart *et al.*, 2002] KEIGNART, J., PIERROT, J.-B., DANIELE, N. et ROUZET, P. (2002). UWB Channel Modeling Contribution from CEA-LETI and STMicroelectronics. IEEE document number P802.15-02/444-SG3a.

- [Koivisto *et al.*, 2006] KOIVISTO, T., PELTONEN, T., SHEN, M., TJUKANOFF, E. et PAASIO, A. (2006). Sine Wave as a Correlating Signal for UWB Radio. *In Circuits and Systems 2006 IEEE International Symposium on*. 1*.
- [Lachartre, 2005] LACHARTRE, D. (2005). Chaîne de réception de signaux. demande de brevet Européen EN0650188 - 19 Janvier 2005.
- [Lachartre *et al.*, 2005] LACHARTRE, D., MASSON, G., MORCHE, D. et MOUNET, C. (2005). A 20-GS/s 1-bit Digitizer for Ultra-Wideband Applications. *In 2005 Solid-State Circuit, IEEE Conference on*. Submitted paper.
- [Lee *et al.*, 2003] LEE, H.-J., HA, D. et LEE, H.-S. (2003). A frequency-domain approach for all-digital CMOS ultra wideband receivers. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 86–90.
- [Lehmann et Haimovich, 2003] LEHMANN, N. et HAIMOVICH, A. (2003). The power spectral density of a time hopping UWB signal : a survey. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 234–239.
- [Mielczarek *et al.*, 2003] MIELCZAREK, B., WESSMAN, M. et SVENSSON, A. (2003). Performance of coherent UWB Rake receivers with channel estimators. *In Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, volume 3, pages 1880–1884 Vol.3.
- [Mitola, 1995] MITOLA, J. (1995). The software radio architecture. *Communications Magazine, IEEE*, 33(5):26 – 38.
- [Molisch *et al.*, 2005] MOLISCH, A. et AL. (2005). IEEE 802.15.4a channel model - final report. IEEE document number 15-04-0662-02-004a.
- [Molisch *et al.*, 2005] MOLISCH, A., BALAKRISHNAN, K., CASSIOLI, D., CHONG, C.-C., EMAMI, S., FORT, A., KAREDAL, J., KUNISCH, J., SCHANTZ, H. et SIWIAK, K. (2005). A comprehensive model for ultrawideband propagation channels. *In Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE*, volume 6, pages 3648–3653.
- [Molisch *et al.*, 2003] MOLISCH, A., FOERSTER, J. et PENDERGRASS, M. (2003). Channel models for ultrawideband personal area networks. *Wireless Communications, IEEE [see also IEEE Personal Communications]*, 10(6):14–21.
- [Nakache et Molisch, 2003] NAKACHE, Y.-P. et MOLISCH, A. (2003). Spectral shape of UWB signals - influence of modulation format, multiple access scheme and pulse shape. *In Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, volume 4, pages 2510–2514 vol.4.
- [Namgoong, 2001] NAMGOONG, W. (2001). A channelized DSSS ultra-wideband receiver. *In Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE*, pages 105–108.

BIBLIOGRAPHIE

- [O'Donnell et Brodersen, 2005] O'DONNELL, I. et BRODERSEN, R. (2005). An ultra-wideband transceiver architecture for low power, low rate, wireless systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 54(5):1623–1631.
- [O'Donnell, 2006] O'DONNELL, I. D. (2006). A Baseband, Impulse Ultra-Wideband Transceiver Front-end for Low Power Applications. PhD Dissertation - EECS Department, University of California, Berkeley.
- [Ouvry et Dubouloz, 2005] OUVRY, L. et DUBOULOZ, S. (2005). FEC and modulations, options and proposal for TG4a. IEEE document number 15-05-0602-00-004a.
- [Ouvry et al., 2005a] OUVRY, L., DUBOULOZ, S. et MAGGIO, G.-M. (2005a). UWB Power Measurements. IEEE document number 15-05-0354-01-004a.
- [Ouvry et al., 2005b] OUVRY, L., DUBOULOZ, S. et SAMBUQ, M. (2005b). Spectral Properties of TG4a Signals. IEEE document number 15-05-0618-01-004a.
- [Paquelet et al., 2004] PAQUELET, S., AUBERT, L. et UGUEN, B. (2004). An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rate. In *Joint UWBST and IWUWBS'04*.
- [Pelissier et al., 2003] PELISSIER, M., DENIS, B. et MORCHE, D. (2003). A methodology to investigate UWB digital receiver sensitivity to clock jitter. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 126–130. *.
- [Pelissier et al., 2005] PELISSIER, M., HAMEAU, F., MORCHE, D. et FOURNIER, J.-M. (2005). Wide band pulse matched Ina for low power architecture. In *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 5 pp.–.
- [Proakis, 2001] PROAKIS, J. G. (2001). *Digital Communications*. McGraw-Hill. 4th edition.
- [Ramirez-Angulo, 1992] RAMIREZ-ANGULO, J. (1992). High frequency low voltage CMOS diode. *Electronics Letters*, 28(3):298–300. 4*.
- [Romme et Piazza, 2002] ROMME, J. et PIAZZO, L. (2002). On the power spectral density of time-hopping impulse radio. In *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 241–244.
- [Ross, 1963] ROSS, G. F. (1963). The Transient Analysis of Multiple Beam Feed Networks for Array Systems. PhD. dissertation, Polytechnic Institute of Brooklyn, New York.
- [Ross, 1973] ROSS, G. F. (1973). Transmission and Reception System for Generating and Receiving Base-band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base-band Pulse Communication System. U.S. Patent No. 3,728,632.
- [Saleh et Valenzuela, 1987] SALEH, A. et VALENZUELA, R. (1987). A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2):128–137.
- [Sambuq, 2006] SAMBUQ, M. (2006). Modélisation et performances d'une architecture de réception de non cohérente de signaux UWB. Rapport de DRT de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG).

