HAL
open science

Étude et conception d'un système IR-UWB dédié aux communications sans fils haut débit

Amel El Abed

▶ **To cite this version:**

Amel El Abed. Étude et conception d'un système IR-UWB dédié aux communications sans fils haut débit. Electronique. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2011. Français. NNT : 2012VALE0004 . tel-03416574

HAL Id: tel-03416574

https://uphf.hal.science/tel-03416574v1

Submitted on 5 Nov 2021

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.

2012VALE0004

Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis

No d'ordre : 12-03

Thèse de doctorat

Pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de

VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS

Spécialité : ELECTRONIQUE

Présentée et soutenue par Amel EL ABED. Le 27/01/2011, à IEMN/DOAE

Ecole doctorale :

Sciences Pour l'Ingénieur (SPI)

Equipe de recherche, Laboratoire :

Institut d'Electronique, de Micro-Electronique et de Nanotechnologie/Département d'Opto-Acousto-Electronique (IEMN/DOAE)

Titre

Etude et conception d'un système IR-UWB dédié aux communications sans fils haut débit

JURY

Rapporteurs

- Thierry CHONAVEL Professeur à TELECOM Bretagne, Brest
- Tan Phu VUONG Professeur à l'INP de Grenoble

Examinateurs

- Jocelyn FIORINA SUPELEC .

Directeur de thèse

- Atika RIVENQ-MENHAJ Professeur à l'UVHC

Co-encadrant

- Yassin ELHILLALI Maître de conférence à l'UVHC
- Fouzia BOUKOUR Chargé de Recherche à IFSTTAR-LEOST Villeneuve d'Ascq

Membres invités

- Raja ELASALLI ENSA Marrakech

900 853 TH

Table des matières

Introduction 1

Chapitre 1 Généralités sur la technique ULB et les applications visées 4

1.1 Introduction 5

1.2 Principe de la technologie ULB 5

1.3 Comparaison aux autres standards 6

1.4 Avantages et inconvénients de l'ULB 8

1.4.1 Les avantages 8

1.4.2 Les inconvénients 9

1.5 Réglementation et normalisation de l'ULB 9

1.5.1 Aux Etats-Unis 10

1.5.2 En Asie 11

1.5.3 En Europe 13

1.6 Applications potentielles de la technologie ULB 15

1.6.1 Multimédia & domotique 16

1.6.2 Industrie et entreprise 18

1.6.3 Transport 19

1.6.4 Domaine médical 19

1.7 Quelques projets ULB 20

1.7.1 MICS-UWB 20

1.7.2 WALTER 20

1.7.3 UCELLS 21

1.7.4 UWB-DOMO 22

1.7.5 EUWB 22

1.8 Conclusion 23

Chapitre 2 24

2.1 Introduction 25

2.2 Les différentes techniques de modulation 25

2.2.1 Modulation d'impulsions en position (PPM) 25

2.2.2 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM) 26

2.2.3 Modulation par tout ou rien (OOK) 27

2.2.4 Modulation de phase (BPSK) 28

2.2.5 Modulation à M-états (M-BOK) 28
2.2.6 Modulation combinée (PAM/PPM) 29
2.2.7 Modulation par transmission de référence (TR) 29
2.3 Les différentes techniques de multiplexage 30
2.3.1 DS-CDMA (Direct Sequence – Code Division Multiple Access) 30
2.3.2 TH-CDMA (Time hopping - Code Division Multiple Access) 31
2.4 Association des modulations aux techniques d'accès multiple 31
2.4.1 PPM-TH-ULB 32
2.4.2 BPSK-TH-ULB 33
2.4.3 BPSK-DS-ULB 33
2.4.4 PPM-DS-ULB 34
2.5 Canaux ULB 35
2.5.1 Modèle IEEE 802.15.3a Indoor 35
2.5.2 Modèle IEEE 802.15.4a Outdoor 37
2.6 Introduction des récepteurs pour les systèmes ULB 37
2.6.1 Le récepteur cohérent 37
2.6.2 Récepteur non cohérent 38
2.7 Conclusion 39

Chapitre 3 40
3.1 Introduction 41
3.2 Formes d'ondes pour les systèmes de communications ULB 41
3.2.1 L'impulsion Gaussienne 41
3.2.2 L'impulsion monocycle 42
3.2.3 Formes d'onde orthogonales 43
3.3 Etude de la modulation de position (PPM) 46
3.3.1 Principe de la modulation PPM 46
3.3.2 Description de l'émetteur PPM 47
3.3.3 Description du récepteur PPM 48
3.3.4 Calcul du taux d'erreurs (BER) 50
3.4 Présentation de la modulation proposée PPM-Bipolaire 51
3.4.1 Description de l'émetteur PPM-Bipolaire 52
3.4.2 Description du récepteur PPM-Bipolaire 53
3.4.1 Calcul analytique de la probabilité d'erreur 54
3.4.2 Calcul du taux d'erreurs (BER) 55

3.5 Effets des interférences 57
3.5.1 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM 57
3.5.2 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM- Bipolaire 60
3.6 Conclusion 63

Chapitre 4 64

Mise en œuvre de nouvelles modulations IR-ULB haut débit (M-OAM) 64

4.1 Introduction 65
4.2 Modulation M-QAM 66
4.2.1 Principe 66
4.2.2 Propriétés des modulations QAM 70
4.3 Nouvelle approche aux modulations à haut débit pour les systèmes IR-ULB : Proposition des modulations M-OAM 71
4.3.1 Modulation 4-OAM 73
4.3.2 Modulation 16-OAM 75
4.3.3 La modulation 64-OAM 77
4.3.4 Comparaison des 3 modulations étudiées 78
4.4 Cas particuliers des modulations M-OAM 79
4.4.1 Modulation 8-OAM 79
4.4.2 Modulation 32-OAM 80
4.5 Conclusion 80

Chapitre 5. Test et conception de systèmes de communication étudiés 82

5.1. Introduction 83
5.2. Équipement de la manipulation 84
5.2.1. Système expérimental général 84
5.2.2. Le générateur 85
5.2.3. Le pré- amplificateur 85
5.2.4. Les antennes 86
5.2.5. L'oscilloscope 87
5.2.6. Unité de traitement 88
5.3. Résultats expérimentaux 88
5.3.1. Système basé sur la modulation PPM 90
5.3.2. Système basé sur la modulation PPM bipolaire 94
5.3.3. Système basé sur la modulation M-OAM 97

5.4. Réalisation de l'unité de traitement de signal sur FPGA 99
5.4.1. Traitement actuel, en temps différé 100
5.4.2. Traitement en temps réel 100
5.5. Choix technologique, FPGA + CAN 100
5.6. Etude préliminaire 103
5.6.1. Problème de la limite d'échantillonnage 103
5.6.2. Mesures en temps différé à la limite du CAN 105
5.6.3. Architecture du corrélateur 106
5.6.4. Architecture série, acquisition continue 106
5.6.5. Architecture parallèle 109
5.7. Problèmes rencontrés lors des expérimentations 112
5.8. Conclusion 113

CONCLUSION 114
BIBLIOGRAPHIE 117

Liste des figures

Figure 1-1 Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF 6
Figure 1-2 : Positionnement de l'ULB par rapport aux standards existants en termes de débit et de portée 8
Figure 1-3 Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en intérieur (Indoor) et en extérieur (Outdoor) des signaux ULB 11
Figure 1-4 Progression des réglementations de l'émission des signaux ULB en Asie : Singapourienne (a) et japonaise (b). 12
Figure 1-5 .aProgression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI en 2003 13
Figure 1-6 : Les différentes applications de l'ULB 16
Figure 1-7 Exemple d'application WUSB 17
Figure 1-8 Les différentes fonctions possibles (ETSI) 19
Figure 1-9 Fonctionnalités des cellulaires ULB et la gestion des nœuds d'accès 21

Figure 2-1 Modulation d'impulsion en position 26
Figure 2-2 Modulation PAM 27
Figure 2-3 Modulation OOK 27
Figure 2-4 Modulation de phase BPSK 28
Figure 2-5 Exemple de la PPM-TH-ULB 33
Figure 2-6 Réalisations des 2 canaux du modèle IEEE 802.15.3a 36
Figure 2-7 Prinicpe du récepteur Rake 38
Figure 2-8 Principe du récepteur non cohérent 39

Figure 3- 1 La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Gaussienne 42
Figure 3- 2 La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Monocycle 42
Figure 3- 3 Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des quatre premiers ordres de la fonction de Gegenbauer 45
Figure 3- 4 Les autocorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées. 45
Figure 3- 5 Les intercorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées. 46
Figure 3- 6 Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM 47
Figure 3- 7 Bloc diagramme du système PPM-ULB 47
Figure 3- 8 Données envoyées (a) et Une partie du signal modulé (b) 48
Figure 3- 9 Récepteur PPM 48
Figure 3- 10 Le signal reçu avec SNR = 15dB (a) SNR = 0dB (b) 49
Figure 3- 11 Détection de position des pics 50
Figure 3- 12 Signal reçu (en bleu) et Signal corrélé (en rouge) pour SNR = 0dB 50
Figure 3- 13 Performances du système de communication ULB avec la modulation PPM.....51
Figure 3- 14 Chaine de transmission pour le système ULB proposé 52
Figure 3- 15 Emetteur PPM-Bipolaire 52
Figure 3- 16 Combinaison de la modulation antipodale et la modulation de position (PPM)..53
Figure 3- 17 chaine de transmission pour le système ULB-PPM-Bipolaire 54
Figure 3- 18 Performances du système de communication PPM bipolaire avec les différentes formes d'ondes 56
Figure 3- 19 Comparaison des résultats de simulations et théoriques 56
Figure 3- 20 Comparaison des différentes formes d'ondes pour la modulation PPM avec un jitter entre l'émetteur et le récepteur. 58

Figure 3- 21 Interférences entre deux utilisateurs (G_1 et G_2)....59
Figure 3- 22 Désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur et entre les deux utilisateurs 59
Figure 3- 23 chaine de transmission basée sur la modulation PPM bipolaire pour le cas de plusieurs utilisateurs....60
Figure 3- 24 Courbe de BER en fonction de SNR pour la modulation PPM-Bipolaire dans le cas d'une transmission à accès multiple (cas de deux utilisateurs)....61
Figure 3- 25 Courbe de BER en fonction de SNR pour la modulation PPM-Bipolaire dans le cas d'une transmission à accès multiple (cas de 4 utilisateurs)....62

Figure 4-1 Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en termes de débit et de portée....65
Figure 4-2 Diagramme de constellation 16-QAM....68
Figure 4-3 Emetteur QAM....69
Figure 4-4 Récepteur QAM....70
Figure 4-5 Système de communication ULB basé sur la modulation M-OAM....72
Figure 4-6 Algorithme correspondant au décodage de la 4-OAM....74
Figure 4-7 Algorithme correspondant au décodage de la 16-OAM....76
Figure 4-8 Comparaison des différentes modulations proposées (4-OAM, 16-OAM et 64-OAM) en termes de BER....78
Figure 4-9 Algorithme correspondant au décodage de la 16-OAM....79

Figure 5-1 Schéma synoptique du système de communication ULB réalisé....84
Figure 5-2 Le générateur d'impulsion AWG7102....85
Figure 5-3 Le préamplificateur BBV 9742....85
Figure 5-4 fonction de transfert du pré-amplificateur BBV 9742Commentaires :....86
Figure 5-5 L'antenne Vivaldi....86
Figure 5-6 Diagramme de Bode de l'antenne Vivaldi 1 AF....87
Figure 5-7 L'oscilloscope LeCroy 8620A....88
Figure 5-8 Matériel utilisé pour les mesures....89
Figure 5-9 a : Impulsion monocycle b : Signal de référence....90
Figure 5-10 Espacement entre les pics....90
Figure 5-11 algorithme de decodage d'un signal modulé en PPM....91
Figure 5-12 amélioration de l'algo de décodage....92
Figure 5-13 Signal à la sortie du générateur (unités ??)....93
Figure 5-14 Signal après l'antenne de réception....93
Figure 5-15 Résultats obtenus après la corrélation....94
Figure 5-16 Le signal avant l'antenne d'émission....95
Figure 5-17 Le signal après l'antenne de réception....95
Figure 5-18 Le signal après la corrélation....96
Figure 5-19 algorythme de recupération des données pour la 16 OAM....97
Figure 5-20 Le signal émis....98
Figure 5-21 Le signal reçu....98
Figure 5-22 Le signal corrélé....99
Figure 5-23 - Principe d'un système de communication ULB....100
Figure 5-24 Photos des 3 cartes de chez Alpha-Data....101
Figure 5-25 Schéma bloc de la carte porteuse ADC-EMC....101
Figure 5-26 Schéma bloc de la carte de traitement ADM-XRC-5T1....102
Figure 5-27 Schéma bloc de la carte CAN XRM-ADC-S4/3G....102
Figure 5-28 Mise en place des 3 cartes dans le système à réaliser....103

Figure 5-29 Récepteur normal d'un système de communication ULB 103
Figure 5-30 Effets d'échantillonnage sur l'impulsion et la corrélation 104
Figure 5-31 Impulsion générée et son spectre (20 GS/sec) 105
Figure 5-32 Impulsion enregistrée à vide et son spectre (20 GS/sec).....105
Figure 5-33 Impulsion enregistrée avec une acquisition à 3 GS/sec 106
Figure 5-34 Schéma bloc de l'architecture série du corrélateur ULB (N=8) 107
Figure 5-35 Liaison du CAN avec le FPGA avec une implémentation en série 108
Figure 5-36 Résultats théoriques de la corrélation implémentée en série (Modelsim).....108
Figure 5-37 Résultats obtenus avec Matlab correspondant à la Figure 5-34.....109
Figure 5-38 Décimation réalisée par le CAN (M=4).....110
Figure 5-39 Architecture parallèle de la corrélation (N=8 et M=4) 111
Figure 5-40 Bloc de sous corrélation de l'architecture parallèle (N=8) 111
Figure 5-41 Architecture d'un récepteur d'un système de communication ULB.....112

Liste des acronymes

ADC: Analog-to-Digital Converter.

ANR: Agence National de Recherche.

ASK: Amplitude Shift Keying.

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

BBAG: Bruit Blanc Additif Gaussien.

BER: Bit Error Rate.

BPSK: Binary Phase Shift Keying.

CAN: Controller Area Network.

CDMA: Code Division Multiple Access.

CEPT: Conférence Européene des administartions des Postes et des Télécommunications.

DoD: Departement of Defense (USA).

DS-CDMA: Direct Séquence- Code Division Multiple Access.

DS-ULB: Direct Séquence- Ultra Large Bande.

DSP: Digital Signal Processor.

DVD: Digital Versatile Disc.

ECC: European Communications commission.

ETSI: European Telecommunications Standards Institue.

FCC: Federal Communications commission.

FDMA: Frequency Division Multiple Access.

FFT: Fast Fourrier Transform.

FH: Frequency Hopping.

FH-SS: Frequency Hopping-Spread Spectrum.

FH-ULB: Frequency Hopping-Ultra Large Bande.

FM-CW: Frequency Modulated Continuous Wave.

FPGA: Field-Programmable Gate Array.

GSM: Global System for Mobile Communications.

GPS: Global Positioning System.
IPSC: Institut pour la Protection et la Sécurité des Citoyens

IR: Impulse Radio

ISM : Industriel, Scientifique et médical.
JRC : Joint Research Center.
LETI: Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information.

LFM: Linear Frequency Modulation.

LR: Low Rate.

MAC: *Media Access Control.*

MB: Multi Bande.

MB-OFDM: Multi Bande-Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

MIR: Micropower Impulse Radar.

M-QAM: M- Quadrature amplitude modulation.

NRZ: Non-Retour à Zéro.

ODC: Object Discrimination and Characterization.

OFCOM : Office fédéral de la communication.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OOC: Optical Orthogonal Codes.

OOC-PPM: Optical Orthogonal Codes-Pulse Position Modulation.

OOC-ULB: Optical Orthogonal Codes- Ultra Large Bande.

OOK: On Off Keying.

PAM: Pulse Amplitude Modulation.

PAN: Personal Area Network.

PCI: Peripheral Component Interconnect.

PIRE: Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.

PMC: PCI Mezzanine Card.

PPM: Pulse Position Modualtion.

PRI: Pulse repetition Interval.

PRF: Pulse repetition Frequency.

RADAR: RAdio Detection And Ranging.

RAM: Random-Access Memory.

RBW: Resolution BandWidth.

RCS: Radar Cross Section.

RF: Radio Fréquence.

ROM: Read-Only Memory.

RSB: Rapport Signal à Bruit.

SAR : Synthetic Aperture Radar.

SBPA : séquence binaire pseudo aléatoire.

SDMA: Space Division Multiple Access.

SNR: Signal-to-Noise Ratio.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TH: Time Hopping.

TH-BPSK: Time Hopping- Binary Phase Shift Keying.

TH-PPM: Time Hopping-Pulse Position Modualtion.

TH-ULB: Time Hopping-Ultra Large Bande.

ULB: Ultra Large Bande.

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System.

USB: Universal Serial Bus.

UWB: Ultra Wideband.

UWB-RT: Ultra Wideband - Radio Technology.

VCM: Visualisation des Cibles Mobiles.

VHDL: VHSIC Hardware Description Language.

VHSIC: Very High Speed Integrated Circuit

WLAN: Wireless Local Area Network.

WPAN: Wireless Personal Area Network.

WPR: Wall Probing Radar.

XRC: Xilinx Reconfigurable Computer.

Introduction générale

Les systèmes de communication jouent un rôle important dans l'évolution de la société. La multiplication des technologies liées à la communication a pour but d'améliorer le quotidien de l'usager. Depuis l'apparition des systèmes de télécommunications sans fil, communicants par satellite ou par réseau terrestre, le spectre radiofréquence ne cesse de s'encombrer avec la multitude des systèmes.

La transmission numérique sans fil est en pleine explosion. Notre époque exige de plus en plus une communication continue quel que soit l'endroit de l'utilisateur. Le développement des systèmes de communication est devenu aussi une des préoccupations majeures, des industries de l'automobile et des multimédias, des entreprises et finalement des chercheurs afin de contribuer à l'amélioration du débit qui devient de plus en plus un besoin du grand public. La nécessité d'avoir un très haut débit se traduit par l'évolution rapide des systèmes sans fil tels le GSM, l'UMTS, le WiFi, Bluetooth ou le WiMax. Ce qui explique l'intérêt d'adoption d'autres technologies telle que la technologie ULB initialement utilisée dans les radars mais ensuite envisagée pour les communications sans fils hauts débits sur de courtes portées pour des applications indoor.

La technologie ULB est basée sur l'émission d'impulsions ultra brèves qui permettent l'occupation d'une large bande. On distingue deux catégories de systèmes ULB :

- Les systèmes ULB multi-bandes occupant des bandes de 500MHz comme le WiMedia (IEEE.802.15.3).
- Les systèmes ULB impulsionnels occupant des spectres plus larges (ZigBee, IEEE.802.15.4).

Nos travaux concernent cette dernière catégorie ULB impulsionnel (IR-UWB) dont les débits restent faibles à cause de l'absence de porteuse qui rend incompatible l'utilisation des modulations M-QAM souvent déployées dans les systèmes haut débit et dans les systèmes ULB multi-bandes. Ces derniers souffrent de leur complexité et leur prix qui reste très élevé. Les applications visées dans cette thèse concernent deux domaines d'applications : les systèmes de communication Multimédias et les Transports Intelligents. Pour nos applications Transport, notre choix est justifié par la possibilité d'utiliser la même architecture pour d'autres fonctionnalités (localisation ou détection radar) destinées aux communications courtes portées T2I (Trains/Infrastructures) ou les communication V2V (inter-véhicules).

Nous proposons de nouvelles techniques de modulations ULB impulsionnelles permettant d'atteindre des hauts débits (de l'ordre de plusieurs Gbits/s) répondant aux nouveaux besoins de transmission grande vitesse de et vers les terminaux de stockage de masse et les systèmes vidéo haute définition. Ces exigences s'avèrent difficiles à satisfaire par les systèmes classiques Bluetooth ou WiFi comme en témoigne encore les fils autour des écrans plats.

L'objectif est de concevoir des systèmes ULB impulsionnels simples à réaliser avec des circuits programmables FPGA. Cette thèse a pour objectif l'étude, la mise en œuvre et le test

des systèmes de communication ULB basés sur les nouveaux schémas de modulations proposés.

Le document présent est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre est dédié à la présentation de la technologie Ultra Large Bande (ULB) qui est retenue pour l'utilisation au sein d'un système de communication. Nous rappelons son historique, son principe, ses avantages et ses inconvénients ainsi que les différentes réglementations imposées par différents organismes de normalisation. Ensuite, nous expliquerons les domaines d'applications potentiels de la technologie à bande ultra large. Nous terminons ce premier chapitre par la présentation de quelques projets, traitant la problématique du haut débit.

Le second chapitre est consacré à l'étude d'une chaine de transmission ULB. Dans la première partie, une présentation des différentes modulations utilisées dans le cadre de l'ULB est effectuée. Nous distinguons les modulations classiques des modulations combinées. Une étude est dédiée à l'aspect accès multiple. Il s'agit d'assurer la cohabitation entre plusieurs utilisateurs avec le moins d'interférences possibles. Nous traitons aussi l'étude de différentes techniques de multiplexage. La seconde partie est consacrée à la description des canaux ULB. Elle présente les modèles issus des travaux du groupe de normalisation IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a. Dans la dernière partie, une description des récepteurs cohérents et non cohérents est effectuée. Ce chapitre parcourt toute la chaine de transmission pour avoir une vue globale d'un système de communication. Cependant, dans cette thèse, nous nous limitant à quelques parties de la chaîne détaillées dans les chapitres suivants.

Le troisième chapitre concerne la présentation des différentes formes d'ondes pressenties pour la réalisation d'un système de communication ULB. Nous nous introduisons les formes d'ondes orthogonales, vu les avantages qu'elles présentent dans domaine impulsionnel. Nous décrivons la modulation PPM en détaillons les caractéristiques de son émetteur et son récepteur. Les performances de ce système sont évaluées et son efficacité est montrée en évaluant l'expression du taux d'erreur par bit (BER). Plusieurs simulations sont réalisées pour comparer les performances des systèmes ULB-PPM par rapport à la forme d'onde utilisée en termes de débit. La seconde partie de ce chapitre introduit la nouvelle modulation dite PPM-Bipolaire que nous proposons pour l'ULB, combinant la modulation de position et la polarité. L'objectif est d'accroître les performances du système ULB-PPM et d'apporter des degrés de libertés supplémentaires dans la gestion des débits et des utilisateurs. Dans cette partie de ce chapitre, une présentation détaillée de la modulation PPM-Bipolaire, un calcul analytique de la probabilité d'erreur ainsi qu'une évaluation du système proposé en termes de BER sont effectués. Dans la dernière partie, l'effet jitter est évalué pour les deux modulations étudiées.

Le quatrième chapitre est dédié à l'optimisation du système ULB-PPM. Nous présentons d'abord la modulation M-QAM et ses avantages au vis-à-vis du débit. Ensuite, nous introduisons les modulations que nous proposons basées sur le même principe que la modulation QAM en remplaçant les porteuses (cosinus et sinus) par des fonctions orthogonales. L'objectif est mettre en place un système de communication ULB permettant d'atteindre des débits de l'ordre du Gigabit par symbole. Les différentes modulations M-OAM sont évaluées en termes de taux d'erreur par bits. Un bilan de comparaison entre ces différentes modulations est établi. Nous nous intéressons à la réalisation des algorithmes de décodage des modulations proposées. Nous présentons et testons les algorithmes de décodage des différentes technique de codage afin de réduire l'effet du bruit dû au canal de propagation ; ceci, dans le

but d'améliorer les performances de notre système. Nous utilisons des récepteurs à corrélation. L'originalité de ce travail consiste en l'étude de nouvelles techniques de codage adaptées à la technologie IR-ULB. Nous montrons l'intérêt du récepteur à corrélation en mettant en place la théorie de détection du signal à la réception. La probabilité de la bonne détection et la fausse détection permet afin de déterminer la décision de la présence ou non d'une impulsion. Enfin, nous présentons les cas particulier des modulations M-OAM avec leurs différents degrés de flexibilités.

Le cinquième chapitre concerne la présentation du prototype du système de communication ULB développé. Plusieurs tests et mesures, mettant en œuvre les différentes modulations proposées, en environnement réel seront présentés afin d'évaluer les performances des systèmes de communication ULB en fonction de la forme d'onde et du type de modulation proposée. Les expérimentations réalisées ainsi que les résultats obtenus seront présentés. Finalement, une unité de traitement en temps réel sur une plateforme FPGA, offrant des temps de calcul à 3GHz, a été réalisée grâce à des algorithmes parallélisables sur des architectures reconfigurables.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire est consacrée aux conclusions et aux perspectives ouvertes par ce travail à court terme et à moyen voire long terme.

Chapitre 1 Généralités sur la technique ULB et les applications visées

Chapitre 1 Généralités sur la technique ULB et les applications visées 4
1.1 Introduction 5
1.2 Principe de la technologie ULB 5
1.3 Comparaison aux autres standards 6
1.4 Avantages et inconvénients de l'ULB 8
1.4.1 Les avantages 8
1.4.2 Les inconvénients 9
1.5 Réglementation et normalisation de l'ULB 9
1.5.1 Aux Etats-Unis 10
1.5.2 En Asie 11
1.5.3 En Europe 13
1.6 Applications potentielles de la technologie ULB 15
1.6.1 Multimédia & domotique 16
1.6.2 Industrie et entreprise 18
1.6.3 Transport 19
1.6.4 Domaine médical 19
1.7 Quelques projets ULB 20
1.7.1 MICS-UWB 20
1.7.2 WALTER 20
1.7.3 UCELLS 21
1.7.4 UWB-DOMO 22
1.7.5 EUWB 22
1.8 Conclusion 23

1.1 Introduction

Le terme UWB (Ultra Wide Band en anglais) ou ULB (Ultra Large bande en français) désigne depuis plusieurs années des formes d'ondes sans porteuse, c'est à dire des signaux constitués d'impulsions très brèves qui occupent une très large bande [Barret 00]. Bien que les fondements de la technologie soient connus depuis le milieu des années 60, le terme ULB a été utilisé pour la première fois en 1989 par la défense américaine DoD (Department of Defence).

Plusieurs publications menées principalement par Bennet et Ross [Bennet 78] ainsi que Taylor [Taylor 95] présentent des études intéressantes sur l'émission et la réception d'impulsions en bande de base dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde. Le premier brevet déposé en 1973 portant sur un système de communication à base de signaux ULB [Ross 73] a été suivi en 1974 d'une première commercialisation d'un radar de sol basé sur l'émission et la détection d'impulsions en bande de base [Morey 74].

Le domaine des systèmes de communications a connu une évolution remarquable depuis 1998 avec l'explosion de l'économie, de l'Internet et des télécommunications. Cette évolution est soutenue par le secteur industriel qui vise des débits toujours plus élevés avec une meilleure qualité de service. La technologie ULB, depuis son apparition à aujourd'hui, suscite un grand intérêt dans le domaine des communications grâce à sa très large bande qui donne la possibilité d'accéder à de très hauts débits avec une bonne résolution temporelle.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps le principe de la technologie ULB ainsi que ses principales caractéristiques et atouts. Ensuite, nous abordons les principaux avantages et inconvénients de la technologie ULB. Nous dressons ensuite l'état actuel à travers le monde de la réglementation et de la normalisation de cette technologie et enfin nous présenterons les différents domaines d'applications ainsi que les projets ULB existants à ce jour.

1.2 Principe de la technologie ULB

La technologie Ultra Large bande (Ultra Wide Band) est fondée sur l'émission de trains d'impulsions très brèves occupant un spectre très large (de l'ordre de 1 à quelques GHz). La courte durée des impulsions émises (de l'ordre de 100 ps à 1ns) favorise une transmission robuste dans un canal multi-trajets. Les impulsions peuvent servir à transmettre des données par modulation en position ou en polarité ou encore d'autres types de modulations, que nous traitons dans le chapitre suivant.

La première définition donnée par Taylor [Taylor 95] consiste à dire que tout système occupant une bande de fréquence supérieure à 500 MHz dont la bande fractionnelle B_{frac} est supérieur ou égale à 25% est un système ULB. La largeur de cette bande est donnée par l'équation suivante :

$$B_{frac} = \frac{f_h - f_l}{f_c} \qquad (1.1)$$

où f_h et f_l présentent respectivement la borne supérieure et inférieure de la bande de fréquence du signal et f_c désigne la fréquence centrale du système et son expression est donnée par :

$$f_c = (\frac{f_h + f_l}{2}) \qquad (1.2)$$

L'organisme de régulation américain : Federal Communication Commission (FCC) réserve la bande fréquentielle comprise entre 3.1 GHz et 10.6 GHz pour les systèmes de communication ULB sans fil en ajoutant les précisions suivantes [FCC 00] :

- La largeur de bande relative doit être celle mesurée à –10 dB en dessous de la puissance maximale.
- Un signal qui occupe plus de 1,5 GHz de bande passante est aussi considéré comme un signal ULB.

1.3 Comparaison aux autres standards

L'introduction des systèmes de radiocommunication ULB engendre les préoccupations de la FCC des puissances émises et des fréquences appropriées pour ne pas perturber les systèmes existants. La FCC impose donc une limitation sévère sur la puissance d'émission [FCC 02] et une bande de fréquence de [3.1 GHz à 10.6 GHz]. La densité spectrale de puissance autorisée est située sous le niveau d'émission non-intentionnelle imposé par les autorités de régulation (DSP limité à −41dBm/MHz), permettant d'émettre une puissance totale de 0,6mW (cf. Figure 1.1).

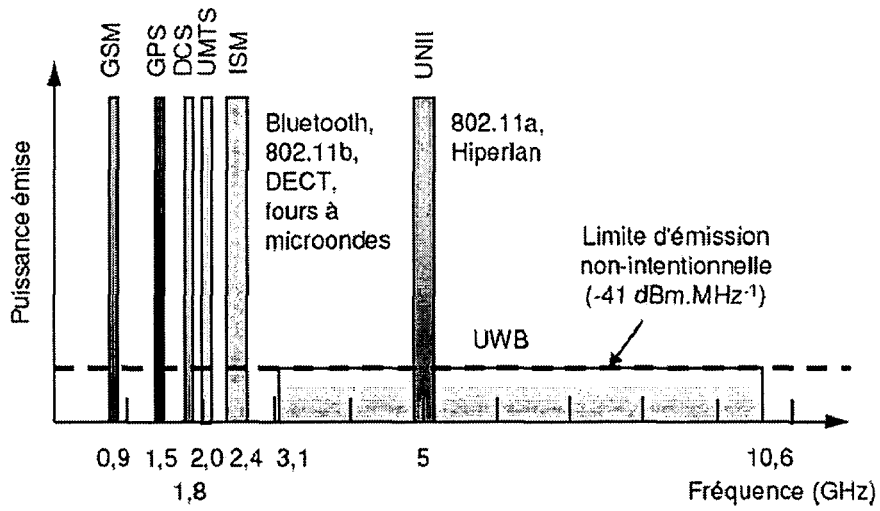


Figure 1-1 Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF

Les systèmes radio présents sur la figure 1.1 occupent différentes bandes de fréquences. La bande ISM accueille les systèmes Bluetooth, Wifi et DECT, et permet les émissions radio des appareils industriels comme par exemple, les fours à micro-ondes. La bande UNII est la bande occupée par les normes Wifi et HyperLan. L'industrie de la technologie ULB exploite des systèmes ULB de faible puissance de façon à améliorer l'utilisation du spectre et permettre la cohabitation avec les systèmes autorisés sans causer de brouillage. Dans le but de limiter les interférences des signaux ULB aux autres systèmes radio, les différentes autorités

de régulation se sont mises d'accord sur l'utilisation de la bande des 3,1 GHz-10,6 GHz pour des signaux ULB. Ainsi, une bande passante de 7,5 GHz peut être utilisée pour des signaux ULB sans interférence notable aux systèmes sensibles comme le GSM et le GPS [Guéguen 09].

Le tableau 1.1 suivant présente les différents standards existants à ce jour ainsi que leurs caractéristiques [Heidari 08].

Standard	SIG	Débit Max (Mbps)	Portée Max (m)	Bande de fréquence (GHz)	Largeur de bande
IEEE _802.15.1	Bluetooth	3 (PHY)	10 à 70	2.4	1 MHz
IEEE _802.15.4a	ZigBee	1	300	3.1 – 10.6 (USA)	5 MHz
IEEE _802.11a	WiFi	54	300	5	20 MHz
IEEE _802.11b	WiFi	11	300	2.4	22 MHz
IEEE _802.11g	WiFi	54	300	2.4	20 MHz
IEEE _802.11n	WiFi	300	300	2.4	22MHz
ECMA-368	WiMedia Alliance	480	10	3.1-10.6 (USA)	1.5 GHz
Systèmes cellulaires	4G-LTE	> 100			
IEEE _802.16	WiMax	70	50 Km		

Tableau 1-1 Comparaison de l'ULB avec les autres technologies sans fil

La technologie ULB peut être comparée à différentes technologies sans fil offrant un débit considérable comme le wifi qui atteint les 54Mb/s avec la norme 802.11a/g à une portée de 30 m ou encore le Bluetooth 1.1 permettant d'obtenir un débit de 1 Mbit/s et qui restent faible par rapport à la nouvelle norme 802.11n qui offre un débit de 300Mb/s.

Le débit mentionné pour chaque norme est calculé à une distance nulle. Le débit réel présente 20-40% de débit théorique. Donnons l'exemple du wifi qui est à 54Mb/s c.à.d. 11-22Mb/s dans les meilleures conditions. Le débit offert dépend d'une part du placement de l'émetteur et récepteur et de l'efficacité du système d'autre part. Nous soulignons que l'ULB a une meilleure efficacité par rapport au wifi, vu que son taux d'inefficacité est de 15% pour une transmission vidéo contrairement au wifi qui remonte à 60%.

La comparaison du standard 802.15.3a avec les autres standards en termes du débit et de la portée est illustrée dans la figure 1.2.

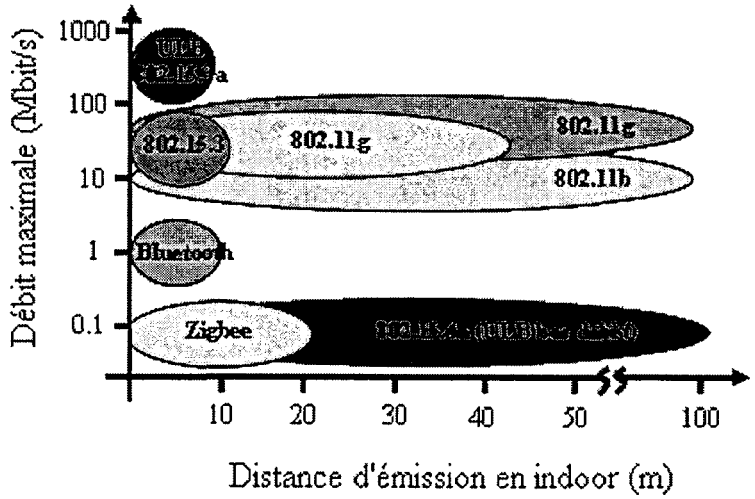


Figure 1-2 : Positionnement de l'ULB par rapport aux standards existants en termes de débit et de portée

Afin de mieux comprendre l'intérêt des systèmes ULB on présente ici leurs avantages, leurs inconvénients ainsi que leurs principales applications.

1.4 Avantages et inconvénients de l'ULB

1.4.1 Les avantages

L'ultra large bande offre les avantages suivants :

- Les signaux ULB ont une faible densité spectrale de puissance, étant donné que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB une faible probabilité de détection et d'interception [ElBahhar 03].

- Les signaux ULB interfèrent peu ou pas avec d'autres signaux, tels les signaux à bande étroite, car leur puissance est très faible sur la petite partie du spectre concernée. Donc leur utilisation permet de garantir une plus grande sécurité [Lamari 07].

- Les signaux ULB possèdent une bonne capacité de pénétration grâce à leur grande largeur de bande. Ils peuvent ainsi traverser des surfaces, telles que les murs, contrairement à d'autres technologies comme par exemple l'infrarouge [Pecastaing 01].

- Les signaux ULB souffrent très peu de l'influence des trajets multiples, car, grâce à la brièveté des impulsions ULB, le signal direct arrive bien avant ceux correspondant aux chemins secondaires, sans qu'aucun recouvrement ne se produise [Sakkila 09].

- Les systèmes basés sur la technologie ULB ont une meilleure capacité. En effet, Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B.\log_2(1 + SNR) \qquad (1.4)$$

B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit [Babour 09].

En se basant sur cette formule, nous pouvons souligner que l'augmentation de la capacité d'un système est liée à l'augmentation sa bande passante. D'où la technique ULB qui réponde bien à cette condition.

- Les systèmes ULB présentent un bon compromis grâce à leur simplicité et au coût faible des composants.

1.4.2 Les inconvénients

Les systèmes de communication ULB présentent quelques limites que nous citons ci-dessous :

- Les différentes composantes fréquentielles du signal ne se propagent pas à la même vitesse. Des phénomènes de dispersion en fréquence peuvent alors apparaître. Par exemple dans la bande de 0 à 3GHz, les ondes ne se propagent pas de la même vitesse surtout dans un environnement de propagation hétérogène [Elbahhar 03].

- L'atténuation non uniforme des différentes composantes fréquentielles peut conduire à des phénomènes de distorsion en fréquence [Lombard 07].

- Les signaux ULB sont filtrés par les antennes. Le défi est de concevoir des antennes de petite taille et efficaces sur toute la bande de fréquence utilisée (antenne ultra-large bande) [Lamari 07].

- Le système ULB n'atteint pas pour le moment les performances des systèmes optiques à grands débits (de l'ordre de plusieurs Gbits/s).c'est ce problème qui sera abordé dans cette thèse : concevoir un système de communication ULB capable de transmettre des débits très élevés (> Gbits/s).

La commercialisation des systèmes de radiocommunication ULB nécessite une réglementation et normalisation universelle au niveau des ressources en fréquence et en puissance.

1.5 Réglementation et normalisation de l'ULB

Dans le cadre de divers services de radiocommunication, les organismes de gestion du spectre interviennent pour contrôler l'usage de la précieuse ressource spectrale, afin d'assurer la coexistence de tous les utilisateurs du spectre électromagnétique. Nombreux sont les travaux qui visent l'élaboration des normes et règlements pour l'introduction et l'utilisation des systèmes ULB à travers le monde.

Les Etats-Unis sont les premiers à avoir traité le problème inédit de la réglementation de la technique ULB. En 2002, la FCC a proposé un compromis entre le respect des applications existantes et l'autorisation de déploiement de nouvelle technologie ULB. Dans le reste du monde, les organismes de réglementation restent méfiants. En Europe, par exemple, il est

envisagé d'imposer des contraintes sur les émissions des systèmes ULB plus strictes que la réglementation américaine.

1.5.1 Aux Etats-Unis

En 1998, l'autorité de régulation FCC a lancé ses travaux sur l'ULB aux Etats-Unis [FCC 98]. En mai 2000, une première proposition de régulation est publiée Notice of proposed rule making qui aboutit au texte de régulation Report and order [FCC 00]. En février 2002, la FCC publie son rapport nommé « First Report and Order » [FCC 02] qui réglemente des émissions ULB.

Les règles de régulation du spectre ULB de la FCC permettant d'émettre des signaux principalement sur la bande en respectant une densité spectrale de puissance inférieure aux règles déjà en place pour les émissions radio non intentionnelles.

La FCC définit un masque d'émission des signaux ULB pour les systèmes de communication pour des applications à l'intérieur (Indoor) et à l'extérieur (Outdoor). Ce masque est représenté dans la figure 1.3 ci-dessous. La puissance de ces signaux est limitée dans la bande [3.1 GHz 10.6 GHz].

Dans toute bande de 1 MHz comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyenne sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas dépasser −41.3 dBm/MHz. De plus, la FCC a défini le signal ULB étant un signal avec une bande de fréquence instantanée à −10 dB supérieure à 500 MHz ou un signal dont la largeur de bande relative à −10 dB est supérieure à 20% de la fréquence centrale. Par ailleurs, la réglementation de la FCC, propose de limiter la puissance crête émise (1.5). Cette puissance ne devrait pas dépasser un certain niveau P (en dB) au-dessus de la limite moyenne d'émission permise par la « partie 15 » des règles de la commission [FCC 00].

$$P = 20 + 20\log_{10} \frac{(\text{la largeur de bande à -10 dB du signal en Hertz})}{(\text{la largeur de bande minimale à -10 dB en Hertz})} \qquad (1.5)$$

Les premières applications visées par la réglementation FCC sont les systèmes d'imagerie et surveillance. Parmi eux on trouve tout d'abord le GPR, radar qui permet d'obtenir des images d'objets enfouis dans le sol. Le second système concerne le sondage de parois permettant d'y localiser des objets tels que des tuyaux, des câbles, etc. Enfin, le troisième est le système d'imagerie à travers les murs permettant la visualisation d'objets situés dans une autre pièce. Ces systèmes peuvent utilisés par les équipes de sécurité publique pour sauver des personnes. La FCC a également prévu d'autres applications comme imagerie médicale utilisant la bande entre 3.1 et 10.6 GHz. La dernière catégorie d'applications réglementées par la FCC concerne les systèmes radars embarqués dont la bande autorisée est comprise entre 24 et 29 GHz [Guéguen 09].

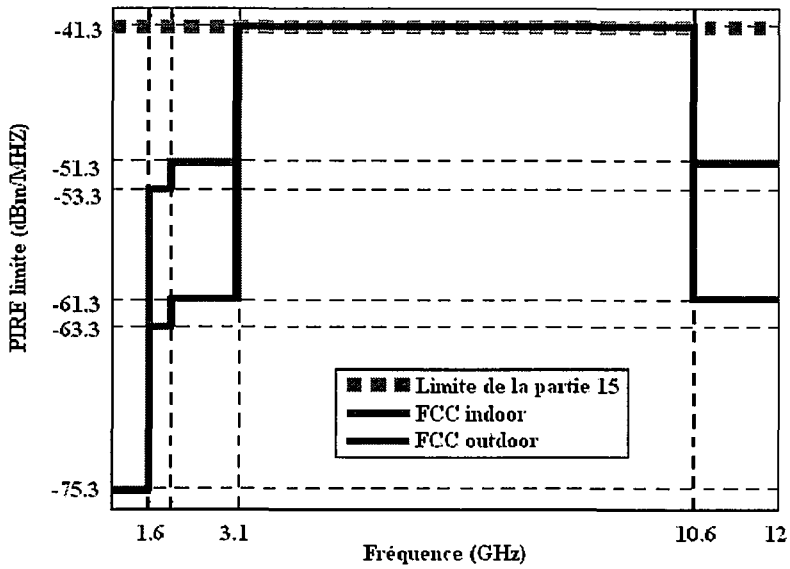


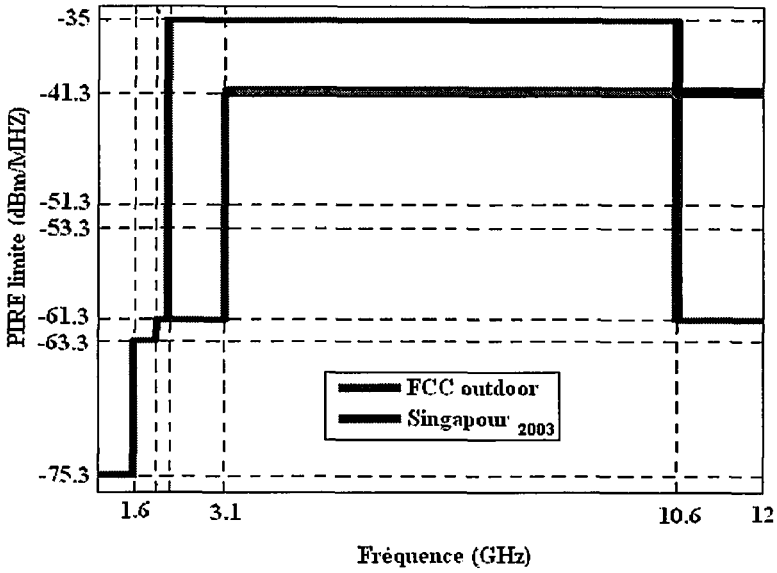
Figure 1-3 Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en intérieur (Indoor) et en extérieur (Outdoor) des signaux ULB

1.5.2 En Asie

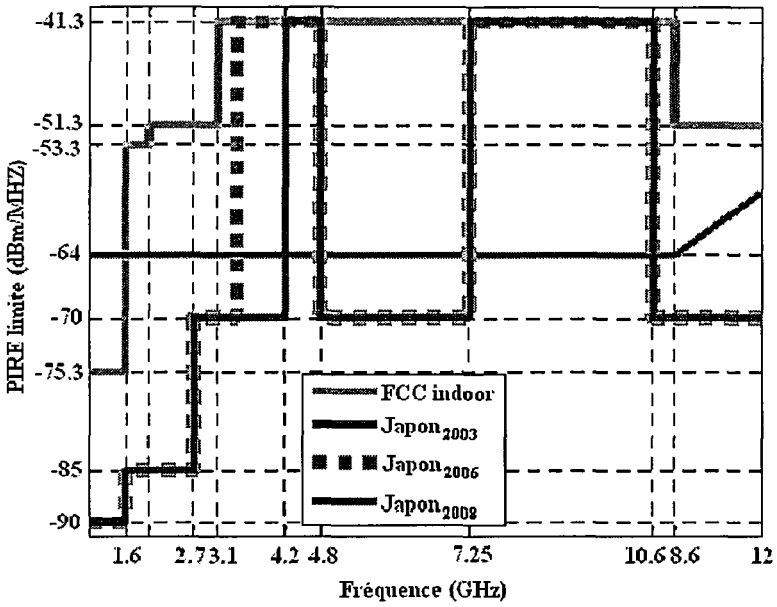
En Asie, le Japon et Singapour sont les premières qui se sont occupées de la régulation de l'ULB. Dès septembre 2002, le groupe de travail *Information and Communication Technology Sub-Council* au Japon a présenté ses premières investigations sur la technologie ULB au ministère des télécommunications, afin de préparer la régulation de l'ULB. Les règles fixées par le Japon pour les émissions radio non intentionnelles sont bien plus strictes qu'aux États Unis ou en Europe, avec une marge de plus de 20dB dans la bande [3.1GHz, 10.6GHz].

L'autorité singapourienne *Infocomm Developpement Authority (IDA)* a créé, en 2003, une zone de recherche sur l'ULB, appelé ULB *friendly zone,* permettant la mise en place des tests et des démonstrateurs à Singapour avec des expérimentations utilisant des émissions de puissance jusqu'à 10dB au-dessus de la limite de la FCC et une bande s'étalant de 2GHz à 10GHz.

Dès février 2002, afin, les organismes Singapouriens ont autorisé l'émission de ces signaux pour une période expérimentale de 2 ans en respectant le masque, illustré sur la figure 1.4.a dans le but d'étudier la coexistence des systèmes ULB avec les applications déjà existantes dans ces zones géographiques et définir ensuite une réglementation des émissions des signaux ULB.



(a)



(b)

Figure 1-4 Progression des réglementations de l'émission des signaux ULB en Asie : Singapourienne (a) et japonaise (b).

Au Japon, le ministère de l'intérieur et de la communication (MIC) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux ULB sans licence en 2005 sachant que les études sur la réglementation ont commencé bien avant (en 2003) avec des niveaux de puissance très faibles (-64dBm) (cf. figure1.4.b).

Une régularisation d'émission des signaux ULB en Indoor a été définie en 2006 [Soumu 06]. Elle définit sur deux bandes de fréquence, une première comprise entre 3,4 et 4,8 GHz qui impose d'utiliser les mécanismes DAA présentés auparavant, et une deuxième comprise entre 7,25 et 10,25 GHz qui est moins contraignante (pas de DAA).

1.5.3 En Europe

En Europe, l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) se charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes. Il travaille en collaboration avec un groupe du CEPT *(Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications)* dont les tâches sont d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes déjà existants et de prendre les décisions finales concernant la réglementation du spectre [Porcino 03].

Les dispositifs conformes aux normes ULB acceptées actuellement par les Etats-Unis peuvent créer des interférences avec les réseaux sans fil qui fonctionnent sur d'autres fréquences en Europe. Etant beaucoup plus prudente, en termes de sécurité, pour l'ouverture de son spectre, l'UE a établi des contraintes sur les émissions des systèmes ULB plus strictes que la réglementation américaine, en diminuant particulièrement la largeur des bandes allouées.

L'ETSI propose dès 2002, d'adapter le masque en escaliers de la FCC en un masque dont les transitions sont progressives (figure 1.5.a). Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes « indoor » fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, sans réduire les performances du système ULB entre 3.1 et 10.6 GHz.

En revanche, pour les systèmes « outdoor », l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit −61,3 dBm/MHz.

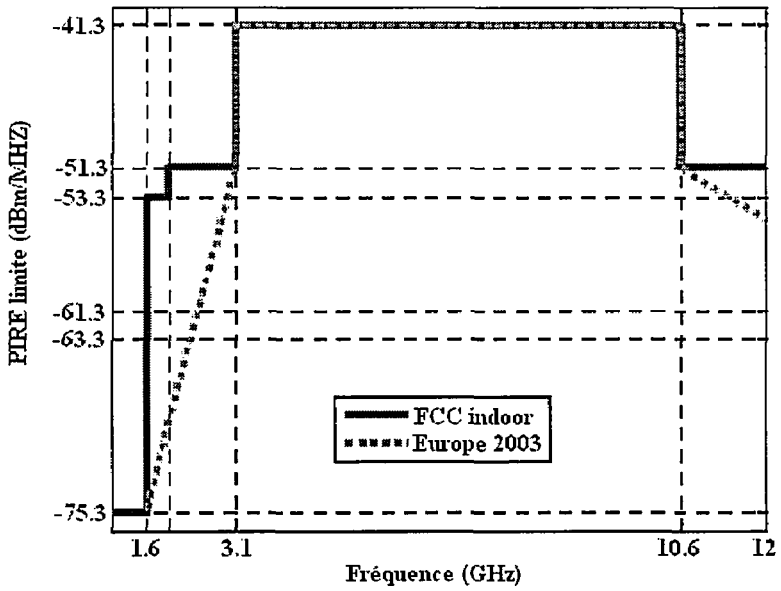
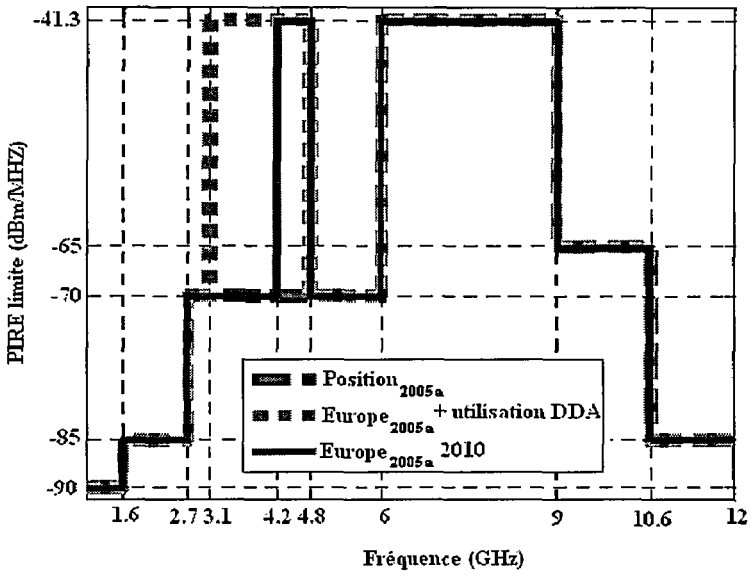


Figure 1-5 .aProgression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI en 2003

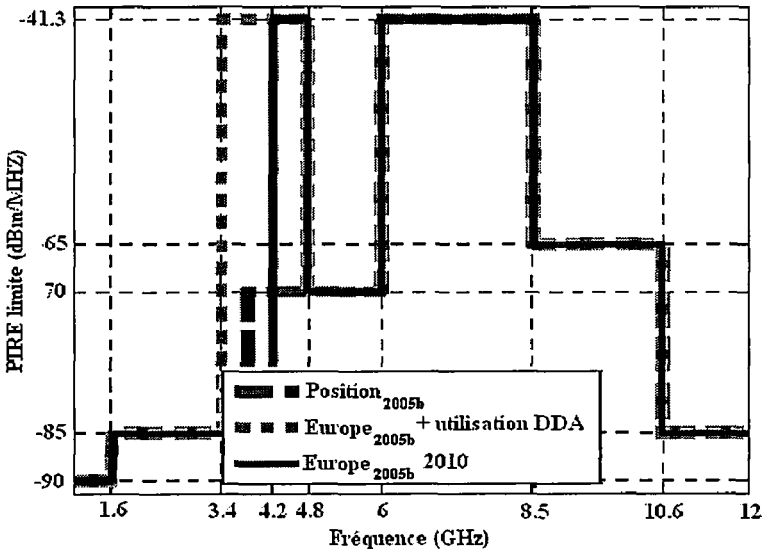
En 2005, l'organisme de régulation ECC (Commission Européenne de Communication) qui intervient pour faciliter les échanges entre l'ETSI et la CEPT. Un rapport est publié portant sur les normes au niveau du matériel [CEPT 05] et [ETSI 05] où il propose des masques, comme le montre la figure 1.5.b La restriction des masques est plus contraignante afin de protéger avec des barrières de près de 30dB les bandes ISM (Industriel, Scientifique et Médical) centrées autour de 2,45GHz et de 5,8GHz qui sont réservées aux réseaux sans fils tels que Bluetooth ou Wifi. Cette restriction limite les transmissions de signaux ULB dans la bande

comprise entre 6 GHz et 9 GHz. Toutefois, l'émission est autorisée sur la bande entre 3,1 GHz et 4,8 GHz à condition d'implémenter des techniques approuvées de réduction d'interférences, telle que DAA (Detect And Avoid) et d'un faible rapport cyclique LDC (Low Duty Cycle) afin d'assurer la compatibilité avec les autres services opérant dans cette bande [URSI 06]. L'utilisation de la bande entre 4,2 et 4,8 GHz reste libre jusqu'au 30 Juin 2010.



(b)

Figure 1.5.b : Progression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI, première proposition de 2005

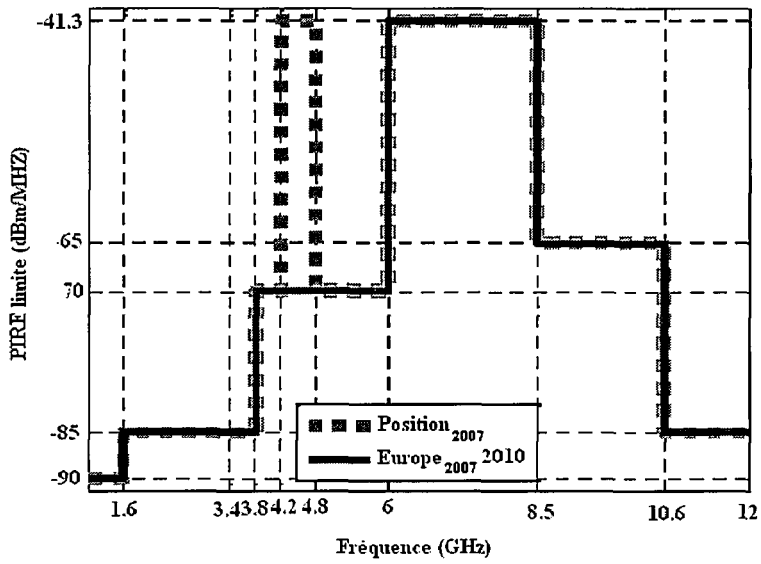


(c)

Figure 1.5.c : Progression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI, seconde proposition de 2005

En février 2006, un nouveau gabarit, illustré sur la figure 1.5.c, a été proposé suite aux demandes exprimées en réponse à la consultation publique [CEPT 06]. La transmission des

signaux ULB n'est autorisée que dans les plages fréquentielles comprises entre 3,4 et 4,8 GHz et entre 6 et 8,5 GHz avec l'utilisation impérative des mécanismes DAA jusqu'en 2010.



(d)

Figure 1.5.d : Progression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI en 2007

En février 2007, la dernière normalisation des émissions des signaux ULB en Europe a été établie comme illustrée dans la figure 1.5.d. Pour la bande de fréquence comprise entre 6 et 8,5 GHz, ce masque reste le même que celui de 2005, en revanche la bande comprise entre 3,4 et 4,8 devient plus restreinte et sera totalement supprimée en 2010 [OJEU 07].

Pour conclure, on note une nécessité de rendre unique la réglementation au niveau international. De plus, les interférences restent la grande problématique de réglementation de l'ULB. Cette problématique provient de l'effet de l'utilisation de plusieurs systèmes ULB dans le même environnement. En effet, l'agrégation de centaines de ces appareils, créant une somme de signaux qui peut éventuellement interférer avec d'autres systèmes. La communauté scientifique de l'ULB continue la recherche à ce sujet afin de pouvoir quantifier le niveau d'interférences.

1.6 Applications potentielles de la technologie ULB

Durant ces dernières années, la transmission ULB a connu un intérêt important aussi bien au niveau académique qu'industriel pour des applications de communication sans fils [Withington 98], [Cavalec 01], [Win 98]. L'autorisation du développement des applications ULB est à l'origine de la création de deux groupes de standardisation IEEE pour les communications bas et hauts débits. Deux standards industriels sont proposés :

- IEEE 802.15.4a [Héthuin 05] offrant un débit inférieur à 2 Mbits/s à une portée allant jusqu'à 300 mètres et une grande autonomie des batteries. Ce premier standard s'intéresse aux systèmes de localisation et de communication bas débit (potentiellement le ZigBee) qui appartiennent à la famille des LR WPAN (Low Rate

Wireless Personnel Area Network). Ces réseaux construits autour de la technologie ULB sont appréciés par leur faible consommation, faible coût et de la possibilité de localisation fine.

- IEEE 802.15.3a. offrant un débit maximal de 480 Mbit/s à très courte portée inférieure à 10 mètres, conçu principalement pour les réseaux personnels de types WPAN (Wireless Personnel Area Network) et WLAN (Wireless Local Area Network). Ce deuxième standard fournit une couche physique ULB radio permettant des communications multibandes hauts débits. Concernant les communications à haut débit, les propositions actuelles reposent sur des solutions dérivées des techniques traditionnelles à bande étroite [Bahri 09].

En 1999, le standard de communication radio haut débit a été mis en place. En effet, plusieurs applications basées sur la technologie ULB ont été proposées. Dans cette thèse, nous nous focalisons essentiellement sur celles spécifiques à l'ULB haut débit. Les potentielles applications sont détaillées ci-dessous et se divise en plusieurs catégories (cf.figure1.6):

- Multimédia et domotique
- Domaine Industriel
- Domaine de Transport
- Domaine Médical

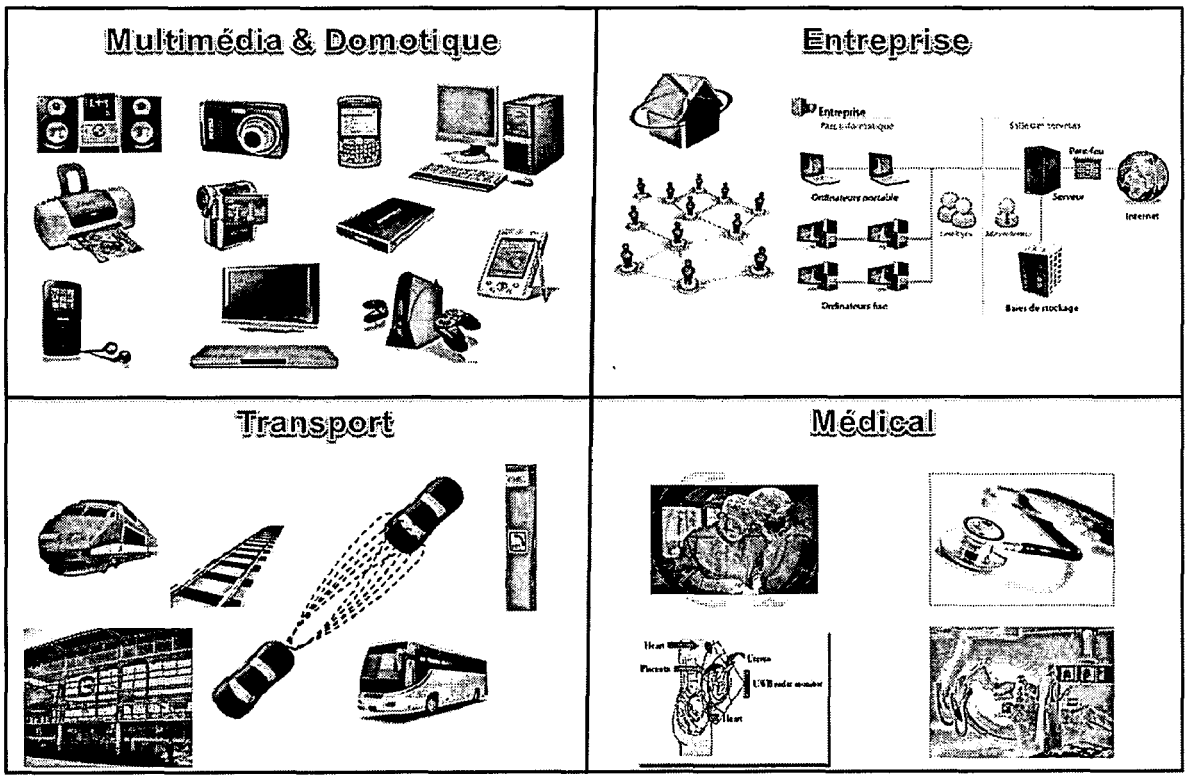


Figure 1-6 : Les différentes applications de l'ULB

1.6.1 Multimédia & domotique

Les applications multimédias ne cessent de se développer suite à la croissance de la mobilité des utilisateurs qui met en évidence la nécessité de réduire le nombre de câbles reliant les dispositifs. Les applications visées étant, par exemple, le transfert de données entre appareils multimédias tels que des fichiers volumineux sur un appareil portatif ou l'affichage du contenu d'une caméra vidéo sur un écran [Guéguen 09]. Ces applications requièrent en général des débits de transmission importants et imposent des contraintes de qualité de services. Les appareils concernés sont nombreux et peuvent être utilisés par un large public.

L'arrivée de certains moyens de communications hautes définitions notamment la télévision TVHD fait l'objet de l'apparition de nouveaux besoins. Par exemple, la transmission de plusieurs flux HDTV requiert des débits élevés de l'ordre de centaines de mégabits par seconde. Afin de répondre aux attentes du grand public par rapport à l'augmentation du débit, l'IEEE a mis en place en 2003 le standard 802.15.3a qui reprend les contraintes formulées par le groupe IEEE 802.15.3 avec un plus au niveau du débit. Ce nouveau standard permet d'accéder à des débits allant jusqu'à 480 Mbits/s. L'objectif de l'ULB est de promouvoir une solution qui permet d'augmenter le débit et ainsi réduire les durées de transfert de fichier de grande taille passant de quelques heures en quelques minutes voire quelques secondes.

L'installation des réseaux personnels ULB sans fil pourraient ainsi offrir une communication rapide entre les différents appareils utilisés à la maison tels que téléviseurs, magnétoscopes, chaînes stéréo et ordinateurs qui pourront communiquer entre eux sans être reliés par des câbles. De même, dans un espace bureau, des liaisons ULB sans fil pourraient remplacer les connexions filaires entre ordinateurs, écrans, claviers, souris, haut-parleurs et imprimantes.

La première application de l'ULB proposée est inspirée de l'USB (Universal Serial Bus) qui assure la connexion entre les périphériques informatiques. CWUSB (Certified Wireless USB) est basée sur la technologie ULB, ou plus exactement sur le WiMedia dans le but d'établir une connexion sans fil à haut débit pour le transfert de données entre différents périphériques. Le concept s'approche de celui l'USB classique avec quelques améliorations. Le challenge pour une telle innovation est d'optimiser l'USB classique pour offrir à l'utilisateur plus de performance en gardant la même puissance et la même facilité d'utilisation sans négliger la sécurité. La figure 1.7 ci-dessous montre les applications offertes par un tel dispositif.

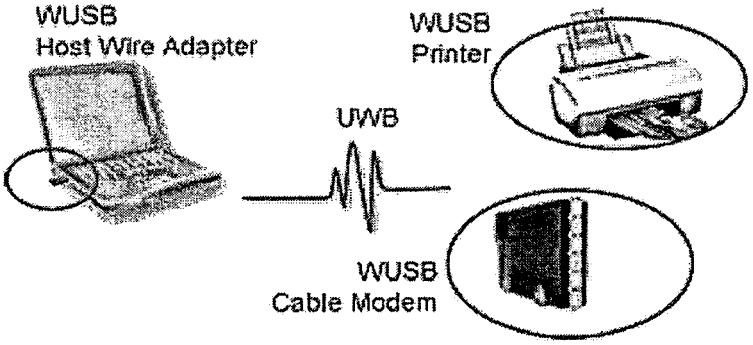


Figure 1-7 Exemple d'application WUSB

Cette nouvelle technologie cible aussi bien les entreprises que les domiciles avec une distance maximale de 10 mètres. La large bande de fréquence (3-10GHz) permet d'éviter toute interférence avec les systèmes WLAN 802.11 (2.4GHz). Grâce à la CWUSB, connecter un téléphone portable avec une imprimante et un PC devient une tâche facile qui demande juste

d'appuyer sur une touche de chaque périphériques afin d'imprimer ou de transférer des photos par exemple [Wood 08].

L'émergence des périphériques multimédia (musique, vidéo etc.) ayant de plus en plus de capacités (80GB) exigent d'avoir une facilité de déplacement de ces données d'un périphérique à un autre. Le transfert des fichiers de grande capacité est parmi les majeures applications demandant à la fois le très haut débit et la rapidité. A titre d'exemple, pour transmettre des flux vidéo à pleine haute définition sans compression ni perte de qualité, depuis une source vidéo (tuner, platine Blu-ray, décodeur...) vers l'écran plat, la technologie WiFi limitée au niveau du débit demande une durée de temps importante (quelques heures) pour accomplir cette tâche. Avec l'ULB et grâce à son débit élevé (480Mb/s), cette transaction ne prendra que quelques minutes.

Le transfert d'un fichier d'une taille importante d'un PC à un autre périphérique comme scanner ou encore imprimante, en quelques minutes, reste une tâche infaisable avec les technologies existantes. L'ULB a la capacité de satisfaire ce genre de transactions.

1.6.2 Industrie et entreprise

Face aux difficultés d'implémentation, la technique ULB a été réservée dans un premier temps aux applications militaires mais suite aux progrès de la technologie, elle a connu à partir des années 1980, un regain d'intérêt auprès des industriels.

Les environnements concernés par les applications ULB sont essentiellement indoor. Dans des contextes de bureaux d'entreprise ou industriel, l'environnement est caractérisé par une organisation de l'espace différente de celle du contexte résidentiel.

Le milieu industriel se distingue par de grands volumes aménagés d'objets métalliques de taille importante. Ces caractéristiques sont à l'origine d'une forte densité de trajets et d'une durée d'étalement longue. Parmi les applications visées par la technologie ULB dans ce milieu, on cite :

- La localisation de marchandises dans les entrepôts des usines
- La gestion des emplacements des palettes suite à une identification des codes-barres et du poids.
- La surveillance et control des accès des personnes
- La localisation des intrus
- L'étiquetage
- La détection de niveau de liquide

Les fonctionnalités ciblées par les entreprises s'approchent fortement de celles utilisées en milieu résidentiel. On cite par exemple :

- La sauvegarde des données
- La connexion aux imprimantes et aux scanners
- Le transfert de fichier volumineux
- La connexion entre les téléphones portables, les PDA ou encore les tablettes Ipad.