- [Schantz, 2005] SCHANTZ, H. (2005). *The Art and Science of Ultra-Wideband Antennas*. Artech House Publishers, London.
- [Schantz et al., 2003] SCHANTZ, H., WOLENEC, G. et MYSZKA, E.M., I. (2003). Frequency notched uwb antennas. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pages 214–218.
- [Shannon, 1948] SHANNON, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27:379 – 423 and 623 – 656.
- [Shen et al., 2005] SHEN, M., KOIVISTO, T., PELTONEN, T., ZHENG, L. R., TJUKANOFF, E. et TENHUNEN, H. (2005). UWB transceiver circuits design for WPANs applications. *In Signals, Circuits and Systems, 2005. ISSCS 2005. International Symposium on*, volume 1, pages 255–258 Vol. 1. 3*.
- [Simon et al., 1995] SIMON, M. K., HINEDI, S. M. et LINDSEY, W. C. (1995). *Digital Communication Techniques : Signal Design and Detection, 1st ed.* NJ : Prentice Hall.
- [STM et al., 2005a] STM, CEA-LETI, CWC et AETHERWIRE (2005a). 15.4a call for proposal response. IEEE document 15-05-0011-01-004a.
- [STM et al., 2005b] STM, CEA-LETI, CWC, AETHERWIRE, MITSUBISHI et FT R&D (2005b). 15.4a call for proposal response. IEEE document 15-05-0130-01-004a.
- [Stoica et Rabbachin, 2006] STOICA, L. et RABBACHIN, A. (2006). A Low-Complexity Non-coherent IR-UWB Transceiver Architecture With TOA Estimation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, PP(99):1 – 1. Accepted for future publication.
- [Stoica et al., 2005] STOICA, L., RABBACHIN, A., REPO, H. O., TIURANIEMI, T. S. et OPPERMANN, I. (2005). An ultrawideband system architecture for tag based wireless sensor networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 54(5):1632 – 1645.
- [Tehoffo-Talom et al., 2004] TEHOFFO-TALOM, F., UGUEN, B., PLOUHINEC, E. et CHASSAY, G. (2004). A site-specific tool for UWB channel modeling. *In Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 61–65.
- [Terada et al., 2005] TERADA, T., YOSHIZUMI, S., SANADA, Y. et KURODA, T. (2005). A CMOS impulse radio ultra-wideband transceiver for 1Mb/s data communications and /spl plusmn/2.5cm range findings. *In VLSI Circuits, 2005. Digest of Technical Papers. 2005 Symposium on*, pages 30–33. 2*.
- [Tian et Sadler, 2005] TIAN, Z. et SADLER, B. M. (2005). Weighted energy detection of ultra-wideband signals. *In Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, pages 1068 – 1072.

BIBLIOGRAPHIE

- [Uguen *et al.*, 2002] UGUEN, B., PLOUHINEC, E., LOSTANLEN, Y. et CHASSAY, G. (2002). A deterministic ultra wideband channel modeling. *In Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE Conference on*, pages 1–5.
- [US.Government, 1912] US.GOVERNMENT (1912). An act to regulate radio communication. US Government.
- [US.Government, 2005] US.GOVERNMENT (2005). Code of Federal Regulations, Title 47 – Telecommunication, Chapter I – Federal Communication Commission, Part 15 – Radio Frequency Devices. Articles 15.501 - 15.525.
- [Verhelst *et al.*, 2004] VERHELST, M., VEREECKEN, W., STEYAERT, M. et DEHAENE, W. (2004). Architectures for Low Power Ultra-Wideband Radio Receivers in the 3.1-5GHz Band for Data Rates $\leq 10\text{Mbps}$. *In Low Power Electronics and Design, 2004. ISLPED '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, pages 280–285. 5*.
- [Weisenhorn et Hirt, 2004] WEISENHORN, M. et HIRT, W. (2004). Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties. *In Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*, pages 156–160.
- [Wimedia, 2006] WIMEDIA (2006). WiMedia Alliance. <http://www.wimedia.org>.
- [Win et Scholtz, 1997] WIN, M. et SCHOLTZ, R. (1997). Energy capture vs. correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels. *In MILCOM 97 Proceedings*, volume 3, pages 1277–1281 vol.3.
- [Win et Scholtz, 1998a] WIN, M. et SCHOLTZ, R. (1998a). On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments. *Communications Letters, IEEE*, 2(9): 245–247.
- [Win et Scholtz, 2002] WIN, M. et SCHOLTZ, R. (2002). Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication-theoretic view. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 20(9):1613–1627.
- [Win, 1999] WIN, M. Z. (1999). Spectral density of random time-hopping spread-spectrum UWB signals with uniform timing jitter. *In Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, volume 2, pages 1196–1200 vol.2.
- [Win, 2002] WIN, M. Z. (2002). Spectral density of random UWB signals. *Communications Letters, IEEE*, 6(12):526–528.
- [Win et Scholtz, 1998b] WIN, M. Z. et SCHOLTZ, R. A. (1998b). Impulse radio : how it works. *Communications Letters, IEEE*, 2(2):36 – 38.
- [Yan *et al.*, 2005] YAN, T., YUANJIN, Z. et YONG-PING, X. (2005). A coherent ultra-wideband receiver IC system for WPAN application. *In Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, pages 60–64. 4*.

- [Zheng *et al.*, 2006] ZHENG, Y., TONG, Y., ANG, C. W., XU, Y.-P., YEOH, W. G. et LIN, F. (2006). A CMOS Carrier-less UWB Transceiver for WPAN Application. *In IEEE International Solid-State Circuits Conference*. 3*.