1.6.3 Transport

Les applications ULB sont de plus en plus demandées aussi bien au niveau des transports terrestres que ferroviaires. Ces applications concernent les systèmes permettant d'établir une communication entre les véhicules ou entre véhicule et infrastructure.

L'objectif général est de construire un capteur radar à capacité de communication permettant, à terme, par adjonction de plusieurs capteurs de même type de créer une ceinture de sécurité immatérielle à 360 degrés autour du véhicule. Cette barrière s'avèrerait ainsi apte à détecter et à localiser précisément tout objet dans l'environnement immédiat du véhicule et établir une communication fiable à haut débit entre les véhicules et entre les véhicules et l'infrastructure. Cette « ceinture de sécurité » permet de détecter les obstacles environnants dans différents scénarios de conduite automobile. La figure 1.8, issue de la norme ETSI relative aux radars automobiles à courte portée précise ce concept [ETSI 05]

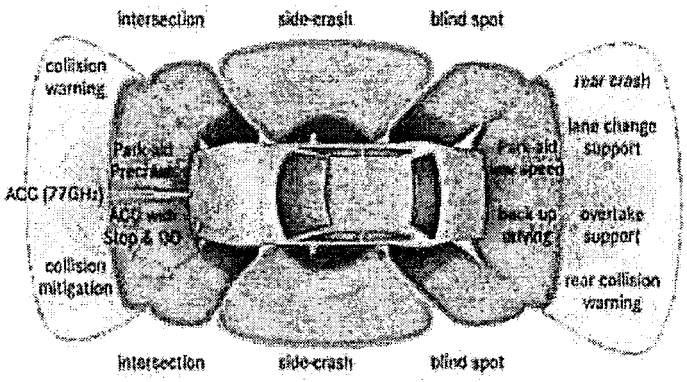


Figure 1-8 Les différentes fonctions possibles (ETSI)

Ceinture de sécurité virtuelle autour d'un véhicule par association de plusieurs radars à courte portée. Ces capteurs permettront de remplir simultanément quartes fonctions :

- La détection d'obstacles mobiles ou fixes, soit encore la fonction radar.
- La localisation: relative précise du véhicule par rapport aux autres véhicules situés par exemple dans un peloton.
- La communication inter-véhicules permettant des échanges de données visant à permettre une anticipation de la tâche de conduite automobile par mutualisation de données entre véhicules proches (échange des données de localisation relative précise précédente et localisation absolue par capteur GNSS proprioceptif) .
- La communication véhicule/infrastructure permettant des échanges de données visant à échanger les informations concernant la tâche de conduite (état de la route...)

1.6.4 Domaine médical

L'utilisation de la technologie ULB dans le domaine médical est une des tendances de recherche ces dernières années. Ce domaine nécessite des transmissions sûres avec des débits élevés (imagerie...) et des localisations avec une précision accrue.

Les premières utilisations du radar ULB dédiés aux applications médicales ont commencées en 1993. En 1999, de nombreux travaux se sont intéressés aux applications envisagées qui permettent la surveillance du patient sans l'utilisation de fil [Pan 08]. Cette technologie peut être utilisée pour la cardiologie, la neurologie, la pneumologie et l'échographie obstétricale.

Les systèmes basés sur la technologie ULB permettent d'assurer les actions suivantes :

- Le calcul du système cardiaque
- Le transfert de dossiers médicaux (résultats d'analyses, rapports médicaux, radio, échographie...) d'un poste fixe à une tablette portée par le médecin.
- Le transfert des données des différents capteurs sans fil médicaux (tensiomètres, thermomètre,...) ce qui laisse une liberté de mouvement au patient.
- La surveillance des salles de stockage des médicaments [Xu07].
- La surveillance des déplacements du patient dans la chambre d'hôpital
  La surveillance des signes vitaux (voies respiratoires...).

1.7 Quelques projets ULB

1.7.1 MICS-UWB

Le projet MICS-UWB (Mobile Information and Communications Systems- ultra large bande) est un des six projets du MICS qui sont exécutés dans le domaine des réseaux de capteurs sans fil au sein du centre national de compétence en recherche (NCCR). Ce projet est soutenu par le fonds national suisse. Le projet MICS-UWB est basé sur l'Ultra large Bande (ULB) ainsi que la robotique mobile. L'objectif est de construire un système qui permet à une équipe de robots mobiles de se localiser avec une grande précision (de l'ordre de quelques centimètres), très fréquemment (environ une fois par seconde) et en toute sécurité, afin d'effectuer certaines actions tel que le nettoyage. Une plateforme de développement basée sur les robots mobiles est sélectionnée. Le développement des implémentations des circuits intégrés au niveau de l'émetteur est basé sur l'ULB.

Les partenaires du projet sont principalement des académiques :

- Ecole polytechnique fédérale de Lausanne (EPFL)
- Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique (CSEM)
- Centre de recherche en Systèmes de Communications (EURECOM)
- Laboratoire pour les communications et les applications (LCA)
- Laboratoire d'électromagnétisme et d'acoustique (LEMA)

1.7.2 WALTER

Le projet WALTER (Wireless Alliance for testing Experiment and Research) est un projet de recherche européen qui a démarré en 2008, pour une période de 2 ans. Il comprend huit partenaires d'Europe, Israël et la Chine. Les partenaires de ce projet sont des industriels (AT4 wireless,Wisair,CTL,,...), des instituts de recherche (JRC, IPSC...) ainsi que des organismes de normalisation (ETSI,TMC) .Ce projet vise à développer les moyens nécessaires permettant e mesurer et tester les signaux ULB haut débit. Le but est d'effectuer des tests sur les réseaux

sans fil haut débit qui couvrent les besoins émergents de la recherche et de l'industrie. Déjà en cours de normalisation aux États-Unis, et soutenue par la WiMedia Alliance, l'ULB sera la base des générations de Bluetooth ou USB et réseaux personnels sans fil. L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) poursuit l'harmonisation de la normalisation pour favoriser l'adoption de l'ULB en Europe qui est en retard par rapport aux Etats-Unis. Le projet WALTER a pour objectif de réaliser des tests permettant de surmonter les problèmes technologiques associés aux mesures des signaux de très hautes fréquences. Basé sur une analyse profonde des besoins et sur une définition précise des spécifications, ce projet sera suffisamment souple pour répondre à la fois à des besoins industriels à court terme et académiques à long terme.

1.7.3 UCELLS

Le projet UCELLS (Ultra-wide band real-time interference monitoring and CELLular management Strategies) a débuté en 2007. L'objectif principal du projet UCELLS est d'étudier et de démontrer les capacités des cellulaires ULB utilisant un système de surveillance du spectre basé sur la performance du convertisseur ADC, afin de permettre la coexistence de manière efficace avec les actuels et futurs mobiles et fixes et la compatibilité des systèmes de communications sans fils basés sur l'ULB avec des systèmes sans fil existant (cf.figure1.9).

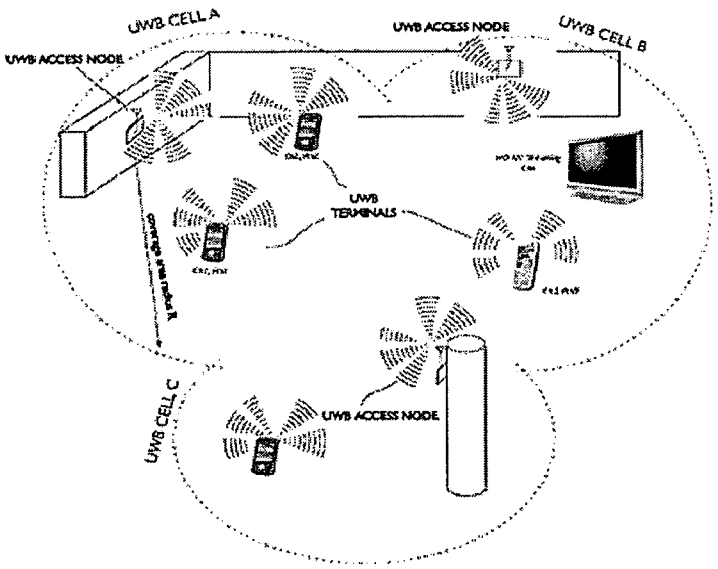


Figure 1-9 Fonctionnalités des cellulaires ULB et la gestion des nœuds d'accès

Les partenaires académiques sont :

- UPVLC-NTC (Université Polytechnique de Valence)
- ESAT-SCD (division « Signaux et systèmes » de l'université catholique de Louvain)
- IST (Institut Supérieur de Technologie de Lisbonne)
- Université de Rennes 1

Les partenaires industriels sont :

- WISAIR
- DAS Photonics
- IMST
- SIRADEL
- EUSKALTEL

1.7.4 UWB-DOMO

Le projet UWB-DOMO (Validation des technologies ULB dans les applications de télécommunications domestiques à haut-débit) a été conclu en 2004. L'objectif de ce projet est de se servir de la plate-forme ouverte ULB du GET pour étudier les architectures ULB à faible coût et basse consommation qui visent les applications de télécommunications domestiques de type multimédia à haut débit. L'étude porte également sur la tendance industrielle à adopter un système multi-bande. De nouvelles méthodes de génération d'impulsion en bande passante sont envisagées ainsi qu'une conception d'antennes pour l'opération multi-bande. il est nécessaire de développer des méthodes de codage de canal et d'accès multiple adaptées à la topologie des réseaux domotiques. Afin de valider ces résultats, une démonstration réelle présentant un service à 20Mbit/s est mise en place [UWB-DOMO].

Les partenaires sont :

- Eurecom
- ENST
- INIT
- ENST Bretagne
- Turbo Concept

1.7.5 EUWB

Le projet EUWB (CoExisting Short Range Radio by Advanced Ultra-WideBand Radio Technology) est un projet de recherche européen constitué de 26 industriels majeurs avec un soutien considérable de la commission européenne de la recherche et développement. Ce projet a pour objectif d'améliorer considérablement la base de connaissances scientifiques sur la technologie ULB fournissant de nouvelles applications sophistiquées très demandées par plusieurs pays européens. Il a débuté en avril 2008 et a achevé en Juillet 2011.

Le projet est basé la technologie UWB-RT (Ultra Wideband - Radio Technology) permettant des communications sans fil à courte portée avec des débits allant jusqu'au Gigabit par seconde. L'application généralisée de cette technologie innovante sans fil facilitera la croissance d'un certain nombre de segments de marché tous différents, mais tous attirés par les caractéristiques uniques de l'ULB étant hautement évolutive à l'égard de la complexité, la portée, les coûts et le débit ainsi que la précision de localisation. La technologie ULB offre l'avantage de la coexistence des systèmes ULB avec ceux qui existent déjà. Il y a peu d'interférences avec les autres équipements électroniques par rapport aux solutions existantes. Plusieurs industriels européenne sont convaincus de ces avantages, et par conséquent sont à la demande de l'introduction des services ULB dans plusieurs domaines.

1.8 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de présenter la technologie ULB, ses avantages et ses inconvénients, ainsi que son positionnement par rapport aux autres systèmes existants. Le déploiement de l'ULB est soumis à des contraintes plus ou moins strictes dans chaque pays. Des masques de puissance sont mis en place afin d'imposer les règles d'émission des signaux ULB. De nombreuses applications sont visées par la technologie ULB et offrent des solutions technologiques alternatives intéressantes. Aujourd'hui, différentes approches de systèmes ULB sont proposées suivant les objectifs visés en terme de services (communication, localisation), de portée (faible ou moyenne) ou de débits (hauts débits ou bas débits). L'ULB trouve des applications dans plusieurs domaines, principalement en multimédia, domotique, transport et dans le domaine médical. Les systèmes de transmission ULB seront utiles pour les enregistrements des systèmes de stockage massif de données ou de vidéo haute définition qui nécessitent des temps de transfert trop longs(quelques heures) avec les systèmes de transmissions sans fil classique(Bluetooth ou Wifi). Nous abordons par la suite les techniques de codage et modulations utilisées en ULB.

Chapitre 2

Description d'une chaine de transmission ULB

Chapitre 2 24
2.1 Introduction 25
2.2 Les différentes techniques de modulation 25
2.2.1 Modulation d'impulsions en position (PPM) 25
2.2.2 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM) 26
2.2.3 Modulation par tout ou rien (OOK) 27
2.2.4 Modulation de phase (BPSK) 28
2.2.5 Modulation à M-états (M-BOK) 28
2.2.6 Modulation combinée (PAM/PPM) 29
2.2.7 Modulation par transmission de référence (TR) 29
2.3 Les différentes techniques de multiplexage 30
2.3.1 DS-CDMA (Direct Sequence – Code Division Multiple Access) 30
2.3.2 TH-CDMA (Time hopping - Code Division Multiple Access) 31
2.4 Association des modulations aux techniques d'accès multiple 31
2.4.1 PPM-TH-ULB 32
2.4.2 BPSK-TH-ULB 33
2.4.3 BPSK-DS-ULB 33
2.4.4 PPM-DS-ULB 34
2.5 Canaux ULB 35
2.5.1 Modèle IEEE 802.15.3a Indoor 35
2.5.2 Modèle IEEE 802.15.4a Outdoor 37
2.6 Introduction des récepteurs pour les systèmes ULB 37
2.6.1 Le récepteur cohérent 37
2.6.2 Récepteur non cohérent 38
2.7 Conclusion 39

2.1 Introduction

Le chapitre précédent était consacré à l'introduction de la technologie ULB, son principe ainsi que ces avantages et ces inconvénients. Le but de ce chapitre est de présenter un état d'art des différents éléments de la chaine de transmission ULB. Nous présentons au début les modulations, les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication ULB ainsi que la probabilité d'erreur de chaque modulation. Nous donnons les cas les plus utilisés, dans les communications ULB, d'association de modulation et de technique d'accès multiple Nous décrivons par la suite les principaux modèles de canal ULB rencontrés dans la littérature. Enfin, nous présentons les récepteurs Rake, qui sont adaptés aux canaux de propagation multi trajets. Ces récepteurs sont souvent utilisés par les systèmes de communication ULB.

2.2 Les différentes techniques de modulation

La modulation est un élément principal de la couche physique. Elle est définie par le processus de transformation de la forme initial du signal en une forme adaptée au canal de transmission. Il s'agit de la modification d'un ou plusieurs paramètres (fréquence, amplitude ou phase). Il existe deux types de modulations : la modulation binaire permettant de transmettre l'information sous forme de deux valeurs (1 ou 0) et la modulation M-aire, permettant de transmettre l'information à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires, le nombre d'états étant $M=2^n$. Le choix de type de modulation est imposé par diverses contraintes telles la largeur de bande disponible, le débit, les puissances autorisées et la complexité des émetteurs récepteurs [Lamari 07].

La modulation d'un signal ULB doit être réalisée en tenant compte du bruit et des interférences multiples afin de bien pouvoir reconstruire correctement l'information du départ. Les types de modulations les plus utilisés sont les suivants :

- Modulation de Position (PPM)
- Modulation d'Amplitude (PAM)
- Modulation Tout Ou Rien (OOK)
- Modulation de Phase (BPSK)

Les modulations récentes utilisées pour l'ULB sont :

- Modulation à M-états (M-BOK)
- Modulation combinée (PAM/PPM)
- Modulation par transmission de référence (TR)

2.2.1 Modulation d'impulsions en position (PPM)

La modulation PPM (Pulse Position Modulation) est la modulation la plus populaire dans la littérature. Elle a été développée en 1980 et appartient à la famille des modulations basées

sur le temps (TM-Time Modulation). Cette technique consiste à envoyer des impulsions avec un décalage δ par rapport à une référence. Par exemple $+\delta$ pour envoyer un 0 et $-\delta$ pour envoyer un 1 (cf. Figure 2.1). Lorsque la donnée à envoyer est 1, aucun décalage dans le temps n'est pris en compte, donc l'impulsion originale est envoyée. Lorsque la donnée à envoyer est égale à 0 un décalage est ajouté.

La forme typique du signal émis, utilisant une modulation PPM est donnée par l'expression suivante :

$$S(t) = \sum_{j=1}^{\infty} m(t - jT - \delta d_j) \qquad (2.1)$$

où

d_j représente le bit émis {0 ou1}
δ représente le paramètre de décalage
T représente la période de répétition
$m(t)$ représente la forme d'onde utilisée.

L'inconvénient de cette technique est que l'accès simultané par plusieurs utilisateurs n'est pas possible. L'utilisation d'un code pseudo-aléatoire de saut temporel (TH) [Lamari 07] permet de résoudre le problème. La modulation PPM est souvent utilisée en association avec la TH CDMA ou l'instant d'envoie dépend d'un code pseudo aléatoire propre à chaque utilisateurs. L'extension de cette modulation binaire à la modulation M-aire a été développée par Ramirez et Scoltz [Ramirez 01].

La probabilité d'erreur P_e, dans le cas de la modulation PPM, pour un canal blanc gaussien s'exprime comme suit:

$$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_d}{2}}\right) \qquad (2.2)$$

avec γ_d le rapport signal à bruit.

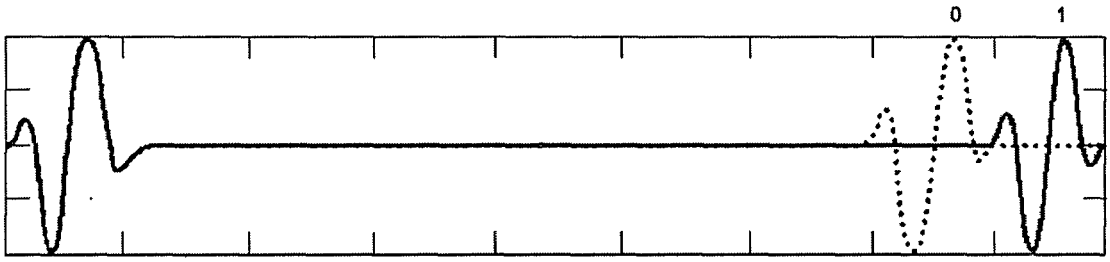


Figure 2-1 Modulation d'impulsion en position

2.2.2 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)

La modulation d'amplitude de l'impulsion, ou (Pulse Amplitude Modulation (PAM)), est une alternative à la modulation par position d'impulsion. Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états. La modulation PAM est la forme la plus simple de modulation d'impulsions. L'amplitude de chaque impulsion est proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal. Les amplitudes du signal les plus utilisées sont celles à deux états « 2-PAM» (1 et 0 c'est le cas d'une modulation identique à une

modulation tout ou rien, ou +1 et -1 cas d'une modulation identique à la modulation biphasée BPSK).
Cependant, le taux de modulation envisageable bride les performances du capteur. De plus, cette modulation s'avère sensible au bruit et aux brouillages de toute nature qui s'ajoutent à l'amplitude du signal.
La forme du signal émis, en utilisant une modulation PAM est donnée par l'expression suivante :

$$S(t) = \sum_{j=1}^{\infty} d_j m(t - jT) \qquad (2.3)$$

avec d_j représente un code binaire
T représente la période de répétition
$m(t)$ représente la forme d'onde utilisée

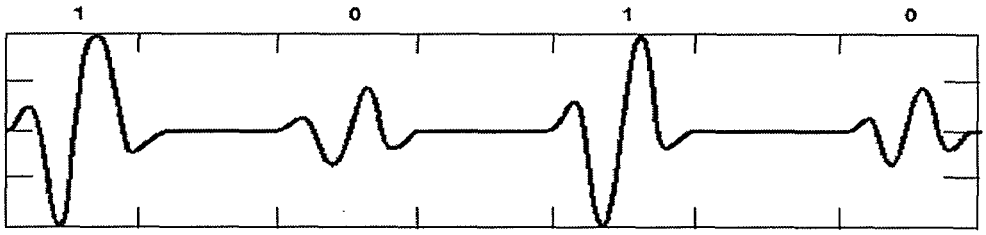


Figure 2-2 Modulation PAM

2.2.3 Modulation par tout ou rien (OOK)

La modulation Tout ou Rien (encore appelée par son abréviation anglaise OOK pour "On Off Keying") est un exemple de modulation d'amplitude. Un seul bit est transmis par période T. Par exemple, le bit 1 est représenté par la présence de l'impulsion et le bit 0 est représenté par l'absence du signal (cf.figure 2.3). L'avantage de cette modulation est qu'elle est simple à implémenter (un seul générateur d'impulsions) et est plus adaptée à un récepteur non cohérent, qui permet de tirer le meilleur profit de l'énergie disponible, quand elle associée à une modulation par seuillage [Aubert 05]. Mais elle souffre de quelques inconvénients, comme la perte de la synchronisation à la réception, et il s'avère impossible de différencier entre la présence du signal à l'état 0 ou l'absence totale du signal transmis. Pour éviter ce problème on utilise la modulation binaire BPSK.

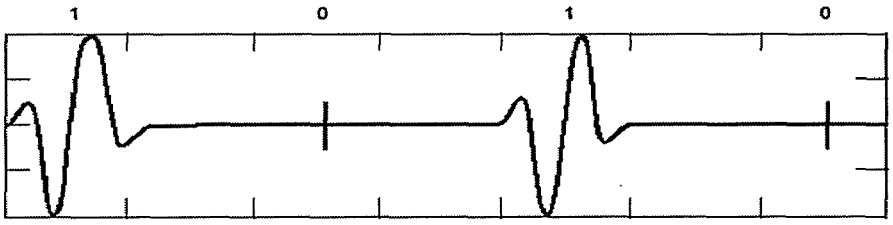


Figure 2-3 Modulation OOK

2.2.4 Modulation de phase (BPSK)

La modulation BPSK (Binary phase shift keying) est une modulation de phase à deux états, est plus complexe, mais les composants nécessaires sont très répandus de nos jours. Celle-ci présente un gain d'environ 6 dB de rapport signal à bruit par rapport à la modulation d'amplitude. Cette modulation est basée sur le codage de l'information par la polarité de l'impulsion. (par exemple, polarité positive si le bit est à 1 ou négative si le bit est à 0). La synchronisation reste simple avec ce type de modulation caractérisé par une position de l'impulsion fixe et un niveau de la phase variable. Le principe de cette modulation est illustré dans la figure 2.4 ci-dessous.

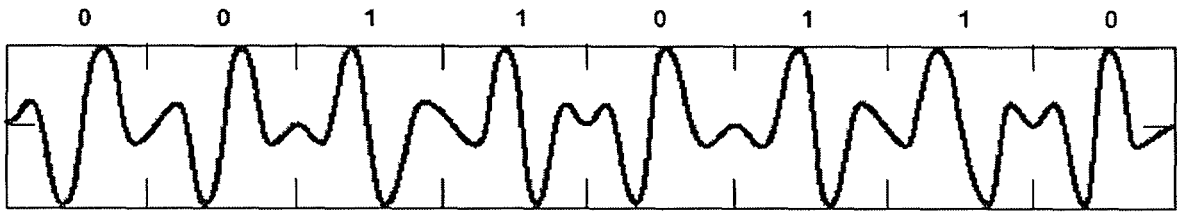


Figure 2-4 Modulation de phase BPSK

La technique d'accès multiples consiste à associer une durée différente pour chaque utilisateur. La discrimination entre les utilisateurs se fait à la réception par la sélection d'impulsions espacées de la durée de l'utilisateur désiré [Hoctor 02].La modulation BPSK fournit un BER plus performant que celle d'OOK [Orndorff 04]. Le changement de la polarité de l'impulsion permet d'éliminer les raies spectrales dues à la périodicité du signal, ce qui permet aussi de minimiser l'interférence avec les autres systèmes. Un autre avantage est la possibilité de diminuer la puissance du signal émis. En revanche, l'inconvénient de cette modulation concerne la complexité de l'implémentation.

La probabilité d'erreur P_e *,dans ce cas,* s'exprime comme suit:

$$P_e = \frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\gamma_d}\right) \qquad (2.4)$$

γ_d le rapport signal à bruit par bit.

2.2.5 Modulation à M-états (M-BOK)

La modulation à M-état (appelée en anglais M-ary Bi-Orthogonal keying) est basée sur la polarité d'impulsion combinée à un codage intelligent permettant d'aboutir à une efficacité qui s'approche de la limite de Shannon. Cette méthode de codage/modulation est souvent appliquée en association avec la DS-ULB [McCorkle 03]. Le but de cette modulation est de créer M symboles à partir des codes représentés par 3 états 1,0 et -1. La modulation M-BOK est composée de symboles orthogonaux. Prenons l'exemple de la modulation 2-BOK basée sur la modulation la BPSK qui permet d'envoyer 2 bits par symbole codés par une séquence de longueur 24 chips et d'offrir un débit plus élevé que la modulation BPSK (de l'ordre de 57Mbps). Pour la 8-BOK, un symbole représente 3 bits, ce qui offre un débit encore plus important que le précédent (de l'ordre de 114Mbps).

La probabilité d'erreur d'un symbole est [Proakis 83]:

$$P_e = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{v+\sqrt{\frac{2\gamma M}{M-1}}} \exp\left(\frac{-x^2}{2} \right) \right)^{M-1} dx \times \exp\left(\frac{-v^2}{2} \right) dv \qquad (2.5)$$

Avec $\gamma = \gamma_d \log(M) / \log(2)$ est le rapport signal à bruit par symbole et γ_d est le rapport signal à bruit par bit d'information.

La moyenne de la probabilité d'erreur par bit P_M est calculée en fonction de M :

$$P_M = P_m \frac{M}{2(M-1)} \qquad (2.6)$$

Lorsque la valeur de M est grande, la modulation M-BOK a une bonne efficacité et on s'approche de la limite de Shannon. Les performances de la modulation M-BOK évaluées en termes de taux d'erreurs binaires et en fonction de SNR montrent qu'elle est équivalente à la QPSK puisqu'elle double le débit en occupant la même largeur de bande [Siwiak et McKeown 04].

2.2.6 Modulation combinée (PAM/PPM)

Cette modulation consiste à combiner deux modulations, comme par exemple l'association de la PAM et M-PPM, permettant d'augmenter la capacité du canal. Le signal reçu est corrélé par deux formes d'ondes dont les expressions sont ci-dessous [Proakis 83]:

$$\phi_1(t) = h(t) + h(t-\delta) \qquad (2.7)$$

$$\phi_2(t) = h(t) - h(t-\delta) \qquad (2.8)$$

Le paramètre de décalage δ est choisi de telle sorte que $\int_{-\infty}^{\infty} m(t)m(t-\delta)dt = 0$.

Grâce à l'orthogonalité de ϕ_1 et ϕ_2, le signal reçu au niveau du corrélateur est facile à détecter.

2.2.7 Modulation par transmission de référence (TR)

La modulation par transmission de référence (en anglais, l'abréviation de Transmitted Reference) est une méthode de transmission des impulsions qui peuvent être facilement décodées par un récepteur Rake. Un code différentiel est utilisé avant l'envoie des impulsions qui sont espacées d'un intervalle précis. La valeur de donnée de l'impulsion est déterminée à partir de la polarité de l'impulsion précédente. Le récepteur approprié est semblable à celui de la DPSK avec une probabilité d'erreur du récepteur exprimé ainsi [Proakis 83]:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\gamma_b \frac{N-1}{N} \right) \qquad (2.9)$$

Avec N est nombre d'impulsion codée par un code différentiel et γ_b est le rapport signal à bruit par bit.

Après avoir étudié certaines modulations ULB, nous présentons les différentes techniques d'accès multiple pour partager le canal de propagation entre les différents utilisateurs.

2.3 Les différentes techniques de multiplexage

Les techniques d'accès multiples suscitent un grand intérêt avec l'association de l'ULB offrant une grande largeur de bande. Le choix de ces méthodes d'accès multiple a une grande importance dans la conception et la caractérisation des systèmes.

Les techniques d'accès multiples utilisées en ULB sont divisées en deux approches : l'approche impulsionnelle et l'approche multi-bande. Dans nos travaux nous nous sommes intéressés à l'approche ULB impulsionnel qui, grâce à la grande résolution temporelle et l'absence de porteuse permet de concevoir un système de communication à haut débit avec une simplicité d'implémentation. L'avantage de l'ULB impulsionnel est sa résistance aux effets de superposition des trajets multiples. Les techniques d'accès multiple les plus utilisées pour cette approche sont : la DS-CDMA attribuant à chaque utilisateur un code propre et la TH-CDMA dont chaque utilisateur correspond à un intervalle de temps. Ces techniques permettent la réduction de chevauchement et d'interférences entre les utilisateurs. Dans ce qui suit nous présentons ces différentes méthodes.

2.3.1 DS-CDMA (Direct Sequence – Code Division Multiple Access)

L'approche DS-CDMA pour l'ULB, nommé aussi DS-ULB, est une technique permettant, à plusieurs utilisateurs, d'exploiter simultanément la même bande passante. L'avantage de cette technique est l'immunité contre différents types de bruits et aussi contre la distorsion due à la propagation multi-trajets. L'accès multiple est assuré par l'attribution d'un code d'étalement orthogonal pour chaque utilisateur, d'où le terme CDMA. L'étalement est effectué par l'utilisation d'un code pseudo aléatoire. Les signaux émis sont de types impulsionnels et non sinusoïdaux. Contrairement aux systèmes à spectre étalé, ici, le code est utilisé afin de séparer les différents utilisateurs du système ULB, répartir l'énergie d'une manière uniforme sur toute la bande et non pas à augmenter la largeur de bande.

L'équation d'un signal DS-CDMA à l'émission pour l'utilisateur j est donnée par [Guéguen 09] :

$$s^{(u)}(t) = \sum_{i \in Z} d_i^{(j)} \sum_{l=0}^{N_c-1} c_{lj} m(t - lT_c - iT_s) \qquad (2.10)$$

où :

– d_{ij} est la i ième donnée d'information à transmettre du j ième utilisateur, transmise en BPSK;

– N_c est la longueur des codes d'étalement

– C_{lj} est le l'ième chip du code d'étalement propre à l'utilisateur j

– m(t) est la forme d'onde des impulsions

– T est la période d'un symbole ($T = N_c T_c$) avec T_c est la période d'un chip.

2.3.2 TH-CDMA (Time hopping - Code Division Multiple Access)

L'utilisation des codes de saut temporel (Time-Hopping Code (THC)) consiste à transmettre les impulsions à des instants définis par une séquence pseudo-aléatoire. Chaque impulsion est modulée en position (Pulse Position Modulation (PPM)). L'accès multiple est alors réalisé en attribuant différents codes aux différents utilisateurs. Le signal TH-ULB associé à un même symbole d'information est composé de N trames de durée T_f. Chaque trame comporte une seule impulsion associée à ce symbole d'information. Afin de déterminer la position de l'impulsion à l'intérieur de la trame, celle-ci est découpée en N_c chips de durée T_c. La durée de l'impulsion étant très courte, l'impulsion n'occupera pas totalement un chip. Ainsi, la *j ième* impulsion aura un décalage de $c_j^{(u)}\ T_c$ secondes. L'entier $c_j^{(u)}$ définit le chip qui sera utilisé pour la transmission dans la j ième trame. Les interférences entre les différents utilisateurs sont évitées par le choix des codes orthogonaux. Les codes des utilisateurs sont périodiques de période égale au nombre de trames N. L'équation d'un signal TS-CDMA à l'émission pour l'utilisateur u est donnée par :

$$s^{(u)}(t) = \sum_{k} \sum_{j=0}^{N_f-1} m(t-(kN\ +j)T\ -c_j^{(u)}T_c)) \qquad (2.11)$$

Où :
$m(t)$ représente la forme d'onde de l'impulsion transmise de durée T.
T_f : la période de répétition de l'impulsion $T_f >> T$.
T_c : la durée d'un chip.
j : l'index de la j ieme trame dans le bit de données.
T_b : la durée d'un seul bit d'information représenté par un train d'impulsions.
k : l'index du kieme bit.
$(k + j\,N)\ T_f$: permet un espacement uniforme des impulsions.

2.4 Association des modulations aux techniques d'accès multiple

Suivant la réglementation de la FCC, la puissance spectrale est limitée par un masque. La densité spectrale de puissance est le rapport de la puissance du signal transmit et l'unité de la largeur de bande. La densité spectral du signal est obtenue par la transformé de fourrier de la fonction d'autocorrélation [Proakis 01] exprimée par l'équation ci-dessous :

$$\Phi(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \qquad (2.12)$$

avec $R(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation du signal transmit et $\Phi(f)$ est la DSP de ce signal. Dans le cas optimal, le PSD est déterminée par la transformée de Fourrier d'une simple impulsion et représentée par une courbe continue. L'énergie répartie de manière régulière peut interférer avec d'autres systèmes à longue distance. Dans le but de minimiser ces interférences pour les systèmes ULB, les techniques TH et DS sont utilisées pour transmettre le signal. Ces techniques sont souvent associées aux modulations classiques (PPM, BPSK,...).

2.4.1 PPM-TH-ULB

La technique TH-PPM-ULB est une combinaison de la modulation d'impulsions en position (PPM) utilisant l'ultra large bande et un code de saut temporel (Time Hopping) [Scholtz 93, Scholtz 97, Win 98].

L'expression mathématique du signal envoyé est la suivante :

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} m(t - jT_s - c_j T_c - a_j \delta) \qquad (2.13)$$

$m(t)$ est la forme d'onde de l'impulsion envoyée
T_s est la période de répétition d'une impulsion (s)
$\{C_j\}$ est le code TH
T_c est le temps chip en (s)
$\{a_j\}$ est la séquence d'information envoyée après la transmission
δ est le temps de retard (décalage) en(s)

La densité spectrale de puissance s'écrit alors sous cette forme [Di et Giancola 04]:

$$P_s(f) = \frac{|P_v(f)|^2}{T_b}\left[1 - |W(f)|^2 + \frac{|W(f)|^2}{T_b}\sum_{-\infty}^{+\infty}\delta(f - \frac{n}{T_b})\right] \qquad (2.14)$$

$P_v(f)$ est la transformée de Fourrier d'un train d'impulsion pour un bit
T_b est l'intervalle d'un bit (s)
$W(f)$ est la transformée de Fourrier de la DSP du bit d'information transmit exprimée comme suit :

$$|W(f)|^2 = 1 + 2p^2\left(1 - \cos(2\pi f \varepsilon)\right) - 2p\left(1 - (2\pi f \varepsilon)\right) \qquad (2.15)$$

avec p est la probabilité que le bit a la valeur 0 et $1-p$ est la probabilité que le bit a la valeur 1. δ est la fonction d'une simple impulsion. L'équation de base de plusieurs impulsions est la suivante :

$$v(t) = \sum_{j=1}^{N_s} m\left(t - jT_s - \eta_j\right) \qquad (2.16)$$

La transformée de Fourrier de l'équation précédente est donnée par :

$$P_v(f) = P(f)\sum_{m=1}^{N_s} e^{-j(2\pi f(mT_s + \eta_m))} \qquad (2.17)$$

$P(f)$ est le spectre d'impulsion et η est le décalage temporel

L'axe des temps est divisé en plusieurs trames dont chacune est aussi divisée en N chips. Le chip particulier occupé par l'impulsion est donné par la valeur du code TH et la position de l'impulsion dans le chip résulte de l'utilisation de la modulation PPM. A chaque utilisateur on associe un code TH propre. A la réception, la décision est basée sur le résultat de la corrélation du signal reçu et du signal de référence. Un exemple de cette méthode est illustré dans la figure 2.5.

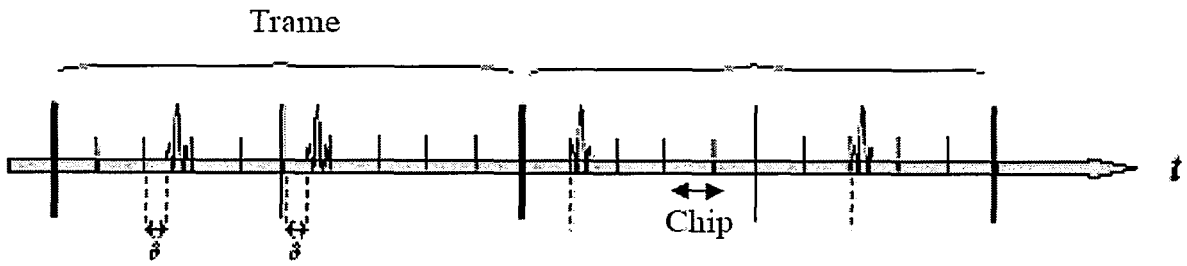


Figure 2-5 Exemple de la PPM-TH-ULB

2.4.2 BPSK-TH-ULB

La technique TH-BPSK-ULB exploite le saut temporel de la même façon que la technique TH-PPM. La différence dans ce cas est l'utilisation d'une modulation BPSK. L'information est modulée par la polarité et les bits sont modulés en amplitude d'une façon équiprobable. Pour assurer l'accès multiple, il suffit d'associer à chaque utilisateur une suite de retards choisis de manière pseudo-aléatoire.

La séquence d'information envoyée est composée par 1 ou -1 codées par le code TH.

Le signal généré est définit par :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j m(t - jT_s - c_j T_c) \qquad (2.18)$$

Considérons le cas d'envoi de plusieurs impulsions, l'équation précédente devient :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j v(t - jT_b) \qquad (2.19)$$

avec $\{b_j\}$ est la séquence d'information transmise avant répétition.
On en déduit la DSP [Proakis 01] :

$$P_v(f) = P(f) \sum_{m=1}^{N_s} e^{-j(2\pi f(mT_s + \eta_m))} \qquad (2.20)$$

Et d'une manière générale la DSP de la modulation BPSK associée à la technique TH est la suivante :

$$P_s(f) = \frac{\sigma_b^2}{T_b} |P_v(f)|^2 + \frac{\mu_b^2}{T_b} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left| P_v\left(\frac{j}{T_b}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{j}{T_b}\right) \qquad (2.21)$$

avec σ_b^2 la variance et μ est la moyenne des symboles d'information. Le spectre dépend de la moyenne des symboles d'information. En effet, si la moyenne est nulle, le spectre est continu.

2.4.3 BPSK-DS-ULB

La technique BPSK-DS-ULB permet à plusieurs utilisateurs d'émettre en même temps. Les systèmes DS-ULB sont capables de générer des codes en utilisant la modulation BPSK en bande de base. L'accès multiple est assuré alors par l'utilisation d'un code propre à

chaque utilisateur. En effet chaque utilisateur possède une séquence pseudo aléatoire qui est approximativement orthogonale à toutes les autres séquences.

L'expression mathématique du signal basé sur la modulation de polarité et la technique DS-ULB est la suivante :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j p(t - jT_s) \qquad (2.22)$$

avec d est le résultat de la multiplication de la séquence d'information avec la séquence DS. On en déduit la densité spectrale de puissance décrite par cette équation :

$$P_{xDS}(f) = \left|\frac{P(f)}{T_s}\right|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_d(m) e^{-j2\pi f m T_s} = \left|\frac{P(f)}{T_s}\right|^2 P_c(f) \qquad (2.23)$$

avec $R_d(m)$ la fonction d'auto corrélation de la séquence d et $P_c(f)$ le code du spectre. [Di Benedetto and Giancola 04]

$$P_{xDS}(f) = \frac{\sigma^2}{T_s}|P(f)|^2 + \frac{\mu^2}{T_s^2} \sum_{m=-\infty\infty}^{\infty} \left|P(\frac{m}{T_s})\right|^2 \delta(f - \frac{m}{T_s}) \qquad (2.24)$$

Quand σ^2=1 et μ=0 l'équation précédente peut être simplifié ainsi :

$$P_{xDS}(f) = \frac{1}{T_s}|P(f)|^2 \qquad (2.25)$$

La densité de puissance du signal est continue dans ce cas. Par contre la séquence d ne peut pas être corrélée et μ est égale 0, ce qui fait apparaitre des lignes parasites sur le spectre de puissance due à la séquence d.

2.4.4 PPM-DS-ULB

Le signal donné par la modulation PPM utilisant la technique DS peut être exprimé par l'équation suivante :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p\left(t - jT_s - \delta\frac{d_j + 1}{2}\right) \qquad (2.26)$$

Les performances d'un système basé sur la technique DS associée à la modulation PPM sont très faibles. L'analyse de la densité spectrale de puissance est une étape importante. En effet, le choix de modulation et de l'accès multiple a une liaison directe avec l'efficacité de la densité spectrale de puissance et les contraintes posées par la FCC. La puissance totale transmise pour un système ULB pour les modulations citées ci-dessus est calculée à l'aide de l'intégral de la DSP.

Cette technique reste robuste aux effets des trajets multiples du canal. Elle est simple à mettre en œuvre d'un point de vue technologique, mais elle souffre de plusieurs défauts. Principalement la perte d'orthogonalité des codes d'étalement qui survient, soit lors de la désynchronisation des émissions, soit lors de la traversée du canal de propagation, ce qui permet l'apparition d'un bruit d'interférence important qui limite donc en définitive la capacité des systèmes et complexifie la réception.

Les modulations PPM et BPSK basées sur la technique TH ont la même DSP et la même puissance transmise. Autrement dit, la DSP d'un signal dépend du code choisi pour la

technique d'accès multiple TH. Par contre, l'utilisation de la technique DS donne l'avantage à la modulation BPSK par rapport que la PPM au niveau du spectre. La modulation BPSK offre de meilleures performances par rapport à la modulation PPM.

2.5 Canaux ULB

Le développement des systèmes de communication basés sur la technologie ULB nécessite une bonne compréhension des phénomènes de propagation permettant d'établir des modèles de canaux adaptés aux systèmes ULB [Lamari 09]. Un canal ULB est caractérisé par un grand nombre de trajets, un temps de résolution très bref et distincts atténuations dues aux effets de la propagation. Les choix de modulation, des techniques d'émission et les stratégies de réception du signal ULB dépendent du comportement du canal de propagation. Nous présentons dans cette partie, les principaux modèles du canal ULB présents dans la littérature, leurs spécificités et leurs limites [Álvarez 03].

Deux types de modèles peuvent être distingués [SIZUN 05]. Les modèles statistiques qui consistent à analyser le comportement probable du canal de propagation dans un type d'environnement donné et les modèles déterministes reproduisent les propriétés de la réponse impulsionnelle pour un canal donné. La plupart de ces modèles sont basés sur des méthodes asymptotiques qui nécessitent l'enregistrement de l'environnement dans une base de données, et des outils de tracé ou lancer de rayons.

Pour l'évaluation de la couche physique ULB des modèles de canaux basés sur l'approche stochastique ont été adoptés par le comité IEEE 802.15.3a (2003) et le comité IEEE 802.15.4a (2004). Les modèles adoptés sont basés sur plusieurs séries de mesures réelles de canaux ULB effectuées par des équipes indépendantes dans des conditions variées. Le modèle du canal devait pouvoir être ajusté afin d'approcher le plus possible les propriétés statistiques des différentes séries de mesures. Pour ce faire le comité a choisi d'utiliser une version modifiée du modèle de canal de Saleh-Valenzuela [ALV 03, Pag 03, Kei03].

2.5.1 Modèle IEEE 802.15.3a Indoor

Le modèle IEEE 802.15.3a est basé sur le phénomène de « clusters » obtenu par des mesures du canal ULB. Ce modèle utilise le formalisme de Saleh & Valenzuela [SALEH] pour représenter la réponse impulsionnelle du canal.
Les statistiques dans le modèle original de S-V suivent une distribution de Rayleigh, dont la puissance est commandée par les facteurs d'affaiblissement du cluster et du rayon. Les cadences d'arrivées des clusters et des rayons sont explicites et les facteurs d'affaiblissement sont dérivés du profil d'affaiblissement de puissance observé. Dans le cas des signaux ULB, les mesures ont prouvé que les amplitudes ne suivent pas une distribution de Rayleigh, mais une distribution Log-normale ou de m-Nakagami [ABU 91]. De ce fait, le modèle S-V a été modifié pour le modèle de l'IEEE 802.15 en prescrivant une distribution Log-normale pour la puissance du cluster et les amplitudes des rayons. Notons que les antennes d'émission et de réception sont considérées comme éléments du système et pas comme éléments du canal. Donc, les effets des antennes ne sont pas pris en compte [Pagani 03]. La réponse impulsionnelle est donnée par l'équation :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L} \sum_{k=0}^{K} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \qquad (2.27)$$

L est le nombre de clusters,

K est le nombre de rayons dans le cluster,
T est l'instant d'arrivée du 1er cluster et $\tau_{K,l}$ le retard du $k_{ième}$ rayon relativement au temps d'arrivée du $l_{ième}$ cluster.
Le coefficient $\alpha_{k,l} = P_{k,l}\beta_{k,l}$ est l'amplitude des trajets où $P_{k,l}$ peut prendre les valeurs +1 ou -1 de façon équiprobable et $\beta_{k,l}$ correspond au module du $k_{ième}$ trajets et du $l_{ième}$ cluster.

La représentation de la réponse impulsionnelle des quatre premiers canaux IEEE 802.15.3a sont illustrés figure 2.6. Ces canaux sont :

CM1 : trajet direct (LOS) entre 0 et 4m.
CM2 : absence de trajet direct (NLOS) entre 0 et 4m.
CM3 : absence de trajet direct (NLOS) entre 4 et 10m.
CM4 : modèle pour l'ajustement d'étalement du retard à 25 ns pour représenter le canal dans l'environnement NLOS.

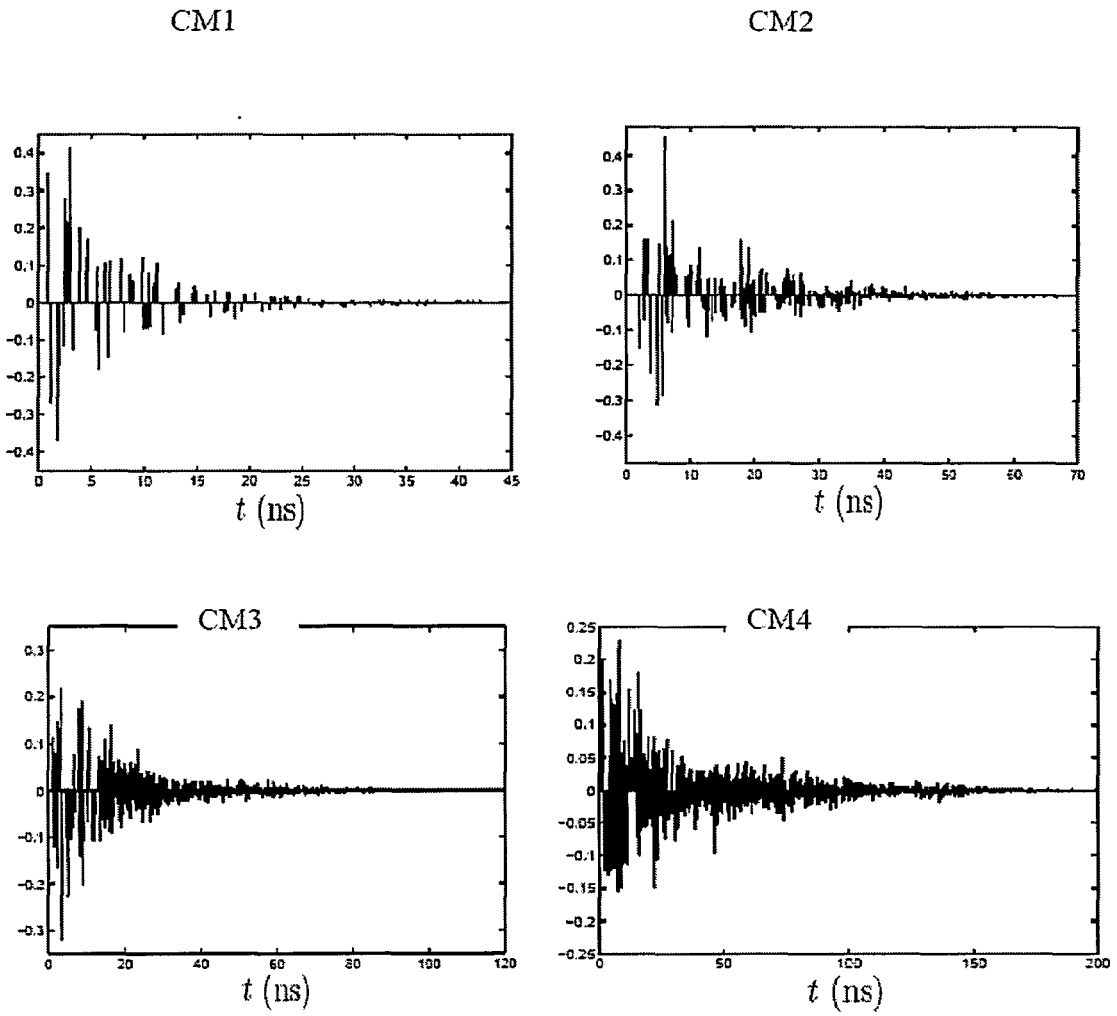


Figure 2-6 Réalisations des 2 canaux du modèle IEEE 802.15.3a

2.5.2 Modèle IEEE 802.15.4a Outdoor

Le modèle proposé par le groupe de travail 802.15.4a est destiné essentiellement aux applications de type bas débit en différents types d'environnements (intérieur, extérieur, industriel...) pour une bande de fréquences allant de 2 à 10GHz. Il adopte la forme générale de modèle 802.15.3a avec quelques différences sur la forme de la réponse impulsionnelle et aussi la prise en compte de pertes de puissance de propagation en distance et en fréquence. Le modèle 802.15.4a caractérise les statistiques du canal à grande et à petite échelle.
Dans le cadre de notre thèse, nous avons choisi lors de nos simulations un canal simple de type Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG). En effet, Le but de notre thèse est de proposer des nouvelles techniques de modulation et de codage afin d'augmenter le débit. L'effet du canal multi trajets n'a pas été pris en compte. Néanmoins, les techniques proposées dans cette thèse ont été évalué par la suite dans un canal réel lors des tests au laboratoire [Keignart 03].

2.6 Introduction des récepteurs pour les systèmes ULB

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 ULB, 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 LNA. L'étage d'amplification peut être à gain variable, 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 minimal. La détection peut être réalisée de manière analogique ou numérique, et nécessiter un traitement du signal plus ou moins complexe. Deux approches de récepteur existent : la réception cohérente et la réception non cohérente [Rappaport 02].

2.6.1 Le récepteur cohérent

Le récepteur cohérent optimal est généralement équivalent à un récepteur à corrélation. Le signal reçu est corrélé à un signal de référence généré localement. Ce signal de référence est générer suivant les informations provenant des algorithmes de synchronisation et d'estimation du canal. Le signal à la sortie du corrélateur est passé à un intégrateur de durée T et un bloc de décision. Le récepteur optimal est appelé récepteur « Rake » ou en récepteur en râteau. Le principe d'un récepteur RAKE est le suivant (figure2.7) : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal reçus. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles appelés « doigts » (RAKE fingers). Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet),

et que chaque trajet a un retard différent, le signal de référence doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

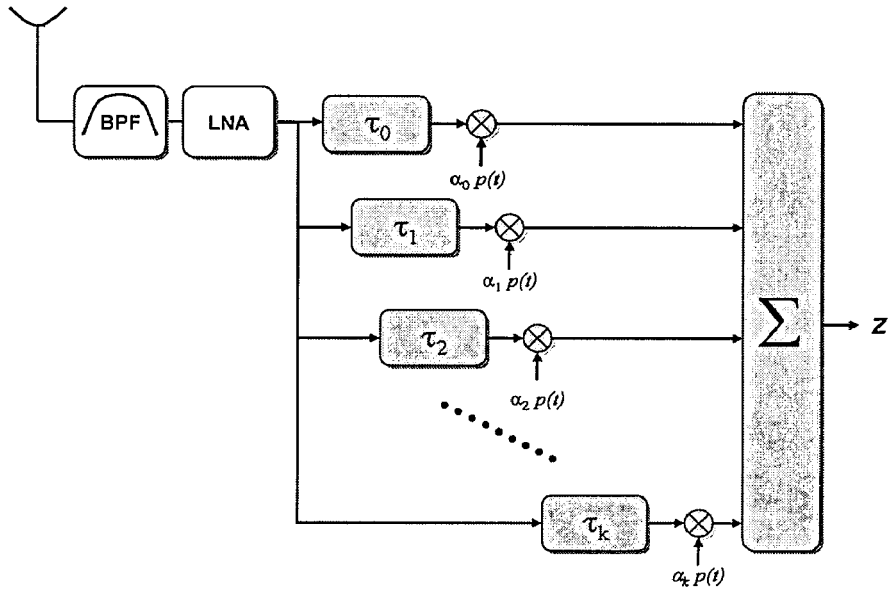


Figure 2-7 Prinicpe du récepteur Rake

Cette technique est généralement efficace à condition que le récepteur soit capable de capturer toutes les répliques de la même impulsion. Le récepteur peut donc exploiter la diversité temporelle du canal pour améliorer la performance du processus de décision. Ce processus est cependant limité en pratique parce que le récepteur peut seulement analyser un sous-ensemble fini de contributions et l'énergie effective prise en compte est réduite. Par ailleurs, plusieurs variétés du récepteur Rake sont envisageables quant au nombre de branches à prendre en compte. Le récepteur ARAKE (All RAKE) prend en compte tous les trajets et peut donc devenir rapidement très complexe. Afin de réduire cette complexité, deux autres types de Rake sont proposées : le PRAKE (Partial RAKE) dans lequel seuls les premiers trajets sont considérés et le SRAKE (Selection RAKE) où les plus trajets les plus significatifs (les plus énergétiques) sont exploités. Le récepteur PRAKE considère les quatre premiers trajets, et le récepteur SRAKE les cinq trajets les plus importants.

Pour une réception par corrélation dans le cas d'une communication ULB dans la bande FCC, le signal de référence utilisé doit être parfaitement synchrone avec le signal reçu. Si l'impulsion utilisée est centré sur 4 GHz par exemple, la demi période fait *125 ps* une erreur d'une demi période entre le signal reçu et le signal de référence conduirait à multiplier deux signaux en opposition (cas de modulation antipodale) ce qui donnerait un taux de corrélation nul. La contrainte sur la synchronisation est très forte ce qui impose un coût de fabrication très élevé.

2.6.2 Récepteur non cohérent

Le récepteur non cohérent permet de s'affranchir des problèmes liés à la synchronisation entre le signal de référence et le signal reçu lors de la corrélation. Le principe de ce récepteur est illustré dans la figure 2.8.

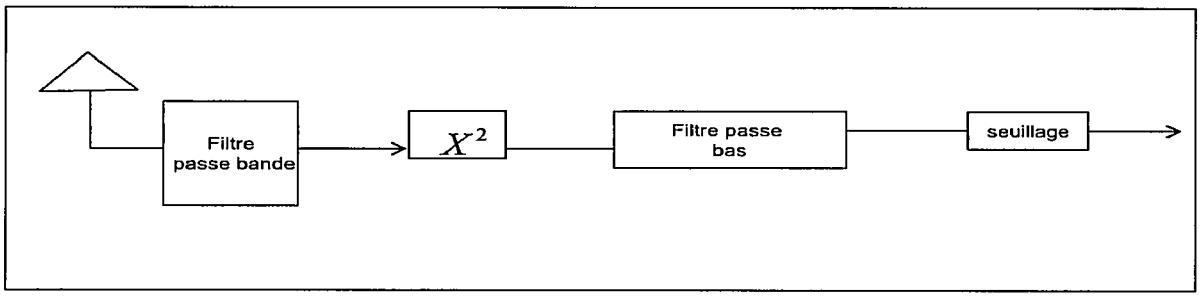


Figure 2-8 Principe du récepteur non cohérent

Dans le cas des systèmes ULB, deux approches sont possibles, selon le temps d'intégration :

- **Intégration sur la réponse impulsionnelle du canal** : Dans ce cas le récepteur intègre le signal reçu sur la durée de la réponse impulsionnelle de façon à récupérer le maximum d'énergie et avoir des niveaux du rapport signal à bruit suffisamment élevés.

- **Intégration sur la durée de l'impulsion** : Le récepteur intègre le signal sur une durée de quelques nanosecondes, durée de l'impulsion. Le signal à la sortie correspond à l'enveloppe de l'impulsion. Le récepteur non cohérent est donc privilégié pour les modulations à faibles nombres d'impulsions par symboles, ce qui en fait un récepteur plus adapté aux transmissions courte portée

Dans notre thèse, nous n'avons pas utilisé le récepteur Rake qui est généralement employé dans le cas d'un canal multi trajets. Nous avons proposé des récepteurs adaptés aux nouvelles techniques de modulation et du codage pour le haut débit. Ces nouveaux récepteurs ont été évalués dans un canal réel lors des tests au laboratoire.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une présentation des différents types de modulation ainsi que les différentes techniques d'accès multiples a été effectuée. Les différents canaux ULB et les récepteurs les plus utilisés pour les systèmes de communication ULB ont été donnés. Le chapitre suivant sera dédié aux nouvelles techniques de modulations et du codage proposés afin d'augmenter le débit offert.

Chapitre 3

Etude d'une communication ULB basée sur une combinaison de modulations de position et de polarité

Chapitre 3 40
3.1 Introduction 41
3.2 Formes d'ondes pour les systèmes de communications ULB 41
3.2.1 L'impulsion Gaussienne 41
3.2.2 L'impulsion monocycle 42
3.2.3 Formes d'onde orthogonales 43
3.3 Etude de la modulation de position (PPM) 46
3.3.1 Principe de la modulation PPM 46
3.3.2 Description de l'émetteur PPM 47
3.3.3 Description du récepteur PPM 48
3.3.4 Calcul du taux d'erreurs (BER) 50
3.4 Présentation de la modulation proposée PPM-Bipolaire 51
3.4.1 Description de l'émetteur PPM-Bipolaire 52
3.4.2 Description du récepteur PPM-Bipolaire 53
3.4.1 Calcul analytique de la probabilité d'erreur 54
3.4.2 Calcul du taux d'erreurs (BER) 55
3.5 Effets des interférences 57
3.5.1 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM 57
3.5.2 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM- Bipolaire 60
3.6 Conclusion 63

3.1 Introduction

Bien que la FFC propose un masque sur les bandes de fréquence, il n'y a pas de restriction concernant la forme d'onde imposée. Dans un système de communication, le choix de la forme d'onde, la modulation et la technique de codage jouent un rôle majeur car le bon choix de ces paramètres facilite la réception du signal et la rend plus robuste par rapport aux perturbations du canal de propagation.

Le choix de la forme d'onde adéquate ainsi que la technique de codage adaptée est donc une étape importante dans la réalisation d'un système ULB. En effet, ces paramètres contribuent à l'optimisation des performances à la réception en termes de rapidité, de robustesse, d'efficacité et de réduction de taux d'erreur par bit. Les formes d'ondes les plus utilisées sont dites classiques telles que les monocycles et les gaussiennes. Peu d'études ont été consacrées aux formes d'ondes basées sur les fonctions orthogonales dédiées aux systèmes de communication ULB. Dans ce chapitre, nous proposons de nouvelles formes d'onde orthogonales basées sur les polynômes de Gegenbauer afin d'améliorer les performances de la communication ULB. Le deuxième aspect traité est la modulation la plus adaptée.

La première partie est consacrée à la présentation des différentes formes d'ondes pressenties pour un système de communication ULB. Une comparaison de leurs performances en termes de taux d'erreur par bit en fonction du SNR (Signal Noise Ratio) sera présentée.
Le but est de proposer une nouvelle modulation afin d'augmenter le débit avec comme contrainte des taux d'erreur par bits acceptables. La seconde partie de ce chapitre sera dédiée à la technique de codage et de modulation.la dernière partie présente l'effet des interférences sur les systèmes ULB étudiés.

3.2 Formes d'ondes pour les systèmes de communications ULB

Les formes d'ondes qui sont utilisées pour générer les signaux Ultra Large Bande, sont nombreuses. Ces impulsions ultra brèves peuvent être générées en utilisant des formes d'ondes classiques de type impulsion gaussienne et ses dérivées (impulsion monocycle, ...) ou des nouvelles formes d'ondes basées sur des polynômes orthogonaux tels que les polynômes de Gegenbauer. Celles-ci ont été développées aux laboratoires IEMN_DOAE et IFSTAR-LEOST pour des applications de communication [Elbahhar 03] [Lamari 07].

Les formes d'ondes ULB les plus utilisées sont basées sur l'impulsion gaussienne et ses dérivées.

3.2.1 L'impulsion Gaussienne

L'impulsion gaussienne est représentée par l'équation suivante [Barret 00] :

$$g(t) = A\exp(-2\pi\left(\frac{t}{T_g}\right)^2) \tag{3.1}$$

avec : A : Amplitude de l'impulsion gaussienne en volt.

t : Temps en seconde.
T_g : Largeur de l'impulsion en seconde.

La symétrie de l'impulsion gaussienne (Figure 3.1) autour du pic est un critère d'efficacité de cette forme d'onde pour la transmission en ULB et de sa propriété de dérivée qui conserve une loi gaussienne.

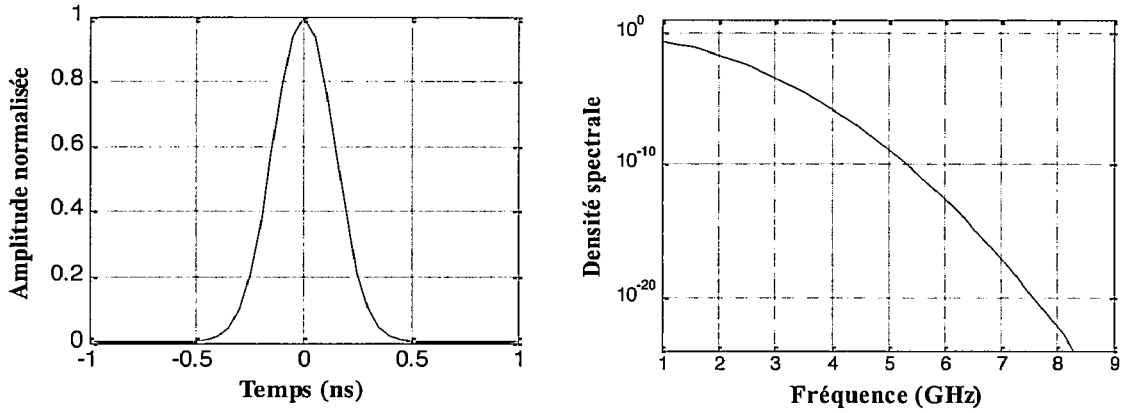


Figure 3- 1 La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Gaussienne

3.2.2 L'impulsion monocycle

L'impulsion monocycle (figure 3.2) est généralement modélisée comme la première dérivée de la fonction Gaussienne si on la considère comme le signal après l'antenne d'émission [Carlberg 00] :

$$m(t) = -6A\sqrt{\frac{e\pi}{3}}\frac{t}{T_m}\exp\left(-6\pi\left(\frac{t}{T_m}\right)^2\right) \tag{3.2}$$

avec A : Amplitude de l'impulsion monocycle en volts.
t : Temps en seconde.
T_m : Largeur de l'impulsion en seconde.

Nous pouvons utiliser les dérivées de l'impulsion gaussienne. La $n^{ième}$ dérivée de l'impulsion Gaussienne peut être obtenue en utilisant l'expression suivante:

$$p^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2}g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2}g^{(n-1)}(t) \tag{3.3}$$

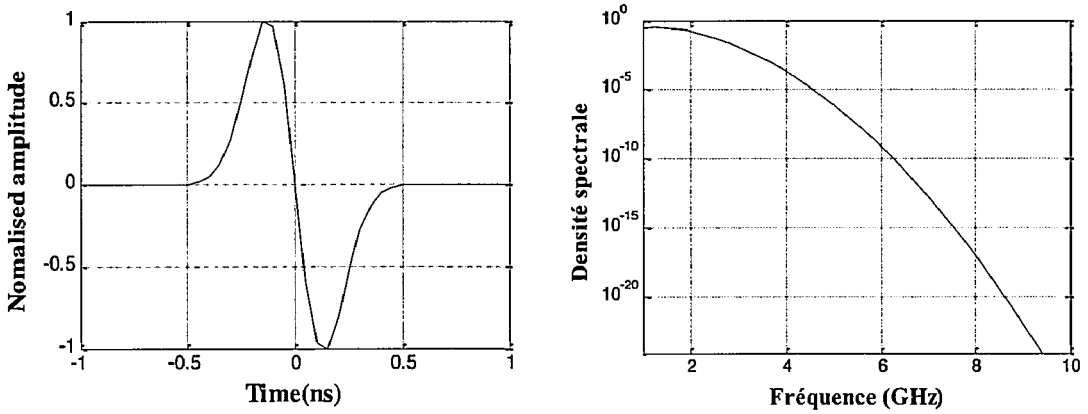


Figure 3- 2 La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Monocycle

3.2.3 Formes d'onde orthogonales

En mathématiques, une suite de polynômes orthogonaux est une suite infinie de polynômes $P_0(x)$, $P_1(x)$, $P_2(x)$...dans laquelle chaque $P_n(x)$ a un degré n et de telle sorte que les polynômes de la suite sont orthogonaux deux à deux, au sens où le produit scalaire généralisé de deux ordres différents de ces polynômes est égal à zéro (3.4) :

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x)\, dx = 0 \tag{3.4}$$

avec [a,b] l'intervalle de

définition des polynômes orthogonaux et $W(x)$ fonction de poids caractéristique de la famille de polynômes orthogonaux considérée (W doit être positive sur l'intervalle d'intégration).

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x) W(x) dx = 0 \tag{3.5}$$

L'intervalle d'intégration est appelé intervalle d'orthogonalité. Il peut être infini à une ou deux bornes. Dans notre étude, nous n'avons utilisé que l'impulsion Gegenbauer. Des comparaisons ont été réalisées à ce sujet dans [Elbahhar 05] montrent que les fonctions Gegenbauer modifiées proposées dans [Elbahhar 05] donnent de meilleures performances en termes de taux d'erreur par bit.

Les formes d'onde basées sur les fonctions de Gegenbauer

Les polynômes de Gegenbauer sont définis sur l'intervalle [-1,1] et satisfait l'équation différentielle du deuxième ordre définie comme suit [ElBahhar 05] :

$$(1-x^2)\ddot{G}(n,\beta,x) - (2\beta+2)x\dot{G}_n(x) - n(n+2\beta+2)G_n(x) = 0 \tag{3.6}$$

avec $\beta > -1$

Les différents ordres des polynômes de Gegenbauer sont reliés par l'équation:

$$G(n,\beta,x) = 2\left(1+\frac{n+\beta-1}{n}\right)xG(n-1,\beta,x) - \left(1+\frac{n+2\beta-2}{n}\right)G(n-2,\beta) \tag{3.7}$$

pour $n > 1$.

La fonction poids de ces polynômes est:

$$w(x,\beta) = (1-x^2)^{\beta-1/2} \tag{3.8}$$

Pour être utilisable dans des systèmes de communication ULB, le signal généré par ces polynômes doit être très court et demeurer borné aux extrémités de l'intervalle de définition. Pour cela, les ordres de ces polynômes G(n,β,x) sont multipliés par un facteur qui correspond

à la racine carrée de la fonction poids de cette famille de polynômes [ElBahhar 05] appelées FMG (Fonction Modifiée de Gegenbauer).

En général, nous avons:

$$\int w(x,\beta)G(m,\beta,x)G(n,\beta,x) = 0 \tag{3.9}$$

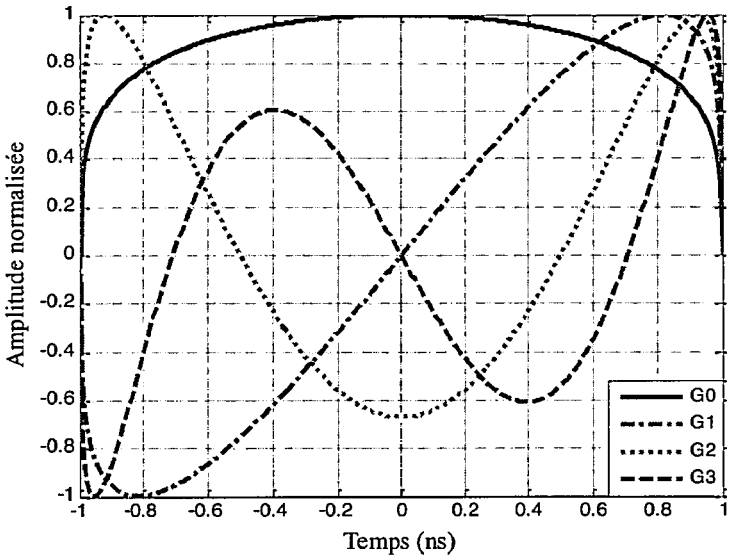
Les fonctions modifiées de Gegenbauer (FMG) sont données par l'équation suivante:

$$G_u(n,\beta,x) = \sqrt{w(x,\beta)} * G(n,\beta,x) \tag{3.10}$$

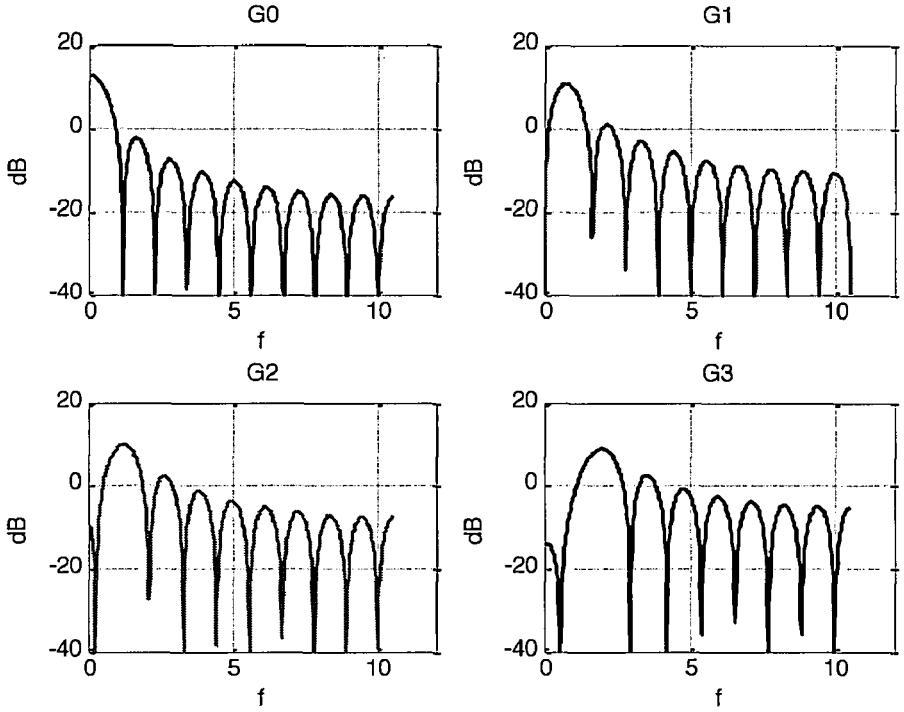
Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont donnés par :

$$\begin{aligned} G_u(0,1,x) &= 1 * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(1,1,x) &= 2x * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(2,1,x) &= (-1+4x^2) * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(3,1,x) &= (-4x+8x^3) * (1-x^2)^{1/4} \end{aligned} \tag{3.11}$$

Cas particulier où $\beta=1/2$, on retrouve les polynômes de Tchebychev.
La figure 2.3 illustre une représentation temporelle et fréquentielle des quatre premiers ordres des Gegenbauer modifiés avec $\beta=1$.



(a)



(b)

Figure 3- 3 Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des quatre premiers ordres de la fonction de Gegenbauer

Les figures 3.4 et 3.5 présentent respectivement les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation des impulsions générées par la fonction de Gegenbauer modifiée pour n = 0, 1, 2, 3.

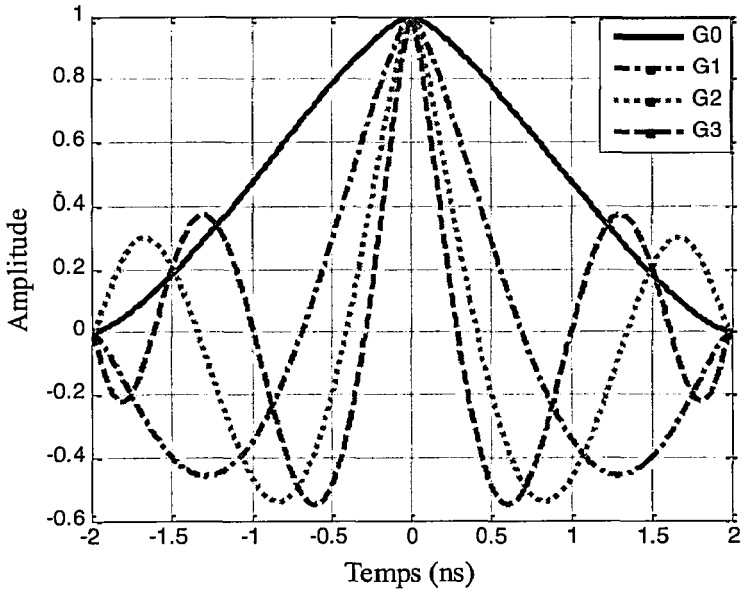


Figure 3- 4 Les autocorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées.

D'après la figure 3.4, nous remarquons que plus l'ordre de l'impulsion croît, plus le pic d'autocorrélation devient fin. Nous verrons plus loin que cette propriété est très intéressante au niveau de la réception pour système de communication ULB.

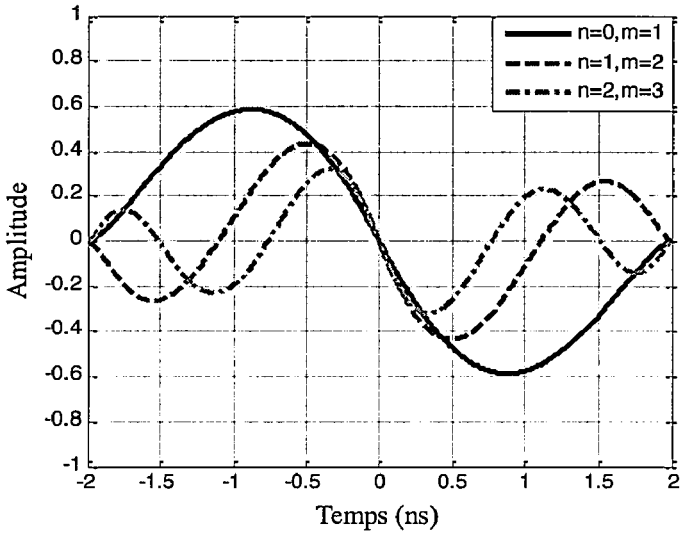


Figure 3- 5 Les intercorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées.

Après avoir présenté les formes d'ondes adéquates à nos travaux. Nous allons nous intéresser à la manière dont elles peuvent être exploitées pour un système de communication ULB toujours dans le cadre de l'ULB impulsionnel. Nous présentons donc quelques résultats de simulations ainsi que les performances des systèmes proposés en termes de taux d'erreur binaire avec les différentes formes d'ondes citées auparavant.

3.3 Etude de la modulation de position (PPM)

3.3.1 Principe de la modulation PPM

La modulation est un élément principal de la couche physique. Elle est définie par le processus de transformation du signal qui porte l'information binaire. La modulation de position est la plus populaire dans la littérature pour les systèmes ULB. Cette modulation a été développée en 1980 et appartient à la famille des modulations basées sur le temps (TM-Time Modulation). Cette technique consiste à envoyer des impulsions avec un décalage delta par rapport à une référence. Par exemple $+\delta$ pour envoyer un le bit 0 et $-\delta$ pour envoyer un le bit 1. Cette technique est souvent utilisée en association avec la TH-CDMA ou l'instant d'envoie dépend d'un code pseudo aléatoire propre à chaque utilisateurs. La figure 3.6 ci-dessous présente un exemple d'une séquence d'impulsion modulée en position.

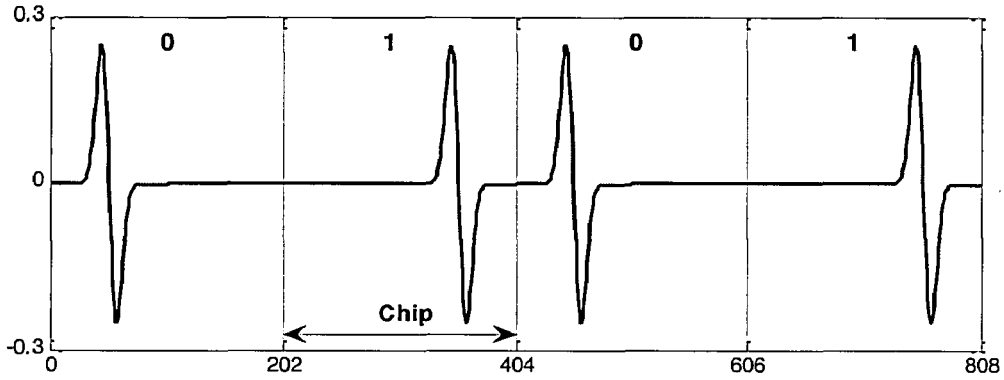


Figure 3- 6 Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM

La position varie suivant la valeur du bit codé ; si c'est un '1', le bit est présenté sous la forme d'une impulsion gaussienne sans décalage, sinon si c'est '0', le bit est présenté sous la forme d'une impulsion gaussienne avec un décalage dans le temps.

La probabilité d'erreur P_e dans le cas d'un canal de propagation type AWGN s'exprime comme suit:

$$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2}}\right) \tag{3.12}$$

avec γ_b le rapport signal sur bruit par bit d'information.

3.3.2 Description de l'émetteur PPM

Le système de communication ULB envoie de très courtes impulsions générées par le générateur ULB. Ce système est constitué de 3 blocs : l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur comme le montre la figure 3.7 :

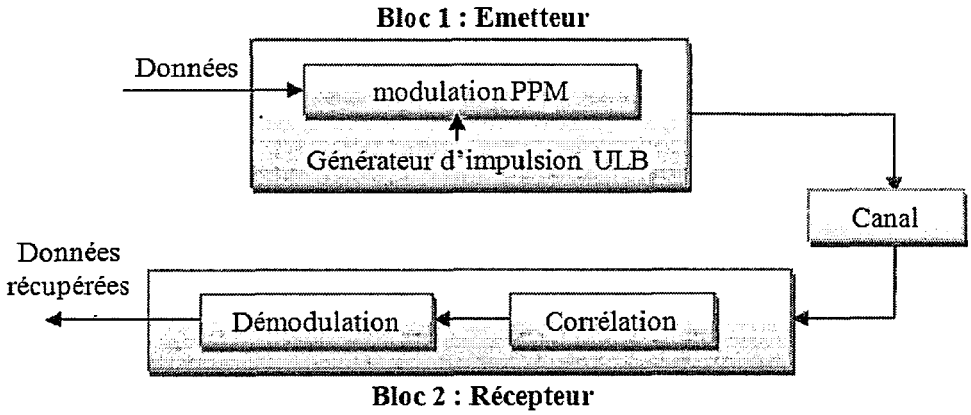
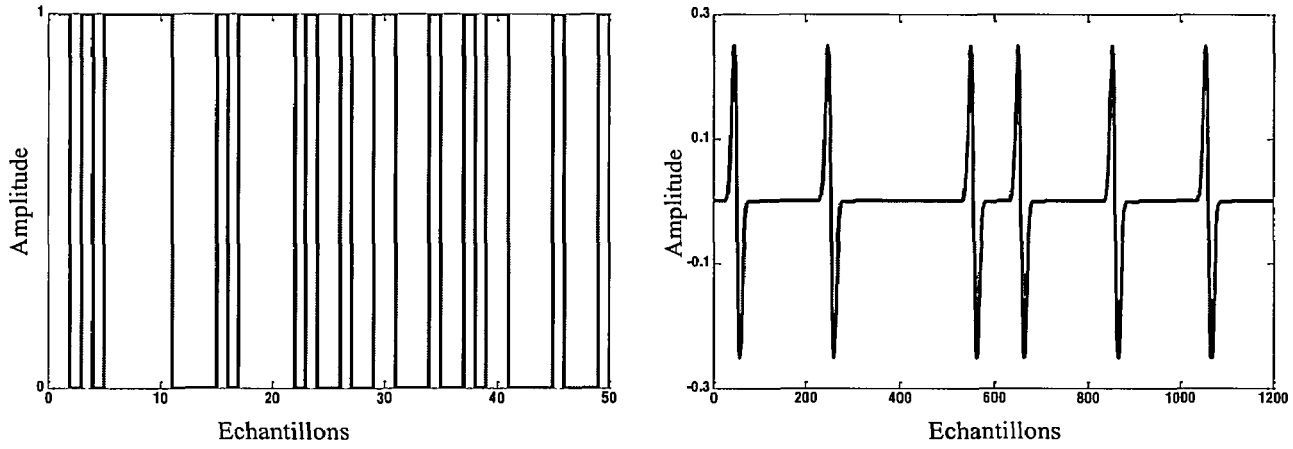


Figure 3- 7 Bloc diagramme du système PPM-ULB

Le bloc émetteur assure la modulation des données et la transformation du signal contenant l'information en onde radioélectrique. À la sortie de l'émetteur, le signal modulé est transmis dans un canal de type bruit blanc gaussien appelé canal AWGN (cf. figure 3.7). Ce canal se distingue par la constance de sa densité spectrale de puissance sur la bande de fréquence. A la

sortie du canal de transmission, nous récupérons un signal bruité que traiterons au niveau du récepteur pour récupérer les données envoyées.
La figure 3.8 a et b montre les données envoyées et l'allure du signal modulé correspondant, pour un exemple de simulation avec une monocycle et un rapport signal à bruit 15dB.



(a) (b)

Figure 3- 8 Données envoyées (a) et Une partie du signal modulé (b)

L'équation du signal transmis *e(t)* est donnée par l'expression suivante :

$$e_i(t) = \sum_{i=1}^{N} m \times P\left(t + \left(2S_i - 1\right)T - iT_s\right) \qquad (3.13)$$

S_i : Symbole envoyé.
m : La forme d'onde.
N : Nombre de données envoyées.
T_s : temps d'un symbole

La fonction rectangulaire porte : $P(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour} - T < t < T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$

Avec T la durée d'une impulsion.

3.3.3 Description du récepteur PPM

Le bloc récepteur est constitué de plusieurs sous blocs ayant chacun une fonction bien précise (cf. figure 3.9). Le signal récupéré au niveau du récepteur est bruité (cf. figure 3.8), nous démodulant ce signal par une corrélation avec le signal de référence (qui est la même impulsion utilisée à l'émission). La corrélation des deux signaux permet de faire apparaitre les pics au niveau des données utiles d'où la démodulation du signal grâce à la position des pics (cf. figure 3.11).

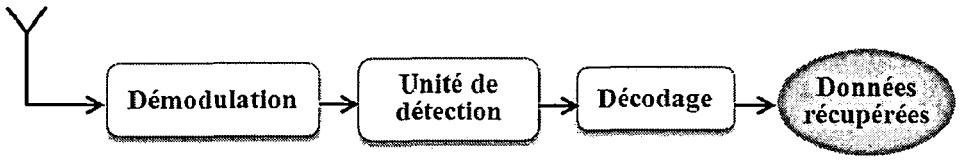


Figure 3- 9 Récepteur PPM

La figure 3.10 a et b montre que la valeur de SNR joue un rôle pour la détection du signal émis. Nous remarquons quand le signal est noyé dans le bruit, il est plus difficile de retrouver le signal.

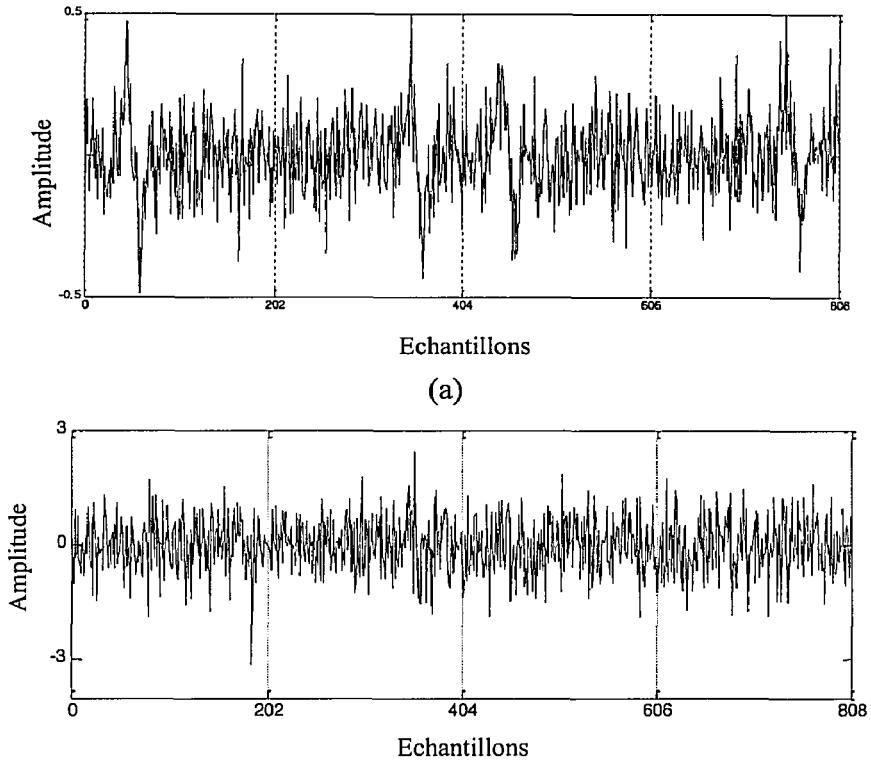


Figure 3- 10 Le signal reçu avec SNR = 15dB (a) SNR = 0dB (b)

Pour la récupération des données, nous procédons par une corrélation suivie d'une unité de détection, basée sur la comparaison par rapport aux abscisses fixes des intervalles de temps. Nous souhaitons récupérer les données utiles. Nous corrélons donc le signal bruité avec un signal de référence ce qui permet de faire apparaître des pics au niveau des données utiles positives (cf. figure 3.11). A chaque intervalle d'un bit, nous calculons les indices des extrémités de l'intervalle. Nous parcourons ensuite tout le signal pour comparer les valeurs qui correspondent aux extrémités de chaque intervalle. Si le maximum est dans la première moitié de l'intervalle, le bit reçu correspond à 1 sinon à 0. La figure 3.11 et 3.12 illustrent respectivement la méthode utilisée pour détecter la position des pics et le signal reçu avec le signal corrélé.

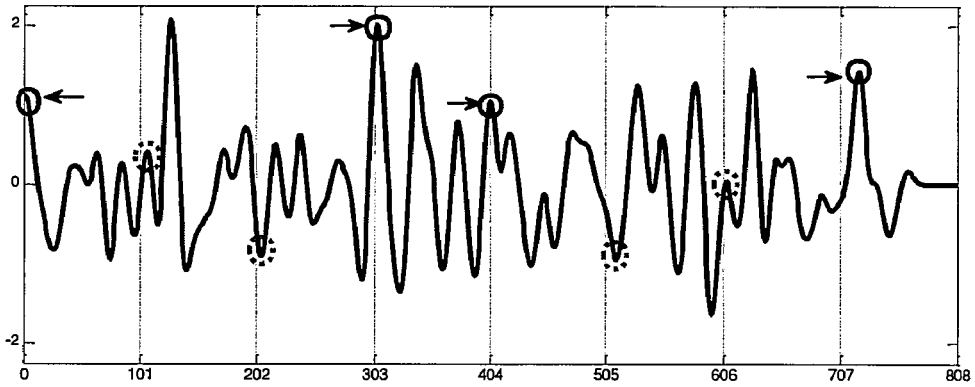


Figure 3- 11 Détection de position des pics

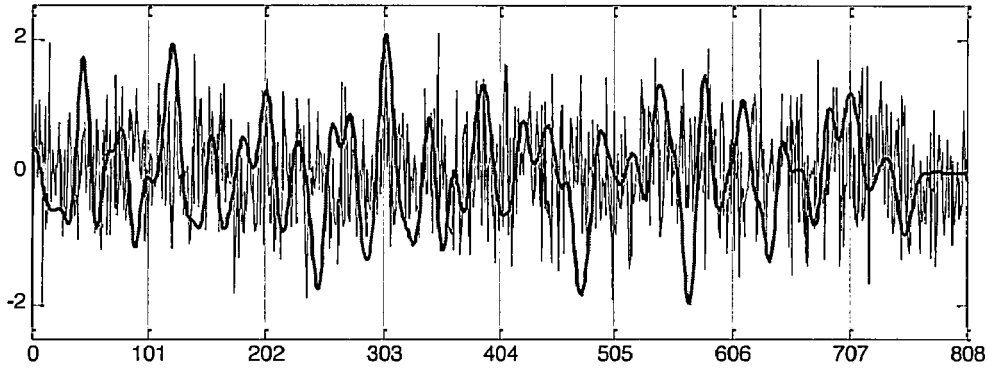


Figure 3- 12 Signal reçu (en bleu) et Signal corrélé (en rouge) pour SNR = 0dB

Nous avons utilisé un canal bruit blanc gaussien (AWGN) afin de modéliser l'effet du canal de propagation.

Le signal reçu *R(t)* après le passage par un canal AWGN est donnée par cette équation:

$$R(t) = e(t) * h(t) + n(t) \tag{3.14}$$

avec *n(t)* est le bruit blanc additif gaussien, *e(t)* est le signal émis et *h(t)* est la réponse impulsionnel du canal.

3.3.4 Calcul du taux d'erreurs (BER)

Les performances calculées en termes de taux d'erreur par bit ne dépendent forcément pas de la forme d'onde. Comme le montre la figure 3.11, le système de communication utilisant la gaussienne offre les mêmes performances que celui utilisant la monocycle. Par contre, il a été démontré dans les travaux de thèse de [ElBahhar 05] que la gaussienne est difficile à générer. Dans le cas du canal AWGN, nous retrouvons les mêmes résultats de BER pour les différentes formes d'onde et ceci est dû à l'utilisation de la modulation PPM. Cette modulation est très robuste contre le bruit AWGN. Cependant elle est très sensible à l'effet de désynchronisation.

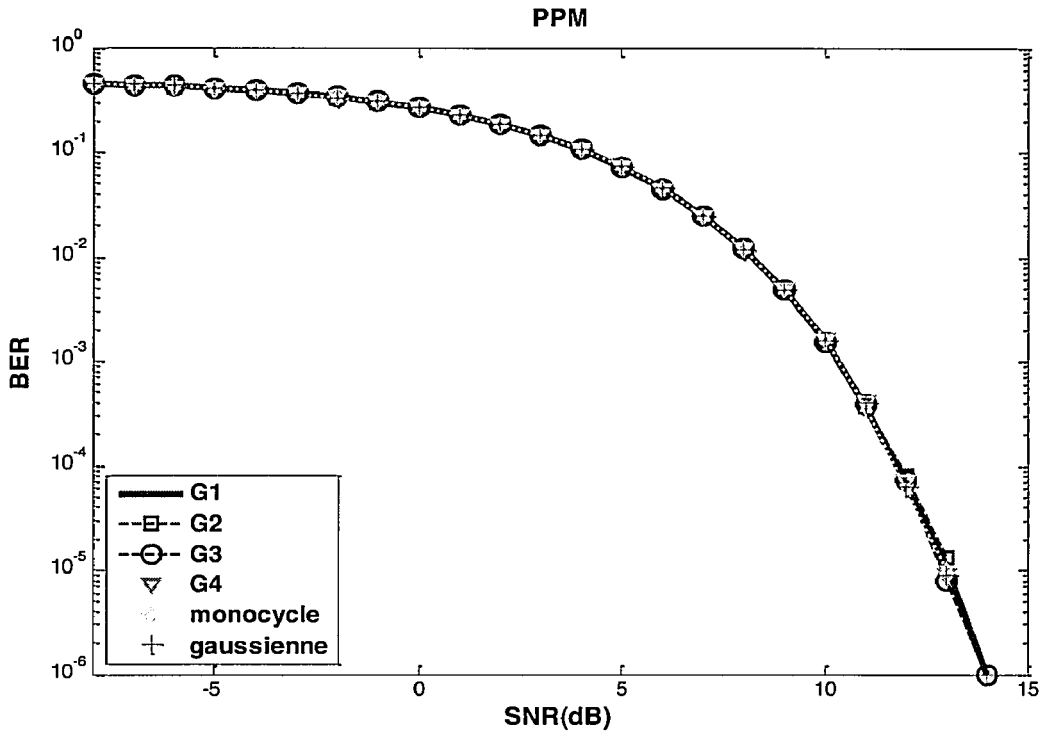


Figure 3- 13 Performances du système de communication ULB avec la modulation PPM

Nous proposons dans le paragraphe qui suit une nouvelle modulation permettant d'augmenter le débit.

3.4 Présentation de la modulation proposée PPM-Bipolaire

Le système de communication étudié dans cette section est basé sur nouvelle modulation combinée appelée PPM bipolaire. Le but de cette combinaison est d'augmenter le débit tout en gardant les mêmes performances en termes de taux d'erreur par bits. Notre proposition d'augmentation de débit est considérée comme solution pour certaines applications nécessitant un débit plus élevé que celui existant pour les systèmes de communication sans fil existants.

Le codage des données binaires se fait par la construction des symboles. Chaque symbole est caractérisé par 2 bits dont le premier bit envoyé détermine le signe de l'impulsion et le deuxième détermine sa position. L'équation du symbole est la suivante :

$$x_i(t) = (2S_{iMSB} - 1)\, m\left(t + (2S_{iLSB} - 1)T\right) \quad (3.15)$$

$$\text{avec } m(t) = 2\alpha K t \exp\left(-\alpha t^2\right) \quad (3.16)$$

avec S_i le symbole envoyé, m la forme d'onde utilisée et T est l'intervalle de temps.

Le tableau 3.1 montre un exemple de la technique de codage utilisée :

LSB \ MSB	0	1
0	S=+ $\tau = T$	S=+ $\tau = -T$
1	S=- $\tau = T$	S=- $\tau = -T$

Tableau 3.1 : Principe de la technique de codage

Dans notre travail, nous comparons la modulation PPM avec d'autres modulations innovantes que nous proposons. La modulation PPM bipolaire proposée est une modulation basée sur l'association de la modulation de position et la modulation antipodale. L'objectif de cette modulation est d'augmenter le débit offert pour répondre aux besoins de nombreuses applications. Citons, par exemple l'échange de contenu des appareils multimédia et les transferts des fichiers volumineux qui nécessitent un réseau à haut débit. Rappelons toutefois que les débits offerts existants tournent autour du Mbit/s, 480Mbits/s pour quelques centaines d'utilisateurs. Notre étude a pour objectif d'atteindre des débits plus élevés de l'ordre du Gbits/s. Les performances du système proposé sont donc évaluées en termes de taux d'erreur binaire. La chaine de transmission ULB utilisant la nouvelle modulation PPM bipolaire est représentée par figure 3.13.

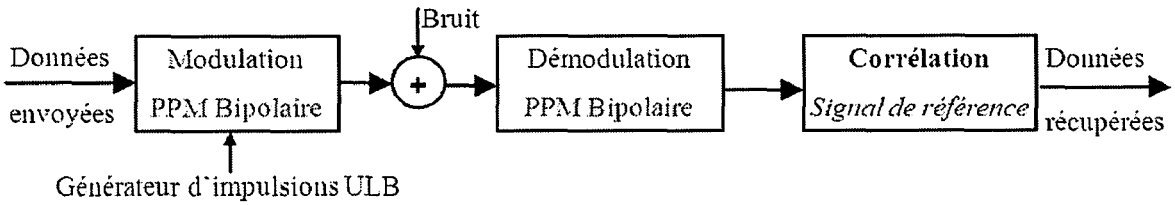


Figure 3- 14 Chaine de transmission pour le système ULB proposé

3.4.1 Description de l'émetteur PPM-Bipolaire

Au niveau de l'émetteur (cf. figure 3.14), l'utilisateur envoie une impulsion par intervalle de temps. La largeur de l'impulsion PPM bipolaire est équivalente à celle de la PPM. Suivant les données à transmettre, le symbole est crée par la combinaison des deux impulsions. Ainsi le signal émis par un utilisateur peut s'écrire :

$$e(t) = \sum_{i=1}^{N} (2S_{iMSB} - 1)(m \times P)(t + (2S_{iLSB} - 1)T - iT_s) \tag{3.17}$$

avec S_i le symbole émis et $m(t)$ est la forme d'onde utilisée et T_s : temps d'un symbole.

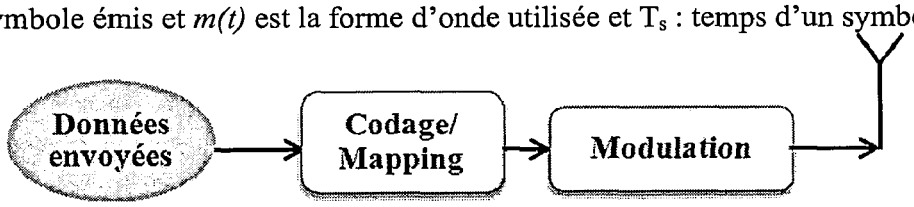


Figure 3- 15 Emetteur PPM-Bipolaire

Comme la montre la figure 3.15, en combinant les deux types de modulation nous serons confrontés à quatre cas différents. Chaque cas est sous forme d'un doublet de bits.
Le premier bit nous renseigne sur l'amplitude de l'impulsion, si c'est négatif ou positif, le deuxième bit nous précise la position de cette impulsion, décalée d'un retard δ ou non décalée.

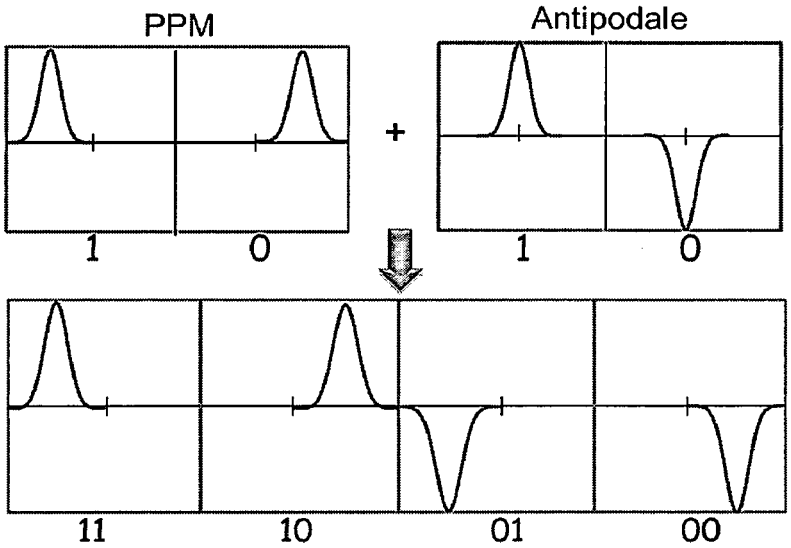


Figure 3- 16 Combinaison de la modulation antipodale et la modulation de position (PPM)

Nous codons 2 bits par symbole au lieu d'un bit par symbole pour les modulations classiques. Le débit est donc doublé. Prenons l'exemple suivant : $\text{Débit}_{\text{initial}}$ = 480Mbits/s, si on utilise la modulation PPM-bipolaire, on trouve un $\text{Débit}_{\text{final}}$ = 960Mbits/s (~1Gbits/s). Nous améliorons donc les performances en débit tout en gardant la même puissance émise. L'efficacité spectrale est donc nettement supérieure à celle des systèmes ULB classiques sans augmenter la complexité.

3.4.2 Description du récepteur PPM-Bipolaire

Le récepteur optimal lors d'une communication en présence de bruit blanc gaussien et en l'abscence d'interférence multi-utilisateur est le récepteur SUMF (Single User matched filter) qui est un filtre adapté pour une communication mono-utilisateur. Dans cette étude, le récepteur est supposé être parfaitement synchronisé avec l'émetteur, nous avons donc en sortie du récepteur pour la réception du symbole :

$$C_i(t) = \sum_{i=1}^{N} R(t)(2S_{iMSB} - 1)(m \times P)(t + (2S_{iLSB} - 1)T)) * h(t) \qquad (3.18)$$

avec $$R(t) = e(t) + n(t) \qquad (3.19)$$

où n est un bruit blanc additive gaussien et $P(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$

L'optimisation du flux de données exige l'optimisation de la bande de base. En effet, la largeur d'une impulsion dépend de la bande de base utilisée. Dans le système que nous

proposons, la largeur de l'impulsion utilisée est de *1.5 ns*. La largeur du symbole doit être bien choisie afin de minimiser les interférences entre les ondes reçues. La solution est de minimiser la fonction d'inter-corrélation *r* entre les impulsions envoyées. En revanche, pour minimiser la probabilité d'erreur, il faut maximiser la distance entre deux impulsions pour éviter le chevauchement des symboles successifs.
L'équation d'inter-corrélation est la suivante :

$$r_{a_1 a_2}(t_1 t_2) = E\left[a_1(t_1) a_2(t_2)\right]. \qquad (3.20)$$

Dans les premières simulations que nous avons réalisées, nous avons considéré que la largeur d'un symbole 3 fois la largeur de l'impulsion afin d'éviter que les impulsions se chevauchent. Par contre, cette solution n'est pas optimale pour avoir le maximum de débit possible. Donc, nous optons pour une minimisation de la largeur de symbole pour maximiser le flux de données ainsi que le débit. Nous acceptons le chevauchement de deux symboles à condition que ces derniers soient bien sélectionnés. Autrement dit, lorsque la fonction de corrélation du premier symbole envoyé est au maximum, celle du second soit presque nulle.

3.4.1 Calcul analytique de la probabilité d'erreur

L'un des critères de performance d'un système de communication est la probabilité d'erreur P_e liée aux fausses détections. Cette probabilité varie en fonction de la distance euclidienne entre les points de la constellation d'un signal donné. En effet, le signal reçu *R(t)* est composé du signal utile *w(t)* et d'un bruit blanc gaussien de variance $\sigma = N_0$.

Dans le cas de la modulation PPM bipolaire, nous avons supposé que le canal ajoute uniquement un bruit blanc gaussien et que la probabilité d'apparition des bits est équiprobable c'est-à-dire que P(0)=P(1)=1/2. Dans notre système, les informations sont envoyées sous forme de symboles. Pour décoder les données, nous devons au préalable detecter la présence d'un symbole. Alors, nous avons deux sources d'erreurs potentielles liées soit à la perte d'un symbole entier ou alors à une erreur de décodage sur un seul bit.

P_{er} correspond aux taux d'erreur d'une communication basée une technique de codage PPM-Bipolaire. Pour calculer P_{er}, nous supposons que nous sommes dans le cas de communication parfaitement synchrone.
La figure 3.17 représente la chaine de transmission de communication du système PPM-Bipolaire.

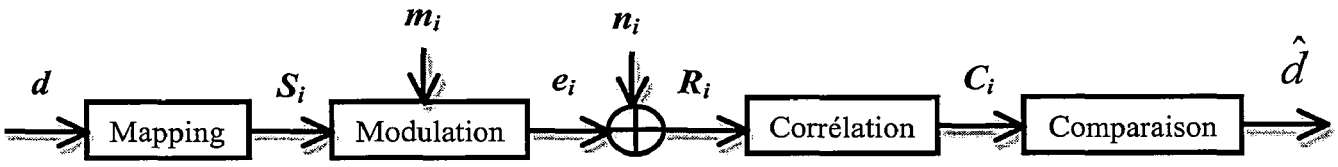


Figure 3- 17 chaine de transmission pour le système ULB-PPM-Bipolaire

d représente les données envoyées,
S_i le symbole composé de 2 bits,
m_i la forme d'onde utilisée,
e_i le signal émis,
n_i un bruit blanc gaussien,
R_i le signal reçu qui est la somme du signal émis e_i et du bruit *n*,

C_i est le résultat de corrélation entre le signal reçu Ri et la référence m_{refi},
et finalement $\hat{d}$ représente les données estimées après avoir comparé le résultat de la corrélation par rapport à la position et par rapport à l'amplitude. Nous allons par la suite calculer la probabilité d'erreur pour la PPM c'est à dire que nous commettons une erreur de décision si C_i est supérieur à C_{i+T} nous avons reçu un 1 et 0 pour le cas contraire.

La probabilité d'erreur est obtenue par ces équations :

$$\begin{aligned} P_{er} &= \frac{1}{2} prob(C_i \le C_{i+T} / d = 1) + \frac{1}{2} prob(C_i > C_{i+T} / d = 0) \\ &= prob(C_i > C_{i+T} / d = 0) \\ &= prob(e_i + n_i' > 0 + n_{i+T} / d = 0) \\ &= prob(n_i' + n_{i+T} > e_i / d = 0) \end{aligned} \qquad (3.21)$$

Si d=0 alors $e_i = P_s$
Nous avons supposé que n est bruit blanc gaussien. Alors n_i+T est indépendant de n_i. Notons $n_i^1 = n_i + n_{i+T}$, ce nouveau bruit est un bruit blanc gaussien qui a la même variance que n.

$$\begin{aligned} P_{er} &= prob(n_i^1 > p_s) \\ &= \int_{P_s}^{+\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt \end{aligned} \qquad (3.22)$$

$$\begin{aligned} P_{er} &= Q\left(\frac{P_s}{\sigma}\right) \\ P_{er} &= Q(SNR_s) \qquad (3.23) \\ SNR_s &= SNR_e * T * \Delta F \end{aligned}$$

La probabilité d'erreur est donc donnée par l'équation suivante :

$$P_{er} = Q(SNR_e * T * \Delta F) \qquad (3.24)$$

avec ΔF est la bande de fréquence, T est la durée d'un symbole, SNR_e est le signal rapport à bruit à l'entrée du corrélateur et SNR_s est le rapport récupéré à la sortie du corrélateur.

Pour évaluer la robustesse de notre technique, nous avons procédé à une série de simulations pour calculer les taux d'erreurs par bit (BER) et les comparer aux formulations théoriques.

3.4.2 Calcul du taux d'erreurs (BER)

Plusieurs simulations ont été réalisées afin d'évaluer les performances de la modulation proposée en fonction de la forme d'onde utilisée pour différents valeur de SNR. La figure 3.18 montre que nous obtenons les mêmes performances pour les différentes formes d'onde. Cette quasi-égalité est sans doute due à la robustesse de la modulation proposée et la synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas où il n'y a pas de synchronisation entre les différents signaux, des communications peuvent avoir lieu

simultanément. Une étude de l'effet du jitter sera expliquée plus loin dans le chapitre et les interférences multi-utilisateurs seront prises en considération aussi.

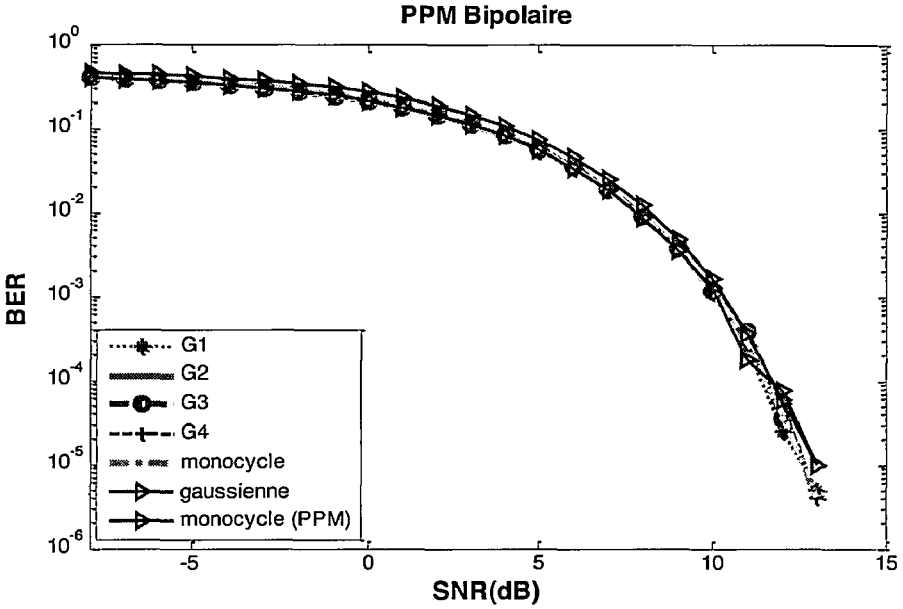


Figure 3- 18 Performances du système de communication PPM bipolaire avec les différentes formes d'ondes

Dans la figure 3.19, nous avons comparé les résultats du BER obtenus par simulations à ceux obtenus par calcul analytique de la probabilité d'erreur P_e. Nous remarquons une similitude entre les deux résultats, ce qui valide notre raisonnement.

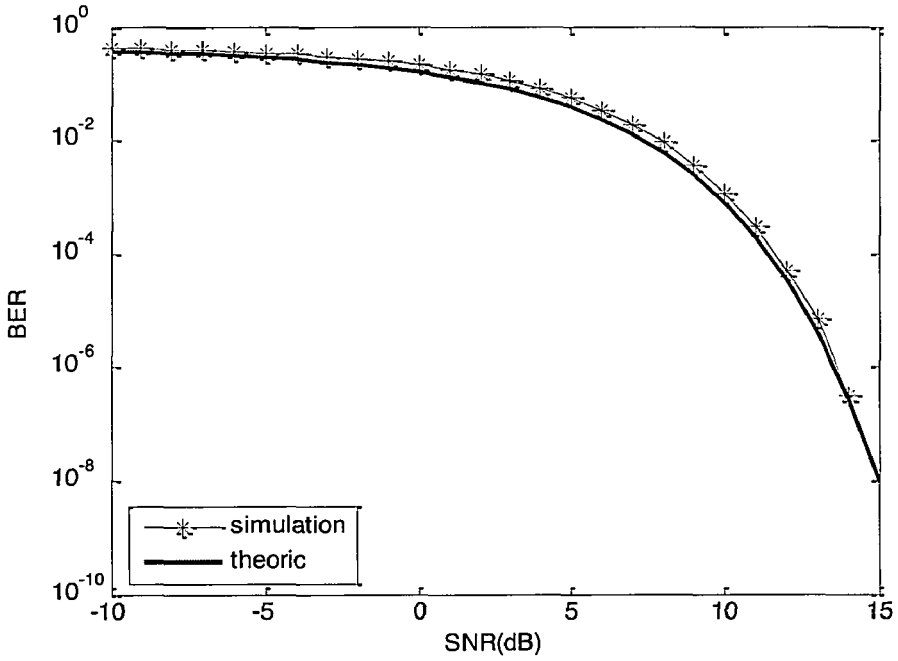


Figure 3- 19 Comparaison des résultats de simulations et théoriques

Les résultats que nous avons présentés auparavant sont valables dans le cas d'une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur, ce qui n'est pas toujours possible. La

désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur peut dégrader les performances des du système de communication.

3.5 Effets des interférences

La remise en question de la synchronisation totale entre l'émetteur et le récepteur dans la réalité nous conduit à introduire un jitter de valeur variable pour chaque système étudié (PPM et PPM-Bipolaire). De plus, afin d'évaluer les performances de ces systèmes lors d'une communication multi-utilisateurs non synchronisées, nous étions amené à rajouter un jitter entre les différents utilisateurs pour s'approcher de la réalité et monter l'effet des interférences multi-utilisateurs

3.5.1 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM

3.5.1.1 Effet jitter entre émetteur et récepteur

Nous avons fait varier la désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur en rajoutant un jitter où la valeur varie entre 3% et 10% de la largeur de l'impulsion. La figure 3.20 illustre l'effet de la dégradation dans le cas d'une modulation PPM pour les différentes formes d'onde.

Nous remarquons que pour un $SNR < 5dB$, toutes les formes d'onde et pour toutes les valeurs du jitter donnent un système équivalent en terme de BER. Pour un $SNR > 5dB$, la dégradation dépend d'une part de la forme d'onde et d'autre part de la valeur du jitter. Plus la valeur du jitter est élevée, plus la dégradation est importante. L'impulsion gaussienne s'avère moins sensible aux effets de jitter par rapport à l'impulsion monocycle, quelque soit la valeur du jitter. Cependant, l'impulsion gaussienne est très difficile à générer.

Par ailleurs, la courbe de l'ordre G_1 des fonctions de Gegenbauer présente une meilleure allure que la gaussienne pour un faible jitter ($j=3\%$). Pour un jitter élevé ($j=10\%$), le système est très détérioré. On peut conclure que G_1 est très sensible à l'effet de désynchronisation. Il y a donc un compromis à faire pour le choix de la forme d'onde. Dans le cas d'absence de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, le système présente des résultats acceptables avec G_1 pour un jitter $j \leq 3\%$. Au-delà de cette valeur, d'autres formes d'ondes peuvent être utilisées.

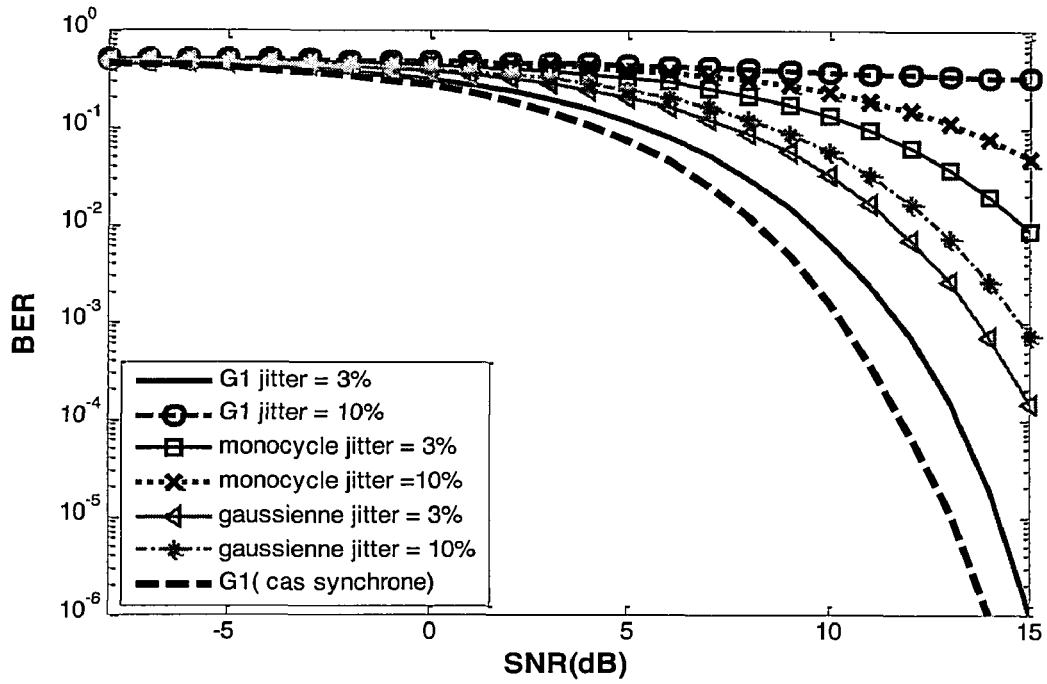


Figure 3- 20 Comparaison des différentes formes d'ondes pour la modulation PPM avec un jitter entre l'émetteur et le récepteur.

3.5.1.2 Effet des interférences inter-utilisateurs

L'accès simultané de plusieurs utilisateurs à un canal de communication commun pour transmettre l'information au récepteur implique des interférences inter-utilisateurs. Chaque utilisateur est identifié par un ordre de polynôme de Gegenbauer. Les différents utilisateurs émettent donc des signaux orthogonaux entre eux, ce qui permet d'éviter les interférences entre utilisateurs et d'assurer la confidentialité. La transmission est affectée par un bruit propre au canal. Pour des raisons de limitation temporelle, on utilise un bruit blanc gaussien. Après passage à travers le canal, on souhaite récupérer les données utiles. Pour ce faire, on corrèle le signal bruité avec un signal de référence (ordre de Gegenbauer), ce qui permet de faire apparaître des pics au niveau des données utiles positives.

Afin d'évaluer les performances, nous avons calculé le BER pour différentes valeurs de SNR. Les résultats sont illustrés dans les figures 3.21 et 3.22. Deux cas peuvent être distingués pour évaluer l'effet d'accès multiple : cas où l'émetteur et le récepteur sont synchrones et les deux utilisateurs sont asynchrones et le cas où l'émetteur et le récepteur sont asynchrone ainsi que les deux utilisateurs. Dans ce paragraphe, nous comparons ces deux cas au cas synchrone.

Pour les premières simulations, nous avons choisi que l'émetteur et le récepteur soient synchrone et que les signaux de différents utilisateurs soient envoyés à des instants différents. Nous remarquons d'après les résultats de la figure 3.20 que les valeurs de BER pour les différentes valeurs du jitter pour les utilisateurs (G_1 et G_2) augmentent, du fait que la valeur du jitter augmente. Une dégradation importante est présente quand les deux utilisateurs sont désynchronisés de 10% de la largeur de l'impulsion.

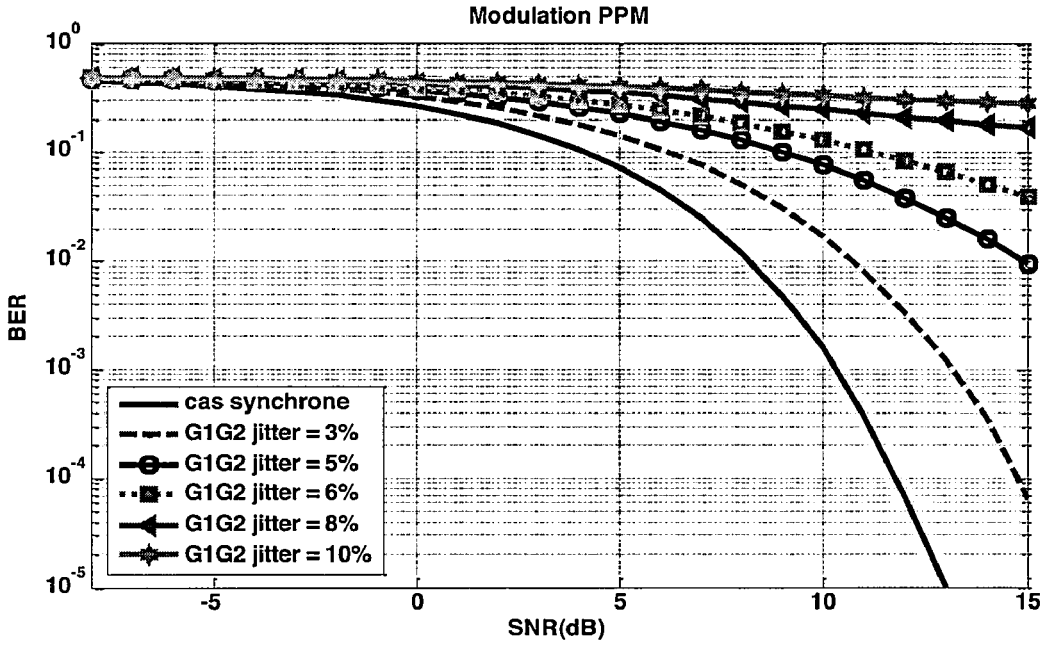


Figure 3- 21 Interférences entre deux utilisateurs (G_1 et G_2)

Dans un second temps, nous avons utilisé un système qui s'approche encore plus de la réalité. Nous avons donc un émetteur et un récepteur asynchrone en plus d'un jitter de valeur variable entre les deux utilisateurs. La figure 3.21 nous montre que la dégradation est plus importante à partir d'une valeur du jitter de 5% de la largeur de l'impulsion. Cette dégradation nous donne une estimation sur les limites de la désynchronisation du système.

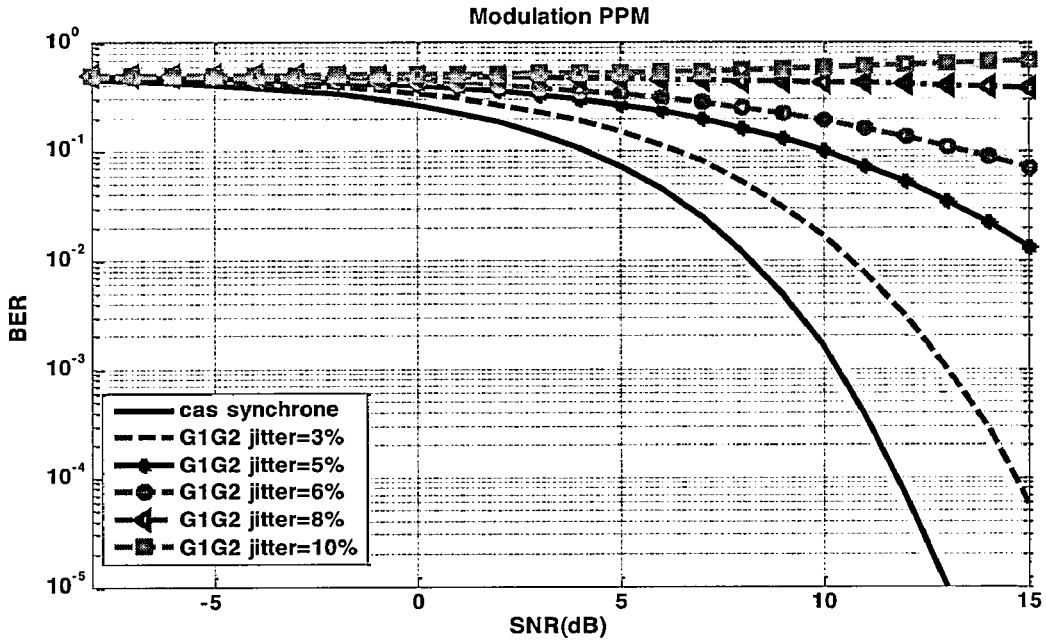


Figure 3- 22 Désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur et entre les deux utilisateurs

3.5.2 Effet du jitter pour le système basé sur la modulation PPM-Bipolaire

La synchronisation entre les utilisateurs reste délicate à obtenir. L'optimisation du débit tiendra compte des problèmes d'interférences inter-utilisateurs. En gardant la même chaine de transmission, on utilise la même structure de récepteur à corrélation. Les impulsions des différents utilisateurs se chevauchent au début de chaque intervalle de temps et la détection du signal désiré se fait par une corrélation avec une référence (3.25). Notre but est de détecter les différents utilisateurs tout en gardant une structure simple du récepteur et un taux d'erreur par bit acceptable.

Nous avons proposé d'utiliser la technique PPM-Bipolaire en en la combinant avec les nouvelles formes d'ondes orthogonales pour l'accès multiple. Ainsi, nous effectuons la modélisation d'une chaîne de transmission multi-utilisateurs basée sur les fonctions de Gegenbauer avec ses différentes phases (cf.figure 3.23).

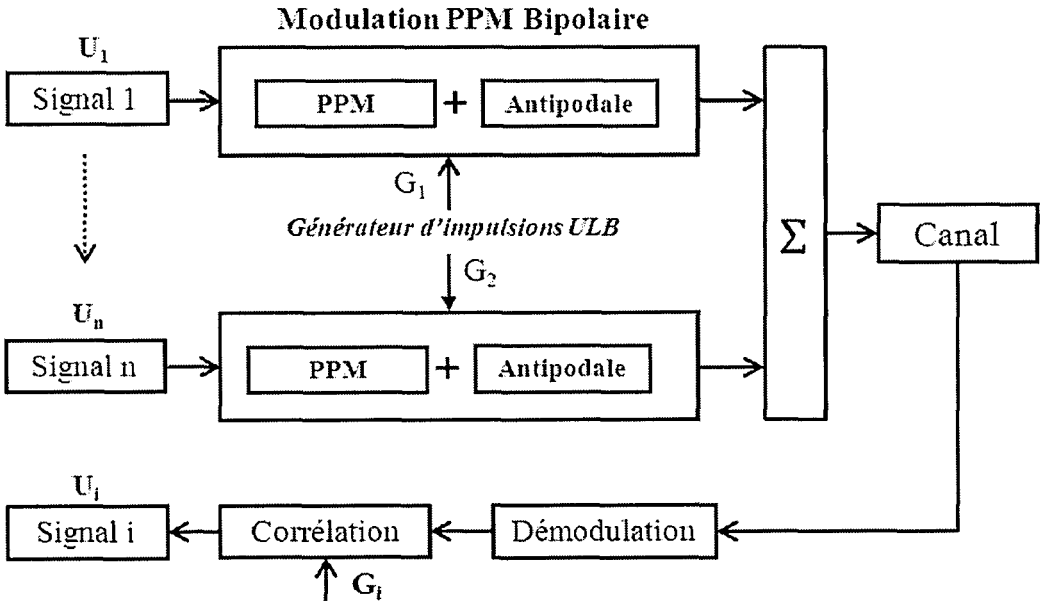


Figure 3- 23 chaine de transmission basée sur la modulation PPM bipolaire pour le cas de plusieurs utilisateurs.

Corrélation avec la référence = Intercorrélation avec les signaux des autres utilisateurs + Autocorrélation + Corrélation avec le bruit
L'équation de corrélation est la suivante :

$$C_i(t) = \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^{N} m_i m_j(t) + C_{m_i m_i}(t) + m_i n(t) \qquad (3.25)$$

Dans le cas asynchrone, les différents utilisateurs n'envoient pas leurs données au même instant, les signaux de différents utilisateurs sont déphasés et chaque utilisateur présente un retard par rapport à un autre. Le signal reçu qui est la somme de ces signaux sera donc

détérioré par le bruit et les interférences entre les utilisateurs. L'influence du retard dans l'évaluation des performances est montrée dans les figures 3.24 et 3.25, qui mettent en évidence une dégradation des performances dans le cas asynchrone.

Certes, la modulation PPM bipolaire permet l'augmentation du débit, reste à prouver à travers les simulations réalisées les performances du système. Ces performances sont évaluées en termes de BER en fonction de SNR et sont illustrées dans les figures 3.24 et 3.25. Nous commencons par le cas de deux utilisateurs , ensuite nous testons le cas de quatre utilsateurs pour évaluer le système proposé en termes de taux d'erreurs binaires en fonction de SNR.

Pour le cas de deux utilisateurs ainsi que quatre utilisateurs, il apparait qu'à des SNR inférieurs à 0 dB, le cas synchrone et les cas asynchrones sont similaires. La variation du jitter n'a pas beaucoup d'impact sur le système. Cependant, pour SNR supérieure à 0 dB, les valeurs de BER pour les différents taux d'erreur par bit augmentent.

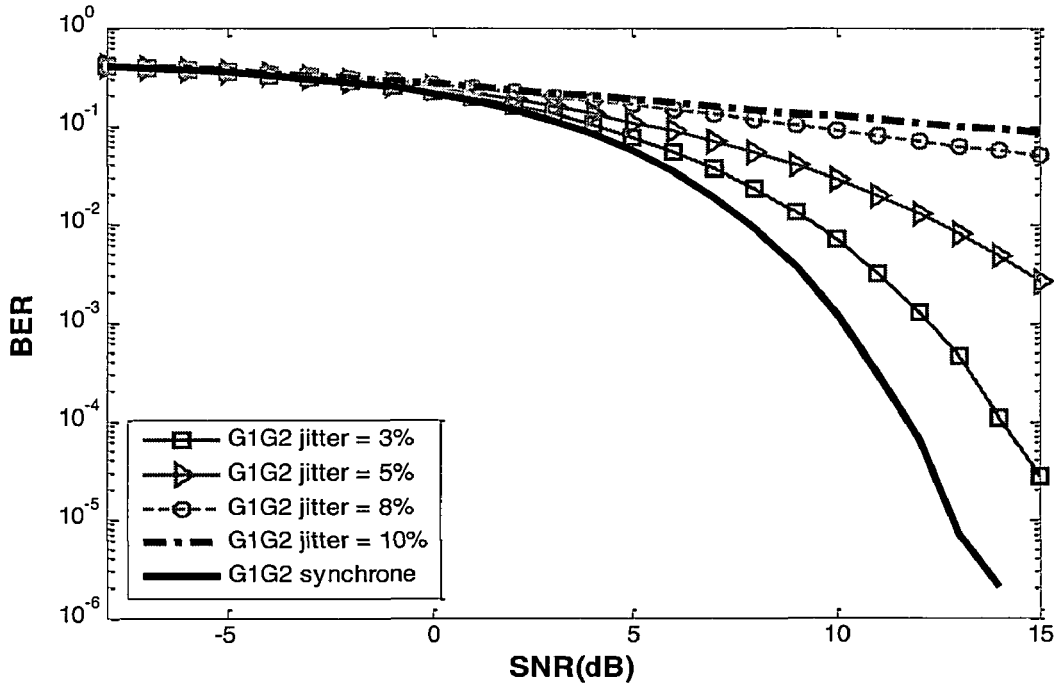


Figure 3- 24 Courbe de BER en fonction de SNR pour la modulation PPM-Bipolaire dans le cas d'une transmission à accès multiple (cas de deux utilisateurs)

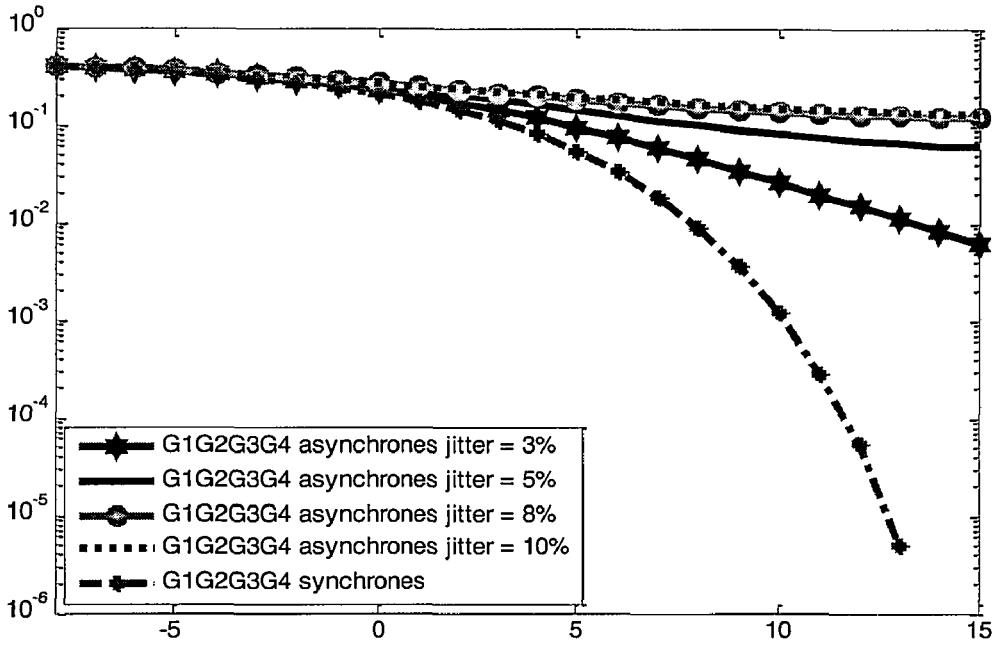


Figure 3- 25 Courbe de BER en fonction de SNR pour la modulation PPM-Bipolaire dans le cas d'une transmission à accès multiple (cas de 4 utilisateurs)

Afin de minimiser les interférences entre les utilisateurs et simplifier le système que nous proposons, nous avons utilisé les polynômes de Gegenbauer modifiés qui permettent à la fois la génération d'un signal ULB et l'accès multiple au canal. Il est possible donc de remplacer les codes pseudo aléatoires utilisés en général pour le système ULB par les fonctions orthogonales. Nous avons donc utilisé cette orthogonalité afin de minimiser les interférences entre les utilisateurs. Ainsi plusieurs utilisateurs peuvent partager le canal de transmission.

Nous remarquons que lorsqu'on augmente l'ordre du polynôme Gegenbauer, le pic de la fonction de corrélation devient de plus en plus étroit avec une apparition des lobes secondaires qui peuvent causer la dégradation du système. Notre objectif est de repérer les ordres de fonction qui ont une meilleure propriété d'autocorrélation avec un lobe principal d'amplitude assez grande par rapport aux lobes secondaires.

Les courbes donnant le taux d'erreur par bit en fonction du rapport signal à bruit en dB, pour le cas de 4 utilisateurs dans les cas synchrone et asynchrone appellent plusieurs commentaires :

Pour les $SNR<5dB$, le BER est pratiquement identique pour les différents utilisateurs présentés sur la figure 3.24. Pour les $SNR>5dB$, l'augmentation de valeur du jitter, qui caractérise l'écart de synchronisation entre les utilisateurs, montre une dégradation et une élévation de BER. Pour $j>3\%$, le système donne presque les mêmes BER. On peut conclure que la désynchronisation entre les utilisateurs permet d'avoir un système avec des performances acceptables en terme de taux d'erreur binaire si et seulement si la valeur de jitter est faible de l'ordre de 3%.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes formes d'ondes qui peuvent être utilisé dans un système ULB. Nous avons ensuite étudié la modulation PPM et nous avons réalisé des simulations pour tester les différentes formes d'onde étudiées dans un système ULB-PPM. Nous avons aussi proposé une nouvelle technique de codage nommée PPM-Bipolaire capable d'augmenter le débit offert par rapport à un système ULB-PPM. Notre système impulsionnel basé sur la modulation PPM-Bipolaire et les fonctions orthogonales de Gegenbauer permet de bénéficier à la fois de l'aspect large bande et de l'énergie disponible en réception. L'avantage de notre technique de codage réside, d'une part, dans sa faible complexité, sa simplicité d'implémentation et ses propriétés d'orthogonalité, liées aux fonctions orthogonales de Gegenbauer. Afin d'évaluer le système en termes de taux d'erreurs par bit, nous avons calculé la probabilité d'erreur d'une manière analytique et ensuite nous avons effectués des simulations. D'après ces simulations, on peut conclure que le système ULB-PPM-Bipolaire est très robuste contre le bruit et a un meilleur débit qu'un système classique. Nous avons aussi testé la possibilité d'avoir une communication multi - utilisateurs. En effet, nous avons simulé d'une part, le système de communication PPM-ULB, et d'autre part, nous avons étudié le cas multi - utilisateurs pour le système ULB-PPM-Bipolaire. Ainsi, nous pouvons conclure que les fonctions orthogonales, et surtout les fonctions de Gegenbauer modifiées, permettent à plusieurs utilisateurs d'accéder simultanément au canal de transmission, par contre, un des inconvénients de ces fonctions reste que le nombre des utilisateurs possibles reste limité. Ces modulations sont donc très sensibles à la désynchronisation et cette technique n'est à priori pas suffisamment efficace dans le cas d'un grand nombre d'utilisateurs. Dans le chapitre suivant, nous étudierons donc d'autres types de modulations afin d'améliorer encore plus le débit offert.

Chapitre 4

Mise en œuvre de nouvelles modulations IR-ULB haut débit (M-OAM)

Chapitre 4 ..... **64**

Mise en œuvre de nouvelles modulations IR-ULB haut débit (M-OAM) **64**

4.1 Introduction **65**

4.2 Modulation M-QAM **66**

4.2.1 Principe 66

4.2.2 Propriétés des modulations QAM 70

4.3 Nouvelle approche aux modulations à haut débit pour les systèmes IR-ULB : Proposition des modulations M-OAM **71**

4.3.1 Modulation 4-OAM 73

4.3.2 Modulation 16-OAM 75

4.3.3 La modulation 64-OAM 77

4.3.4 Comparaison des 3 modulations étudiées 78

4.4 Cas particuliers des modulations M-OAM **79**

4.4.1 Modulation 8-OAM 79

4.4.2 Modulation 32-OAM 80

4.5 Conclusion **80**

4.1 Introduction

De nos jours, la transmission numérique sans fil est en pleine essor. L'évolution des systèmes communicants a entrainé une augmentation des vitesses de traitement et des tailles de stockage. Le public est de plus en plus à la demande de nouveaux moyens de communication à très haut débit permettant la transmission d'une grande quantité d'information. Les développements récents en électronique numérique et télécommunication ont accéléré la réalisation de plusieurs systèmes dédiés particulièrement aux transports terrestres afin d'améliorer à la fois le confort et la sécurité des voyageurs spécialement la surveillance des actes de violence dans les métros et les bus, la transmission d'informations pour les voyageurs des trains (la liste des hôtels et des restaurant dans la zone...etc). D'où le besoin de passer d'une liaison de quelques Mbits/s à des liaisons pouvant atteindre plusieurs Gbits/s et permettant ainsi une multitude d'applications futures. Bien que la capacité de haut débit et de large bande passante existe déjà sur de nombreuses infrastructures filaires, cette même capacité est assez différente sur le réseau sans fil. En effet, la transmission est beaucoup plus lente et de qualité inférieure. Ces systèmes sans fil n'ont jamais été conçus pour gérer la large bande passante nécessaire pour une transmission haut débit et fiable à tout instant. Notre défi est d'atteindre le débit souhaité de l'ordre de 3Gbits /s avec des taux d'erreur très faible, en utilisant des signaux ULB.

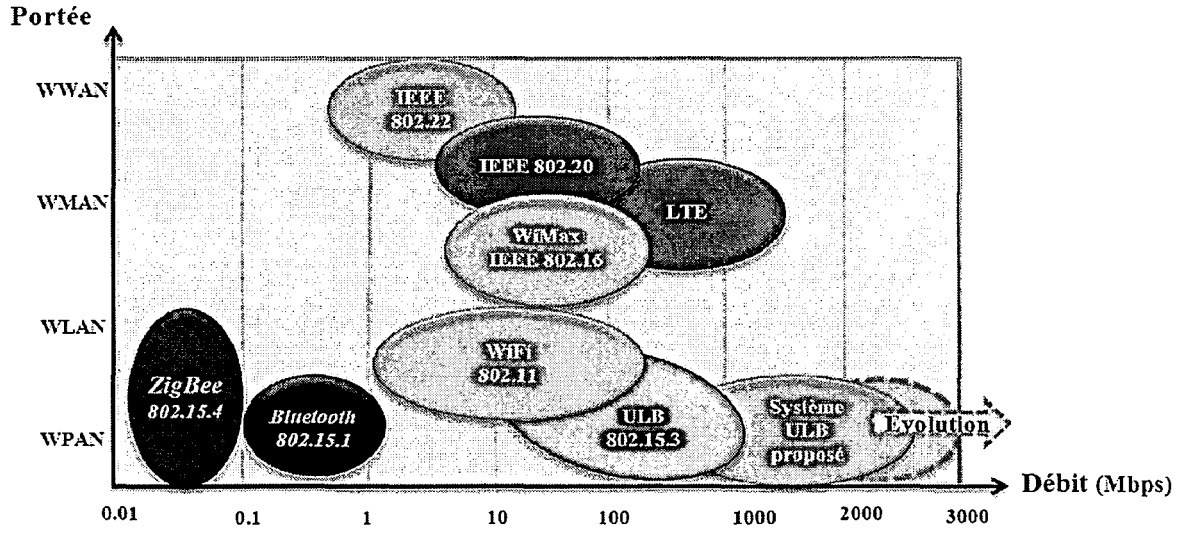


Figure 4-1 Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en termes de débit et de portée

Un paramètre important pour la communication sans fil est le choix de la modulation numérique. Il existe plusieurs schémas de modulations numériques avec des performances assez variables. Les modulations linéaires avec des ordres élevés telles que les modulations M-QAM, avec M>4, offrent une haute efficacité spectrale. Ces modulations sont utilisées pour les transmissions haut débit à fort rapport signal sur bruit. Par exemple, les modulations 64-QAM sont utilisées dans la norme DVB-C (Digital Video Broadcasting By Cable) pour la transmission de la vidéo numérique via le câble. Les progrès réalisés dans le domaine de

codage canal, rendent envisageable l'adoption de ce type de modulations pour les communications très haut débit.
Ce chapitre est consacré à la présentation d'une nouvelle famille de modulations basées sur le même principe que la QAM mais que nous adaptons à un système ULB impulsionnel (pas de sinus ni de cosinus). Cette nouvelle modulation permettra d'avoir un débit plus important que celui offert par les modulations classiques type PPM ou PAM avec des bonnes performances en termes de taux d'erreur par bit. L'objectif principal est d'augmenter l'efficacité spectrale des modulations pour les systèmes ULB impulsionnels.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons d'une manière générale la modulation d'amplitude en quadrature QAM qui est la modulation la plus sollicitée pour l'implémentation des systèmes haut débit. La deuxième partie est dédiée à la modulation M-OAM que nous proposons ici. Nous comparons par la suite les performances de différentes modulations proposées (4-OAM, 16-OAM, 64OAM..) en termes de TEB. Enfin, nous présenterons quelques cas particuliers de cette modulation (8-OAM, 32-OAM).

4.2 Modulation M-QAM

4.2.1 Principe

L'objectif du modulateur est de modifier les caractéristiques du signal à émettre de manière à l'adapter au canal de transmission. Selon le type de canal et les contraintes du système de communication, la transmission du signal peut se faire de deux manières:

- Directement sur le canal: il s'agit de la transmission en bande de base. C'est le cas pour l'ULB impulsionnel et C'est le cas qui nous intéresse dans ce chapitre.
- Sur une fréquence adaptée au canal de transmission après translation du spectre du signal: la modulation se fait sur fréquence porteuse.

En transmissions numériques, le rôle du modulateur est de former des groupes de n bits en un signal appelé symbole. Le type (amplitude, phase, fréquence) et l'indice (4, 16,64...) de la modulation vont déterminer le nombre M de symboles distincts qu'il est possible de transmettre. Le nombre de symboles indique alors combien de bits sont codés par symbole, selon l'équation (4.1):

$$n = \log_2(M) \tag{4.1}$$

Dans ce paragraphe, nous traitons la modulation QAM. C'est une modulation qualifiée de multi-niveaux ou M-aires.

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle. C'est la combinaison de modulation de phase et d'amplitude qui utilise deux porteuses en quadrature (Inphase et Quadrature, I et Q) qu'elle combine par addition pondérée en fonction du signal binaire à retransmettre. La modulation numérique QAM associe à chaque symbole S_i une amplitude A_i et une phase ϕ_i. Pour le symbole S_i émis sur l'intervalle $[kT\,;(k+1)T]$, le signal transmis est :

$$s_i(t) = A_i s(t - kT)\cos(2\pi f_c t + \phi_i) \tag{4.2}$$

T_b est le temps bit alors $T = n \times T_b$, Ensuite, le signal $s(t)$modulé à M états en amplitude et phase est donné par l'équation (4.3):

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k s(t - kT)\cos(2\pi f_c t + \phi_k) \tag{4.3}$$

où a_k et ϕ_k représentent respectivement l'amplitude A_i et la phase ϕ_i émises dans l'intervalle k. Le signal $S(t)$ peut alors s'écrire comme suit:

$$s(t) = I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{4.4}$$

où les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ valent :

$$I(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \cos(\phi_k) s(t - kT) \tag{4.5}$$

$$Q(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \sin(\phi_k) s(t - kT) \tag{4.6}$$

À partir de ces signaux donnés par les équations (4.5) et (4.6) et en utilisant une modulation M-QAM, nous pouvons en déduire que l'enveloppe du signal modulé n'est pas constante, contrairement aux modulations M-PSK (Phase-shift keying).

La seconde opération du modulateur consiste à effectuer un codage de niveau (mapping). A chaque groupe de N bits est attribué un symbole selon une règle précise de codage. La méthode la plus souvent utilisée correspond au codage de Gray [Kadionik 00] qui a l'avantage de ne faire varier un seul bit entre les symboles adjacents. Cette caractéristique est ensuite exploitée par le récepteur pour détecter les erreurs de transmission.

L'ensemble des symboles possibles peut être représenté dans un diagramme de constellation, les axes X et Y étant respectivement les composantes en phase $I(t)$ et en quadrature $Q(t)$. En QAM, les points de la constellation sont généralement organisés dans une grille carrée avec un espacement vertical et horizontal égale, bien que d'autres configurations sont possibles (par exemple la Croix-QAM). Les données sont généralement binaires, le nombre de points dans la grille est généralement une puissance de 2 (2, 4, 8 ...). Dans une modulation QAM, chaque point de la constellation est situé aux valeurs {±a a a a ,3 ,5 ,7 ...}, a étant défini selon l'énergie de l'impulsion utilisée pour le symbole [Sternad et Falahti].

Nous retrouvons un exemple de constellation pour une modulation 16-QAM en figure 4.1. Cette constellation, et en conséquence le nombre de bits pouvant être transmis en une fois. Ce nombre peut être argumenté pour obtenir un meilleur débit binaire, ou diminué pour améliorer la fiabilité de la transmission en générant moins d'erreurs binaires. Le nombre de points de la constellation est indiqué avant le type de modulation QAM.

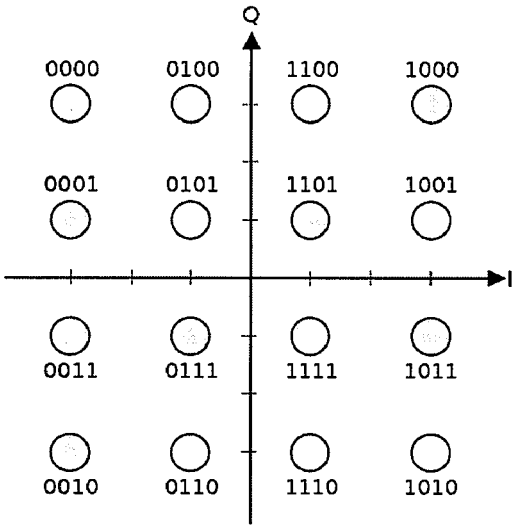


Figure 4-2 Diagramme de constellation 16-QAM

En passant à une constellation d'ordre supérieur, on transmet plus de bits par symbole. Cependant, si l'énergie moyenne de la constellation est constante, les points doivent être rapprochés et sont donc plus sensibles aux bruits, ce qui entraîne un taux d'erreur binaire plus élevé. Augmenter l'ordre pour la QAM permet de fournir plus de données certes, cependant ces données sont moins fiables que l'ordre inférieur. Donc il y a un compromis à faire par rapport aux besoins.

Les modulations 4-QAM (QPSK), la 16-QAM et la 64-QAM sont utilisées pour les communications numériques et spécifiquement les normes WiFi IEEE802.11a, g, n et p et WiMax IEEE802.16 d, e et f.

64-QAM et 256-QAM sont souvent utilisés dans les câbles numériques de télévision ainsi que les modems. Les systèmes de communication visant à atteindre des niveaux très élevés d'efficacité spectrale emploient habituellement des constellations QAM très dense. Citons l'exemple du réseau de câblage domestique existant (câble coaxial , de lignes téléphoniques et de lignes à haute tension), qui emploie jusqu'à 4096 constellations QAM soit 12 bits par symbole.

Au niveau du récepteur, le signal modulé peut être démodulé en utilisant un démodulateur cohérent. Un tel démodulateur multiplie séparément le signal reçu par un sinus d'une part et par un cosinus d'autre part. Les deux multiplications vont produire respectivement les estimations des voies *I(t)* et *Q(t)*. Grâce à la propriété d'orthogonalité des deux porteuses utilisées, il est possible d'extraire les deux signaux modulant de manière indépendante.

Dans un cas idéal, la voie *I(t)* est démodulée en multipliant le signal reçu par un signal en cosinus :

$$r_i(t) = s(t)\cos(2\pi f_c t) \tag{4.7}$$

En utilisant les identités trigonométriques, nous avons :

$$r_i(t) = \frac{1}{2}I(t) + \frac{1}{2}\left[I(t)\cos(4\pi f_c t) + Q(t)\sin(4\pi f_c t)\right] \tag{4.8}$$

De manière analogue, la réception de la voie *Q(t)* se fait en multipliant le signal reçu *S(t)* par un "sinus".

Dans le domaine fréquentiel, l'utilisation du transformé de Fourrier nous donne :

$$S(f) = \frac{1}{2}\left[M_I(f - f_c) + M_I(f + f_c)\right] + \frac{1}{2j}\left[M_Q(f - f_c) + M_Q(f + f_c)\right] \tag{4.9}$$

où $S(f)$, $M_i(f)$ et $M_g(f)$ sont les transformées de Fourier de $s(t)$, $I(t)$ et $Q(t)$ respectivement.

La figure 4.3 montre la structure idéale d'un émetteur QAM, avec une fréquence porteuse f_c et une réponse fréquentielle $H_t(f)$.

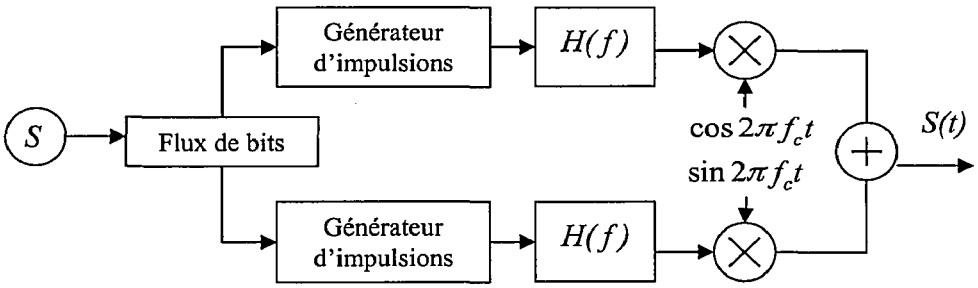


Figure 4-3 Emetteur QAM

D'abord le flux de bits à transmettre est divisé en deux parties égales: ce procédé génère deux signaux indépendants à transmettre. Le premier signal est multiplié par un cosinus et le deuxième par un sinus. Le signal émis est donc la somme de ces deux derniers qui sont orthogonaux.

Le signal envoyé peut être s'écrire sous la forme :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty}\left[v_c[n]\cdot h_t(t - nT)_s \cos(2\pi f_c t) - v_s[n] h_t(t - nT)_s \sin(2\pi f_c t)\right] \tag{4.10}$$

où $v_c[n]$ et $v_s[n]$ sont les tensions appliquées respectivement pour le cosinus et sinus.

Le récepteur effectue tout simplement le processus inverse de l'émetteur. Sa structure idéale est donnée par la figure 4.4 avec H_r réponse fréquentielle après passage par le filtre.

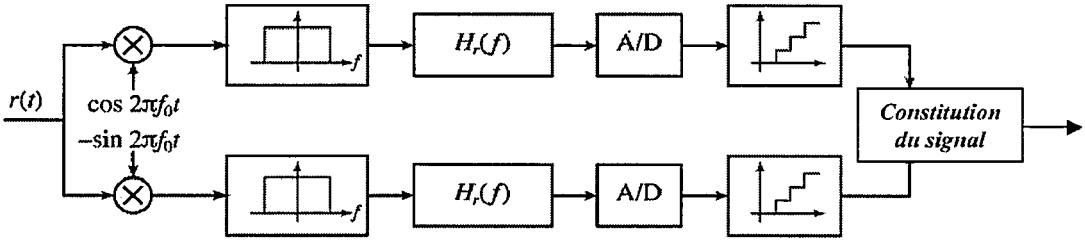


Figure 4-4 Récepteur QAM

En multipliant par un cosinus (ou un sinus) et par un filtre passe-bas, il est possible d'extraire la composante en phase (ou en quadrature). Puis, il suffit d'utiliser un démodulateur d'amplitude pour retrouver les deux flux de données.

4.2.2 Propriétés des modulations QAM

Le type de modulation numérique peut être considéré comme un des paramètres en fonction duquel on peut augmenter la transmission des données et, donc, le débit. La modulation QAM se définit par son indice de modulation qui précise le nombre d'états possibles. En particulier, le codage binaire du signal réalise une association entre un paquet de n bits et un symbole c_k qui contient une information sur l'amplitude et sur la phase. Les points de la constellation représentent le nombre d'états M de la modulation et donc sa complexité.

La quantité n de bits transportés par chaque symbole s_i est liée au nombre d'états M selon l'équation (4.11):

$$n = \log_2(M) \tag{4.11}$$

Nous rappelons que le débit binaire vaut :

$$D_b = \frac{1}{T_b} \quad [bits/\sec] \tag{4.12}$$

où T_b est le temps bit, alors le débit symbole est égal à :

$$D_s = \frac{1}{n \cdot T_b} = \frac{D_b}{n} \quad [Bauds] \tag{4.13}$$

d'où $D_b = n \cdot D_s$.

Donc nous remarquons qu'à D_s fixe, le débit binaire D_b augmente avec n donné par l'équation (4.11) et par conséquence avec les états M de la modulation numérique.

Cette modulation présente principalement les avantages suivants 10^{-3}:

• Un débit binaire élevé pour un taux de symbole et une largeur de bande *B(Hz)* donnés.
• Ou alors, en diminuant le débit symbole, on peut réduire la bande passante B utilisée pour un débit binaire donné.

Dans les deux situations, l'efficacité spectrale est améliorée. L'efficacité spectrale est un indicateur qui mesure la qualité d'un codage ou d'une modulation à utiliser la bande passante. Elle est définie par η équation (4.14) :

$$\eta = \frac{D}{B} [bits/s/Hz] \tag{4.14}$$

Le Tableau 4.1 illustre les gains obtenus sur le débit binaire et l'efficacité spectrale pour une vitesse de modulation et une bande passante données.

N	Indice M	Modulation	Débit binaire	Efficacité spectrale
2	4	4-QAM	2D	$2.\eta$
4	16	16-QAM	4D	$4.\eta$
6	64	64-QAM	6D	$6.\eta$
8	256	256-QAM	8D	$8.\eta$

Tableau 4.1 : Le gain en fonction du type de modulation

Cependant, les modulations haut niveaux présentent certains inconvénients. En effet, plus l'indice de modulation est élevé, plus la distinction entre les différents états que prennent les symboles est petite. On a donc une moins grande immunité au bruit d'une part. D'autre part, les récepteurs sont plus complexes pour pouvoir correctement détecter et restituer les symboles transmis.

Par ailleurs, pour les systèmes ULB impulsionnel il est difficile d'appliquer ce type de modulation à cause de l'absence de la porteuse. Donc, afin d'augmenter le débit, offert par les modulations classiques utilisées dans les systèmes ULB, nous proposons une nouvelle approche qui est basé sur le même principe que celle utilisée dans les modulations QAM. En effet, nous proposons de remplacer des porteuses par des formes d'ondes orthogonales.
Ainsi, afin de moduler les bits de données, nous avons trois degrés de liberté : la position, la phase et la forme d'onde utilisée.

4.3 Nouvelle approche aux modulations à haut débit pour les systèmes IR-ULB : Proposition des modulations M-OAM

Ce paragraphe est dédié à la présentation d'une nouvelle modulation nommée M-OAM (Orthogonal Amplitude Modulation) à M états. Nous nous sommes inspirés des principes de la modulation M-QAM. Comme nous l'avons cité dans le paragraphe précédent, cette modulation permet d'offrir un très haut débit et reste robuste par rapport aux effets du canal de propagation. Par analogie, nous avons conçu la modulation OAM pour les systèmes IR-ULB sachant que la notion de porteuse n'existe pas dans le domaine impulsionnel. L'idée est donc de remplacer les porteuses utilisées pour la modulation QAM par des formes d'ondes orthogonales.

Nous proposons une chaine de transmission ULB composée d'un émetteur et d'un récepteur séparé par le canal. (cf. Figure 4.5).

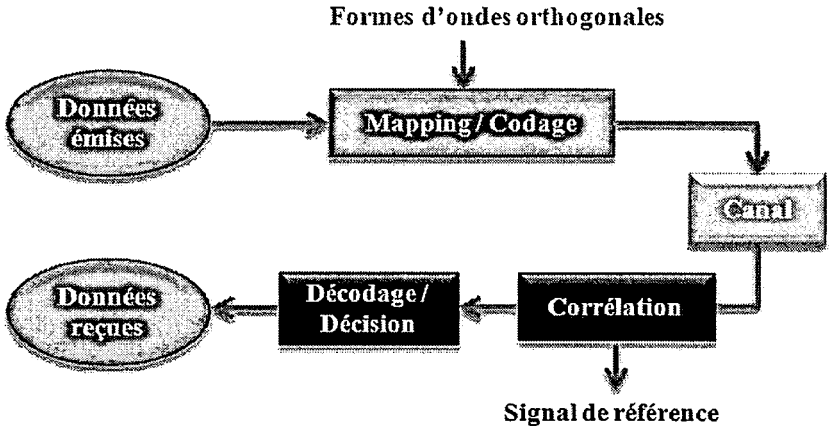


Figure 4-5 Système de communication ULB basé sur la modulation M-OAM

Ce système ULB a pour avantage d'être impulsionnel, donc en bande de base. L'objectif de nos travaux est toujours l'augmentation de débit offert. La modulation que nous proposons permettra d'avoir encore plus de débit qu'avec le système étudié précédemment.

Le principe des modulations M-OAM consiste à moduler l'instant d'émission de l'impulsion parmi M états. M étant un multiple de 2 ; $M = 2^n$ avec n variable. Augmenter n permet d'augmenter le nombre de bits transmis par symboles et par conséquent le débit offert. La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur dont le bon dimensionnement doit permettre d'augmenter le débit offert tout en conservant la robustesse du système.

Dans le cas d'un système ULB multibande, le signal est transmis grâce à une porteuse. Dans notre système, il n'y a pas de porteuse pour transmettre le signal. La modulation est l'équivalent de la modulation QAM, de ce fait, il est nécessaire d'assurer une orthogonalité entre les porteuses. Afin d'obtenir cette orthogonalité pour la nouvelle modulation M-OAM, nous utilisons des formes d'ondes orthogonales. Plusieurs études ont été réalisées à ce sujet permettant de comparer les formes orthogonales [ElBahhar 01]. Nous nous basons alors sur les résultats de ces travaux pour choisir d'une part les polynômes orthogonaux et leurs ordres d'une autre part. Nous choisissons les fonctions de Gegenbauer modifiées qui présentent de bonnes performances en termes de BER. En ce qui concerne, les ordres choisis, nous utilisons les 4 premiers ordres.

Par analogie à la modulation QAM, le cosinus peut être remplacé par un ordre des polynômes de Gegenbauer et le sinus est remplacé par un deuxième ordre.
Il s'agit ici aussi du récepteur optimal dans le cas de l'utilisation mono-utilisateur en présence de bruit blanc gaussien additif.

Nous présentons dans la partie suivante les trois cas de modulations : 4-OAM, 16-OAM et 64-OAM. L'évaluation et la comparaison des performances de ces modulations sont effectuées en termes de BER pour différentes valeurs de SNR dans un canal à bruit blanc gaussien. Par la suite, nous présenterons les cas particuliers de la modulation OAM. Il s'agit de 8-OAM et 32-OAM.

4.3.1 Modulation 4-OAM

La modulation 4-OAM consiste à envoyer 2 bits/symboles. De la même façon que dans le cas de la PPM bipolaire, l'information du premier bit est représentée par la position. L'information du deuxième bit est représentée par la phase. Il y a alors 4 possibilités pour cette modulation. Dans le tableau 4.2, nous présentons les symboles obtenus avec la modulation 4-OAM. Dans le cas de cette modulation, une seule forme d'onde est utilisée. Nous avons choisi la fonction orthogonale G_1 mais d'autres ordres des fonctions de Gegenbauer peuvent être utilisés.

LSB / MSB	0	1
0	G1	G1
1	- G1	- G1

Tableau 4.2 : Exemple de codage 4-OAM

Il a été montré dans le chapitre précédent que la combinaison de la modulation de position et antipodale permet d'augmenter le débit offert. Le fait d'augmenter le nombre de bits envoyés permet d'augmenter le débit mais aussi la sensibilité vis-à-vis du canal.

Nous rappelons l'équation d'un symbole :

$$S_i = (2d_{iMSB} - 1) \times m(t + 2d_{iLSB}\delta) \tag{4.15}$$

δ est le décalage dans le temps,
$m(t)$ est la forme d'onde utilisée,
$d_i = \{0.1\}$ est le bit envoyé,
d_{iMSB} est le bit ayant le poids fort,
d_{iLSB} est le bit ayant le poids faible.

Le signal émis s'exprime ainsi :

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N} \sqrt{E_s}(2d_{2k} - 1) \times m(t + 2d_{2k+1}\delta + kT) \tag{4.16}$$

avec N est le nombre de symboles envoyés, T la période d'un symbole et E_s l'énergie d'un symbole.

Cette modulation permet de doubler, par rapport aux procédés classiques, le débit de communication puisqu'on a besoin de deux fois moins de temps pour envoyer la même quantité d'information. Reste à vérifier la sensibilité du système par rapport au bruit et l'augmentation du BER. Par notre nouvelle technique, le signal est quantifié sur plusieurs bits et la corrélation est optimisée ce qui augmente les performances du corrélateur.

Le signal reçu après corrélation est donné par l'équation (4.17):

$$\begin{aligned} r_{c_i}(t) &= R(t) * m_i(t) + n(t) * m_i(t) \\ &= \sum_{k=0}^{N} \sqrt{E_s}\,(2d_{2k} - 1) \times m(t) * m(t + 2d_{2k+1}\delta + kT) + n(t) * m(t) \end{aligned} \tag{4.17}$$

Afin de retrouver les bits envoyés, nous utilisons une méthode de prise de décision par rapport à la position du pic et sa polarité. L'algorithme décrit par la figure 4.6, correspond aux étapes suivies lors du décodage des signaux modulé en 4-OAM.

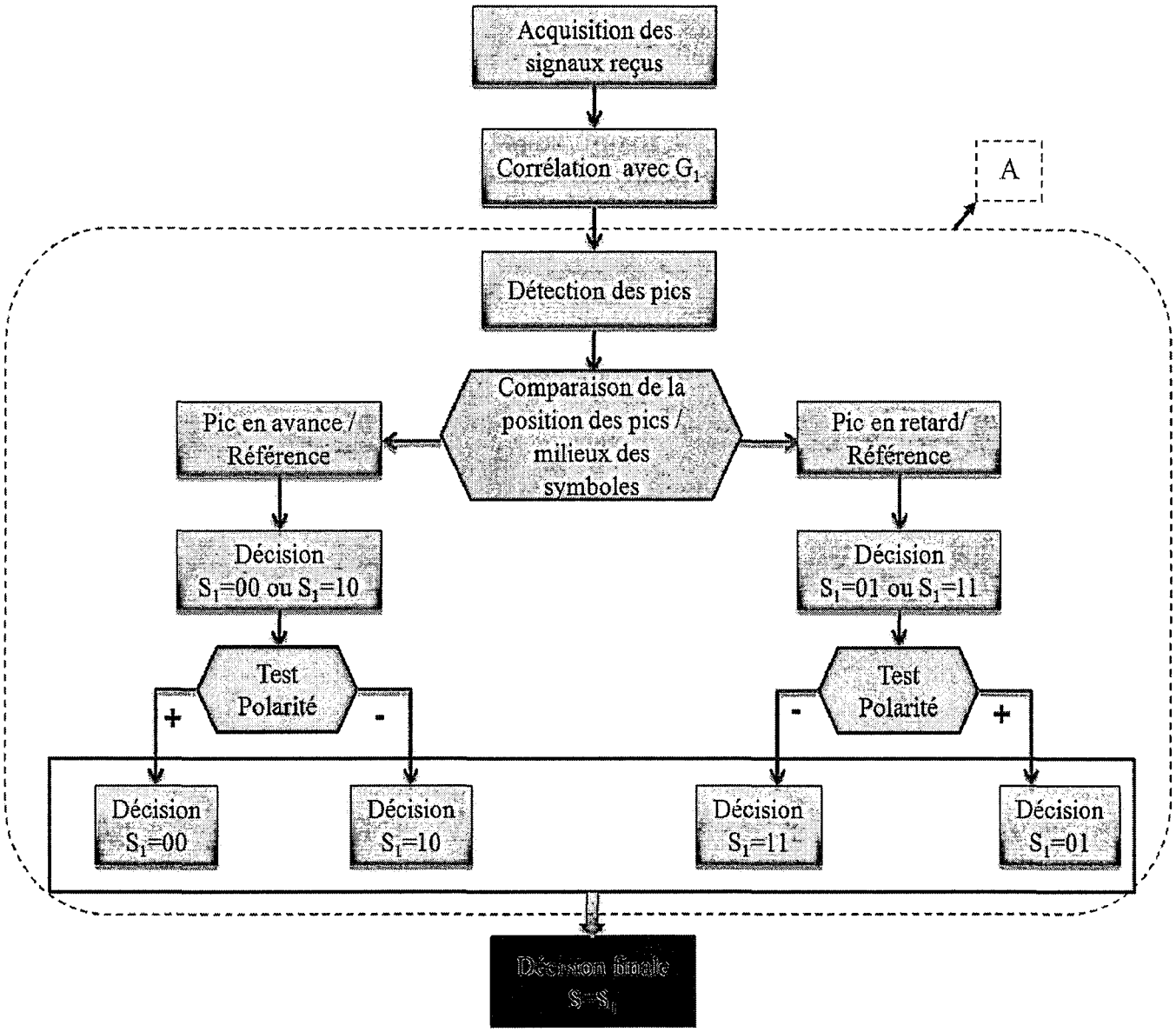


Figure 4-6 Algorithme correspondant au décodage de la 4-OAM

Nous avons donc P_1 représente le bit à poids fort (polarité) et P_2 le bit à poids faible (position).

Soit $P_1 = s(kT + \frac{T}{4})$ et $P_2 = s(kT + \frac{3T}{4})$ (4.18)

La prise de décision est donnée par les équations suivantes :

$$si\,|P_1|\ \mathrm{f}\ |P_2| \quad \text{alors} \quad d_{2k} = signe(P_1) \text{ et } d_{2k+1} = 1$$
$$si\,|P_1|\ \mathrm{p}\ |P_2| \quad \text{alors} \quad d_{2k} = signe(P_2) \text{ et } d_{2k+1} = 0 \qquad (4.19)$$

4.3.2 Modulation 16-OAM

Dans la majorité des applications de télécommunication, l'utilisation de la modulation 16-QAM est dominante. D'où notre intérêt à établir une communication en ULB avec la modulation16-OAM dans le souci d'avoir un débit plus important. Nous avons effectué l'étude concernant ce cas en gardant la même longueur du symbole et en envoyant plus de bits par symbole. De cette manière, nous gardons la longueur du symbole fixe, ce qui le rend indépendant du nombre de bits envoyé. La modulation 16-OAM nous offre l'occasion d'envoyer 4 bits par symbole. Chaque sous-symbole (composé de 2 bits) est codé de la même manière : un bit qui contrôle la polarité et un bit qui contrôle la phase. Le 3ème degré de liberté est obtenu en utilisant deux formes d'ondes orthogonales G_1 et G_2. Les trois degrés de liberté (polarité et phase et forme d'onde) permettent un ajustement du débit utile à transmettre. Le débit utile résultera du choix de la constellation utilisée mais aussi du choix du nombre de bits par symbole.

L'augmentation du nombre de bits envoyés par symbole permet d'optimiser le débit, cependant la difficulté est de traiter le signal au niveau de la réception est de pouvoir bien le décoder. Il est nécessaire de trouver un bon compromis entre le haut débit et la complexité du système. Pour conserver de bonnes performances, la limitation des interférences entre les sous-symboles est assurée par l'orthogonalité entre les formes d'ondes.

Le tableau 4.3 ci-dessous, présente toutes les combinaisons possibles pour le cas de la 16-OAM. Pour l'obtention d'un symbole, il suffit d'additionner la première forme d'onde G_1 codant les deux premiers bits en modulation PPM-Bipolaire avec la deuxième forme d'onde G_2 codant les deux bits suivants.

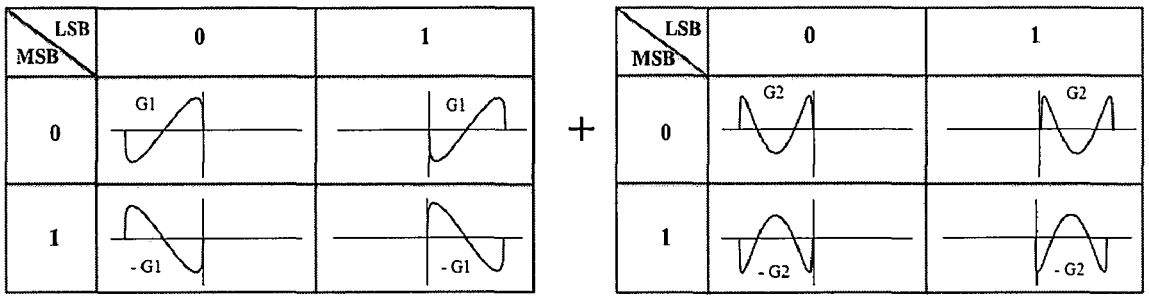


Tableau 4.3 : Exemple de la modulation 16-OAM

L'équation du signal envoyé :

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N} \frac{\sqrt{E_s}}{N_p} \sum_{p=0}^{N_{p-1}} (2b_{2^{N_p}k+2p} - 1) \times m(t + 2b_{2^{N_p}k+2p+1}\delta + kT) \qquad (4.20)$$

avec p est le nombre de porteuses

Au niveau de la réception, l'ensemble de symboles transmis simultanément subit des distordions h introduites par le canal. Les données transmises sont donc restituées grâce à une corrélation du signal bruité avec l'impulsion de référence suivi d'une détection des pics et leurs indices (cf. figure 4.7). On parle alors de détection mono-utilisateur étant donné que le détecteur ne nécessite que la connaissance du symbole d'un seul utilisateur dont on veut restaurer les données. Le terme mono-utilisateur définit le fait que les bits envoyés d'une sous porteuse donné subissent tous les mêmes distorsions dans le canal.

L'équation du signal à la sortie du canal qui est la somme du signal émis et du bruit est :

$$R(t) = s(t) * h(t) + n(t) \qquad (4.21)$$

n(t) est le bruit et *S(t)* est le signal envoyé.

Le signal obtenu après la corrélation avec le signal de référence est donnée par l'équation :

$$r_{c_i}(t) = R(t) * m_i(t) + n(t) * m_i(t) \qquad (4.22)$$

$m_i(t)$ est la forme d'onde utilisé (G_1 ou G_2).

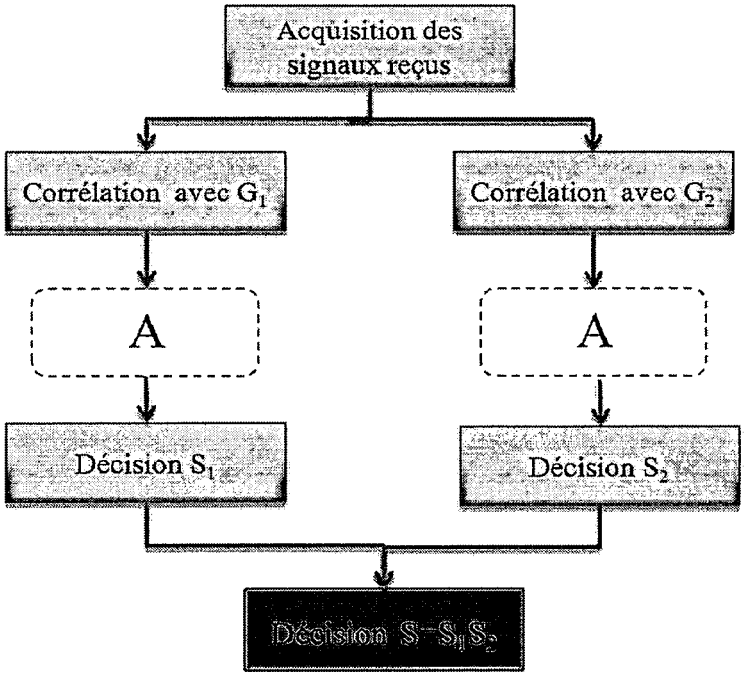


Figure 4-7 Algorithme correspondant au décodage de la 16-OAM

4.3.3 La modulation 64-OAM

Dans le but d'améliorer d'avantage le débit, nous avons étudié le cas où M = 64. Le nombre de bits envoyés par symbole détermine le débit maximal qu'on peut obtenir. En effet, l'augmentation du nombre de bits envoyés par symbole donne la possibilité d'avoir un meilleur débit. Dans le cas de la 64-OAM, nous envoyons donc 6 bits par symboles. Autrement dit, le signal envoyé est composé de 3 sous-symboles, chaque sous-symbole est composé d'une combinaison de position et de phase et représenté par un ordre de polynômes de Gegenbauer différent du sous-symbole suivant. Trois ordres sont donc utilisés dans ce cas (G_1, G2 et G_3). Le signal envoyé est la somme de ces dernières.
Le tableau 4.4 montre les possibilités que nous obtenons avec la modulation 64-OAM.

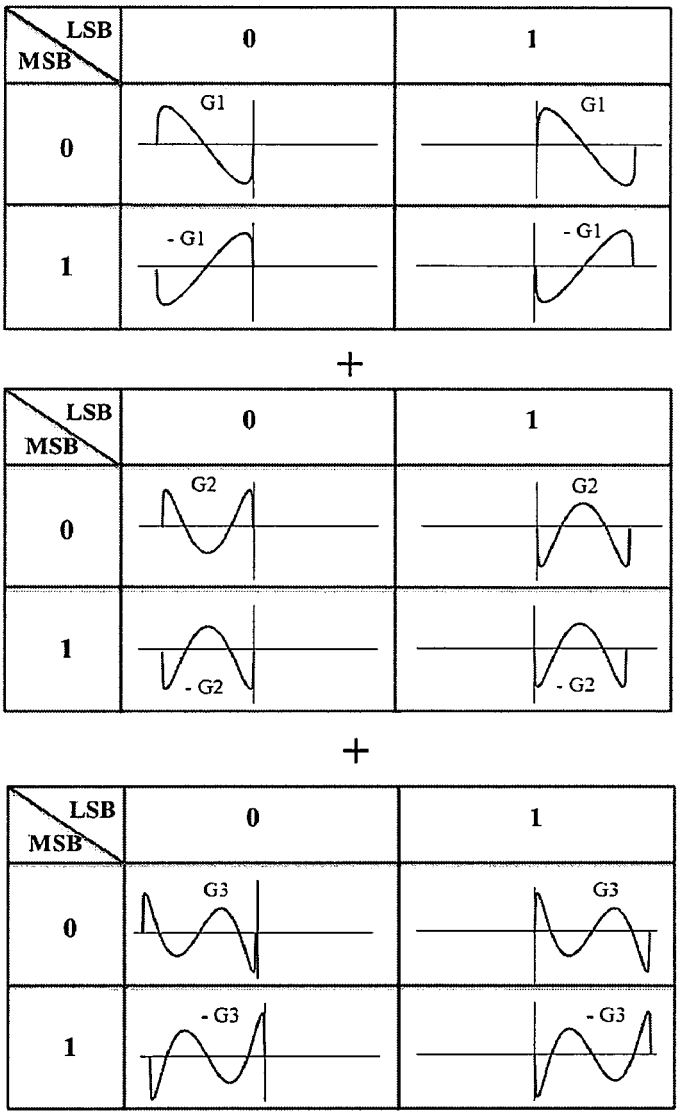


Tableau 4.4 : Exemple de codage 64-OAM

Pour pouvoir décoder les données envoyées sous forme de symboles, nous devons au préalable détecter la présence d'un symbole. Donc nous avons deux sources d'erreurs potentielles liées soit à la perte d'un symbole entier ou alors à une erreur de décodage sur un seul bit.

Pour évaluer les performances et la robustesse de cette modulation, nous avons procédé comme pour les modulations précédentes à une série de simulations pour calculer les taux d'erreur par bit, afin de comparer les différents cas de la modulation OAM.

4.3.4 Comparaison des 3 modulations étudiées

Nous avons dédié ce chapitre à l'étude de la modulation M-OAM pour différents valeurs de M. nous avons choisi de se baser sur les caractéristiques de la modulation M-QAM pour concevoir celles –ci. Pour appliquer ce principe de modulation sur un signal ULB, nous avons procédé par remplacer les porteuses utilisées dans le cas d'un système de transmission modulé avec la QAM avec des polynômes de Gegenbauer. Pour améliorer le débit, nous avons étudié différents cas de la modulation OAM pour voir la limite de cette technique.

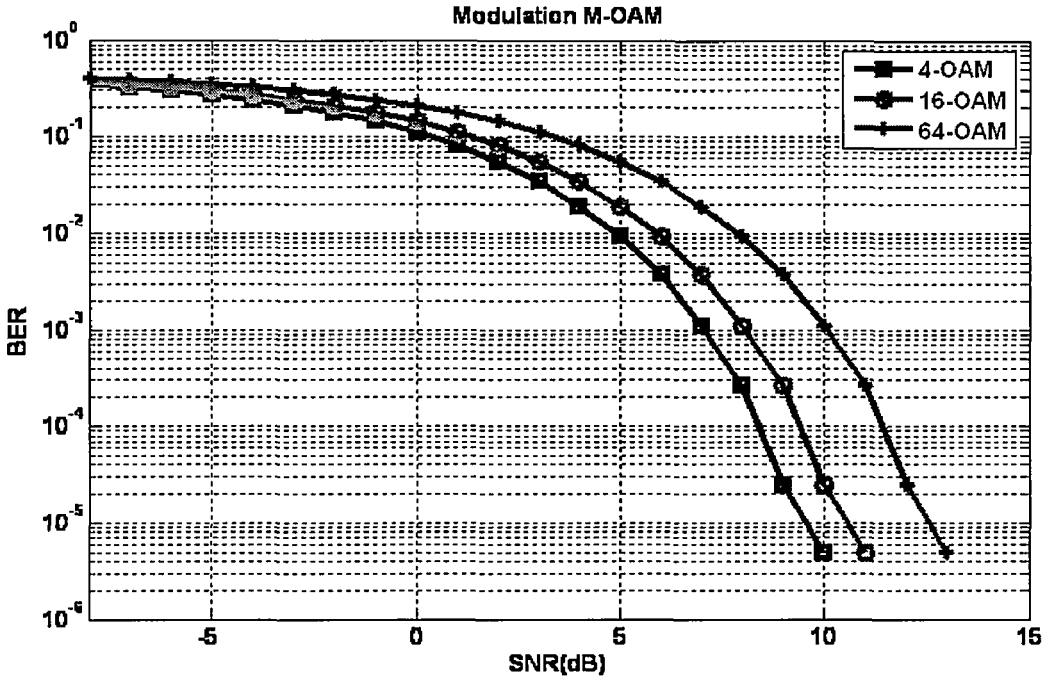


Figure 4-8 Comparaison des différentes modulations proposées (4-OAM, 16-OAM et 64-OAM) en termes de BER.

Nous avons simulé la chaine de transmission avec la modulation M-OAM pour M = {4, 16, 64} pour évaluer ses performances et sa robustesse vis-à-vis du bruit. La Figure 4-8 présente les différentes modulations proposées. On remarque que le BER décroit d'une manière exponentielle quand le SNR augmente. Nous pouvons constater d'une façon générale qu'avec cette modulation nous pouvons établir une communication de bonne qualité avec un BER inférieur à 10^{-3} pour un SNR supérieur à 5.4dB. Nous pouvons constater aussi que pour M faible la modulation se montre plus robuste au bruit. A l'aide de cette modulation nous pouvons établir une communication de bonne qualité par rapport au signal à bruit pouvant atteindre -10 dB, mais le débit offert par la modulation 4-OAM reste limité et ne permet pas d'établir certaines applications demandant un débit très élevé. Pour augmenter ce débit la 16-OAM et la 64-OAM s'imposent si le SNR est suffisant.

4.4 Cas particuliers des modulations M-OAM

Nous procédons d'une manière un peu différente pour la conception des cas particuliers de la modulation M-OAM avec $M = 2^N$ et N de valeurs impaires (3 et 5). Dans cette partie, nous présenterons les modulations 8-OAM et 32-OAM en expliquant leurs différences au niveau du codage, de l'émission et de la réception par rapport aux modulations précédentes.

4.4.1 Modulation 8-OAM

Cette modulation se base sur l'envoi de 3 bits par symbole. D'où l'existence de 3 degrés de libertés : la phase, la position et la forme d'onde. Les deux premiers bits seront modulés avec la modulation PPM- Bipolaire avec la forme d'onde G_1 et le dernier bit sera modulé en PPM avec la forme d'onde G_2. Nous obtenons donc 8 combinaisons possibles.
Le tableau 4.5 ci-dessous montre l'exemple de codage 8-OAM. Une telle modulation permet d'augmenter le débit et garder presque la même efficacité spectrale. Le débit est donc trois fois le débit offert par un système ULB classique.

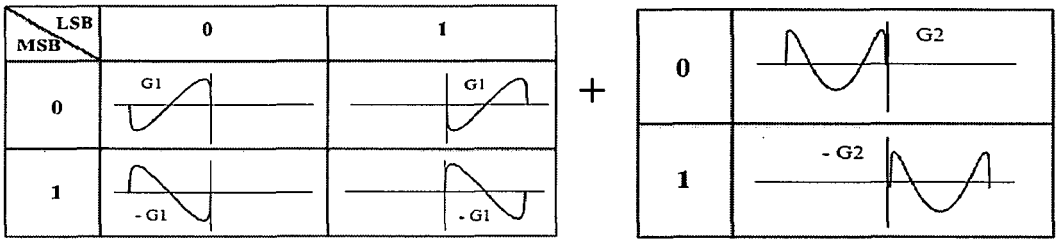


Tableau 4.5 : Exemple de codage 8-OAM

L'algorithme ci-dessous explique le décodage de la modulation 16-OAM. (cf. figure 4.6)

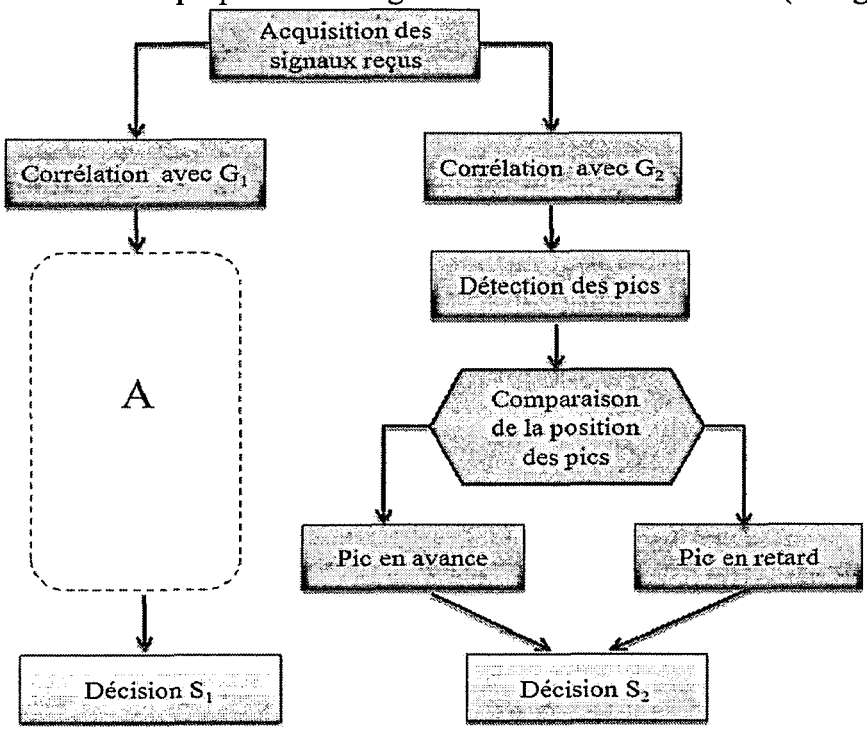


Figure 4-9 Algorithme correspondant au décodage de la 16-OAM

Comme nous le montre la figure 4.6, l'algorithme de décodage de la 8-OAM a une similitude au niveau du décodage du premier symbole. La décision est prise suite à une succession des mêmes étapes que la modulation 4-OAM. Le symbole S_1 est composé de deux bits ; un bit pour la position et un bit pour la polarité. Pour le décodage du deuxième symbole composé d'un seul bit, il suffit de faire la corrélation avec la forme d'onde G_2 et décider par rapport à la position du pic détecté s'il est en avance, il s'agit du bit 1 sinon c'est le bit 0.

4.4.2 Modulation 32-OAM

Cette modulation se base sur l'envoi de 5bits par symbole. Les deux premiers bits seront modulés en PPM-Bipolaire avec la forme d'onde G_1, les deux deuxièmes bits seront modulés en PPM-Bipolaire avec la forme d'onde G_2 et le cinquième bit sera modulé en PPM avec la forme d'onde G_3. Nous avons toujours trois degrés de liberté ; la phase, la polarité et la forme d'onde. Le tableau 4.6 est un exemple de codage 32-OAM qui est la somme des trois tables. Cette technique de codage permettra d'augmenter le débit encore plus que la modulation 8-OAM mais risque de complexifier la phase de réception.

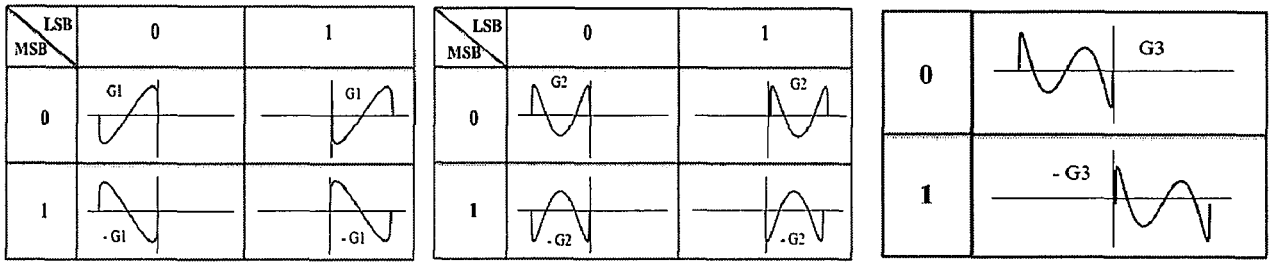


Tableau 4.6 : Exemple de codage 32-OAM

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la modulation multiporteuse M-QAM afin de comprendre son principe et ses atouts pour les systèmes de communication à bande étroite. En effet, elle est une bonne candidate grâce notamment à ses avantages en termes de débit et robustesse. Nous avons ensuite présenté les paramètres de la solution M-OAM que nous proposons. La principale différence est l'absence de porteuses qui permet d'envoyer des cosinus et des sinus. Dans notre système impulsionnel qui est basé sur la technologie ULB et connu par une bande de fréquence beaucoup plus large qu'un système existant, nous avons utilisé les fonctions orthogonales de Gegenbauer modifiées pour remplacer les cosinus et sinus dans les modulations M-QAM. Par conséquent, nous pouvons augmenter le débit offert par des systèmes ULB classiques. Les simulations de la chaîne de transmission utilisant les différentes modulations M-OAM ont confirmé la bonne capacité du système à accroître le débit. Une dégradation des performances a cependant été constatée pour les hauts débits de la solution M-OAM (pour M au-delà de 16). Nous avons expliqué la phase réception par des algorithmes de décodage pour les différentes modulations. Nous allons présenter dans le chapitre suivant la réalisation d'un prototype pour évaluer les performances

de notre système, en conditions réelles, en fonction des modulations M-OAM. Nous traitons ainsi les signaux grâce à des algorithmes parallélisables sur des architectures reconfigurables.

Chapitre 5. Test et conception de systèmes de communication étudiés

Chapitre 5. Test et conception de systèmes de communication étudiés 82

5.1. Introduction 83

5.2. Équipement de la manipulation 84

5.2.1. Système expérimental général 84

5.2.2. Le générateur 85

5.2.3. Le pré- amplificateur 85

5.2.4. Les antennes 86

5.2.5. L'oscilloscope 87

5.2.6. Unité de traitement 88

5.3. Résultats expérimentaux 88

5.3.1. Système basé sur la modulation PPM 90

5.3.2. Système basé sur la modulation PPM bipolaire 94

5.3.3. Système basé sur la modulation M-OAM 97

5.4. Réalisation de l'unité de traitement de signal sur FPGA 99

5.4.1. Traitement actuel, en temps différé 100

5.4.2. Traitement en temps réel 100

5.5. Choix technologique, FPGA + CAN 100

5.6. Etude préliminaire 103

5.6.1. Problème de la limite d'échantillonnage 103

5.6.2. Mesures en temps différé à la limite du CAN 105

5.6.3. Architecture du corrélateur 106

5.6.4. Architecture série, acquisition continue 106

5.6.5. Architecture parallèle 109

5.7. Problèmes rencontrés lors des expérimentations 112

5.8. Conclusion 113

5.1.Introduction

Nous avons présenté dans les chapitres précédents le fonctionnement du système de communication ULB ainsi que de nouvelles techniques de codage et de multiplexage permettant d'assurer une communication haut débit. Les performances du système ont donc été évaluées par simulation, sur le logiciel Matlab, pour diverses formes d'ondes et les différentes modulations proposées. L'originalité de notre proposition est d'assurer un système de communication à plus haut débit plus performant vis-à-vis du canal de propagation. Outre les gains escomptés en terme de performances, la modulation M-OAM que nous proposons présente une meilleure efficacité spectrale qu'une modulation ULB classique.

Pour réaliser un prototype de notre système, on s'est heurté à plusieurs contraintes matérielles. Ce qui nous oblige à revoir les paramètres utilisés dans notre système. Nous sommes donc amenés à revoir quelques paramètres tels que fréquence d'échantillonnage, la bande passante occupée et la résolution de quantification.

Dans notre étude, nous avons développé deux prototypes : le premier est basé sur les différents instruments du laboratoire et le deuxième utilisant une plateforme de développement vasé sur les composants FPGA (Field Programmable Gate Array).

Ce chapitre se découpe donc en deux parties :

- Dans la première, nous présenterons les tests réalisés, les problèmes rencontrés lors de leur mise en place ainsi que les contraintes imposées par les moyens existants. Dans cette partie, nous avons développé un prototype de notre système avec un traitement à temps différé. Nous avons commencé par une étude du rapport optimal du suréchantillonnage, et la profondeur de quantification la mieux adaptée. Afin de résoudre les problèmes de la désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur, nous avons proposé une nouvelle solution de codage. Nous avons ensuite évalué l'effet du jitter et les interférences entre utilisateurs pour les différentes modulations PPM, PPM bipolaire et M-OAM.

- La seconde partie décrit l'implémentation du récepteur ULB sur plateforme de développement basé les composants FPGA. Certes, le premier prototype utilisant des équipements laboratoire offre une flexibilité plus restreinte que la partie simulation, mais reste plus souple que le développement du deuxième prototype. En effet, l'implémentation d'une unité de traitement temps réel est une tâche plus complexe par rapport à la réalisation du premier prototype. En effet, il est difficile de trouver des composants (CAN, CNA) qui fonctionnent à très haute fréquence et offrant une large bande passante. De plus le coût est un élément non négligeable pour la mise en place de cette plateforme.

5.2. Équipement de la manipulation

Plusieurs tests, mettant en œuvre les différentes modulations étudiées auparavant, ont été effectués en indoor, au sein du laboratoire IEMN-DOAE afin de prendre en compte les effets d'un canal réel. Les performances du système de communication ULB proposé seront donc évaluées en termes de débit, taux d'erreur binaire et interférence entre les utilisateurs. Avant de présenter les résultats de nos tests, nous décrivons le système expérimental général et ainsi que les différents éléments qui le composent.

5.2.1. Système expérimental général

La structure générale d'un système de communication ULB est présentée par la Figure 5-1. Ce système est composé d'un émetteur et d'un récepteur. L'émetteur comprend un générateur arbitraire permettant d'envoyer des impulsions ultra large bande de l'ordre de nanosecondes et une antenne cornée adaptée à la bande d'émission. Le récepteur comprend une antenne, un préamplificateur à faible bruit thermique, un oscilloscope permettant d'échantillonner le signal reçu et un ordinateur pour effectuer le traitement. Le signal envoyé est conçu dans le logiciel Matlab et transféré vers le générateur.

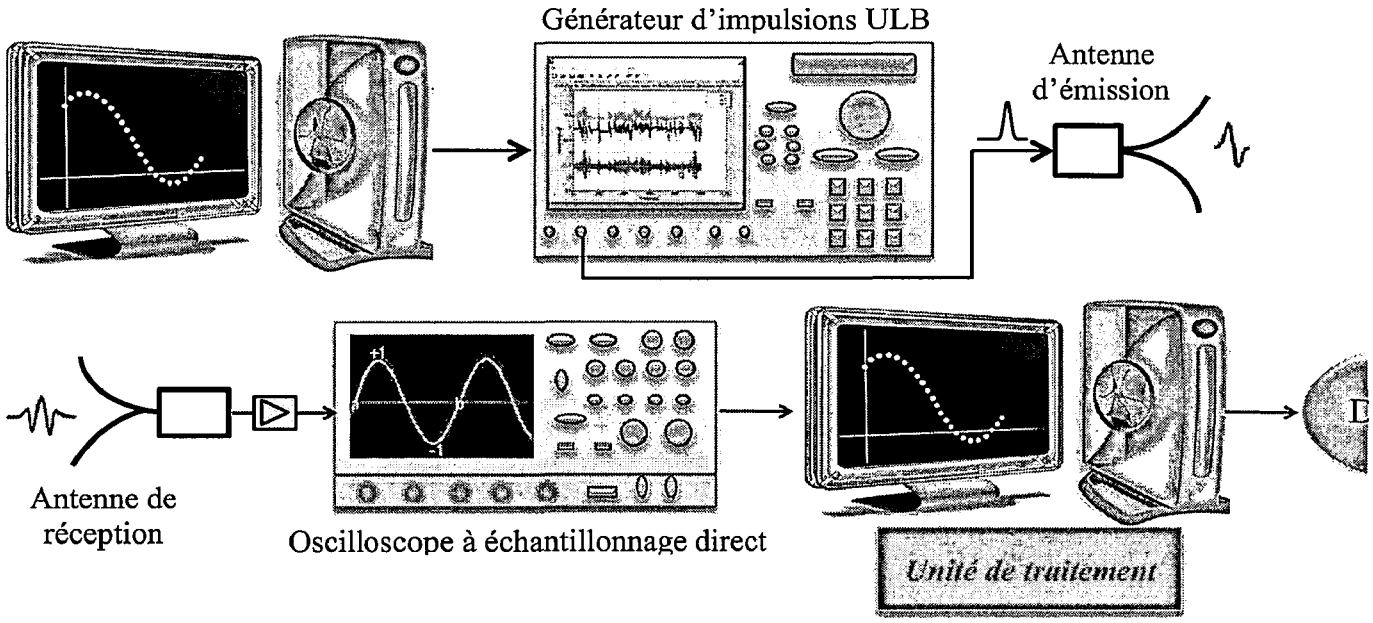


Figure 5-1 Schéma synoptique du système de communication ULB réalisé

L'ensemble des éléments nécessaires à la constitution d'un système de communication ULB est décrit par la suite.

5.2.2. Le générateur

Le générateur est le premier élément de la chaîne d'émission. Ses caractéristiques fixent les performances optimales du système. Dans le cadre de cette thèse, nous avons utilisé un générateur de signaux arbitraires de type *AWG7102* Figure 5-2. Il offre la possibilité de générer des signaux d'une manière simple avec une fréquence d'échantillonnage qui peut aller jusqu'à *10 Géch/s* sur 2 canaux à la sortie et jusqu'à *20 Géch/s* sur un canal avec une profondeur de *10 bits*. Ce dernier fournit des impulsions avec une largeur de bande qui dépasse les *3 GHz* avec une résolution de *1 ps*.

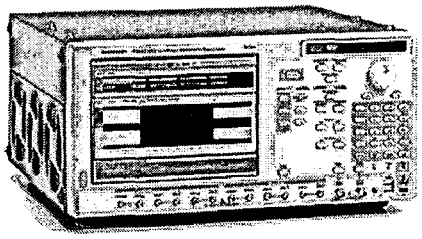


Figure 5-2 Le générateur d'impulsion AWG7102

5.2.3. Le pré- amplificateur

Le préamplificateur *BBV* 9742 donné par la Figure 5-3 est utilisé afin d'adapter le signal à la réception. Il permet d'amplifier le signal reçu (cf. figure 5.4). Ce modèle est adapté aux systèmes à large bande, la raison pour laquelle nous l'avons choisi pour réaliser de nos expérimentations.

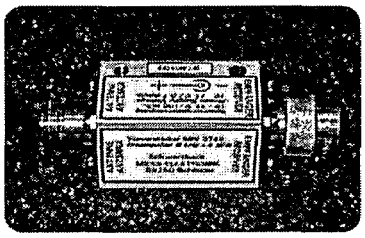


Figure 5-3 Le préamplificateur BBV 9742

Caractéristiques :

- Bande de fréquence : 9 kHz - 4 GHz
- Facteur de bruit : 4,5 dB
- Impédance entrée/sortie : 50 Ω

- Alimentation : 12 - 15 V / 100 mA

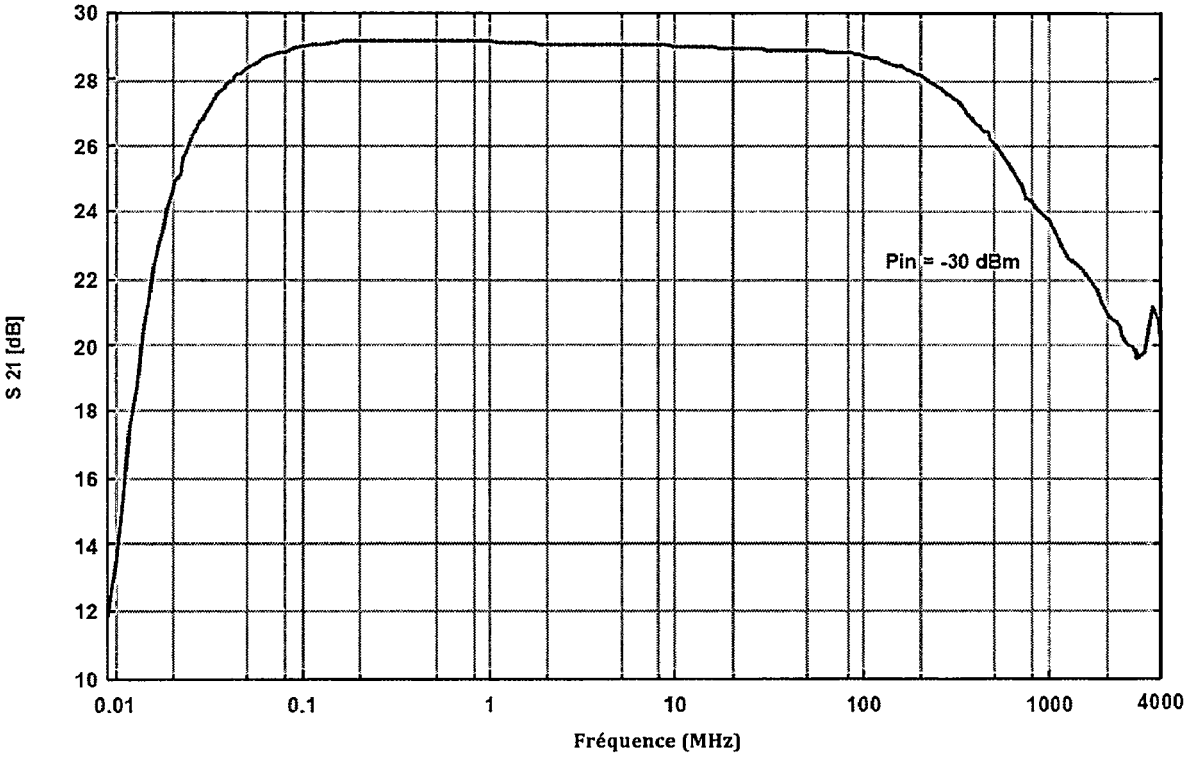


Figure 5-4 fonction de transfert du pré-amplificateur BBV 9742Commentaires :

5.2.4. Les antennes

Pour la réalisation des tests, les antennes utilisées sont de type Vivaldi *SAS-571*. Ces antennes sont souvent large bande ou double bande. Elles fonctionnent dans la bande de fréquences allant de 700 MHz à 18 GHz. Les caractéristiques et le diagramme de Bode (cf. figure 5.6) sont décrits ci-dessous.

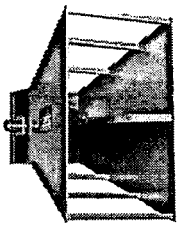


Figure 5-5 L'antenne Vivaldi

Caractéristiques:

- Bande de fréquence : 700 MHz - 18 GHz
- Facteur d'antenne : 22 to 44 dB
- Gain : 1.4 to 15 dBi

- Puissance maximale continue : 300 Watts
- Impédance : 50 Ω
- Type : directionnel
- Champ de rayonnement maximal : 200 V/m

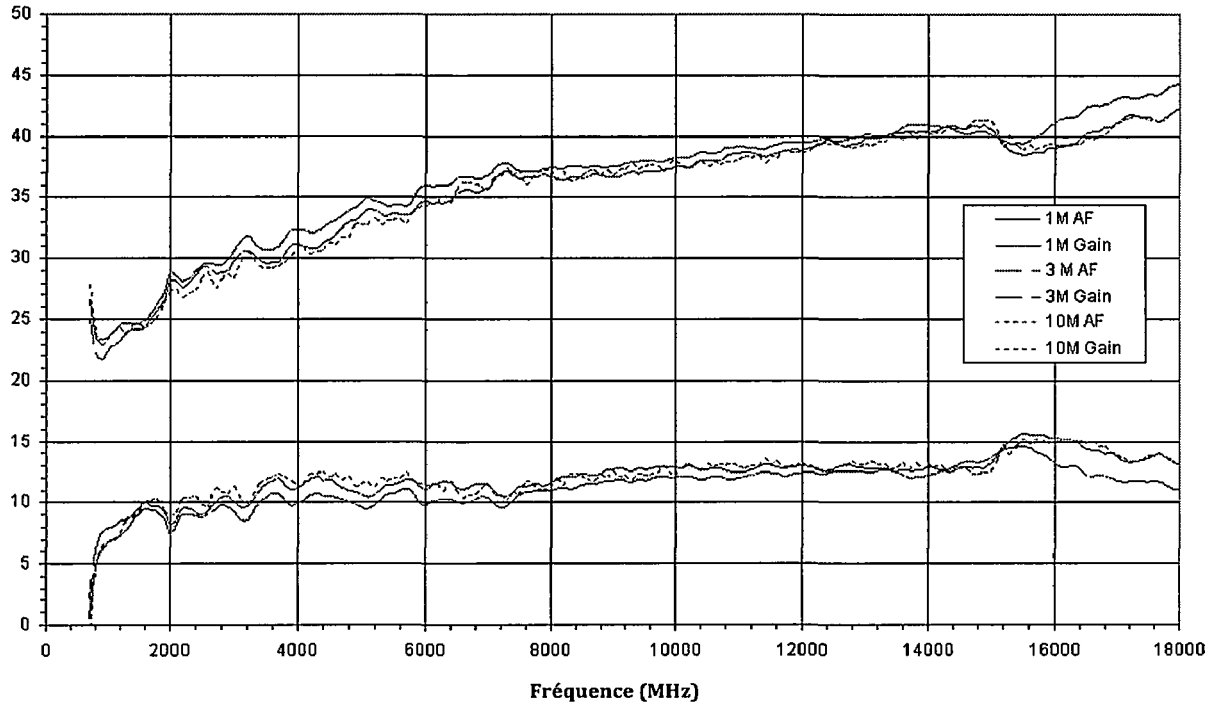


Figure 5-6 Diagramme de Bode de l'antenne Vivaldi 1 AF

5.2.5. L'oscilloscope

L'oscilloscope est l'instrument de mesure permettant l'acquisition du signal avant le traitement informatique. L'oscilloscope numérique utilisé pour nos tests est de type *LeCroy WaveMaster 8620A* (cf. Figure 5-7). Il offre la possibilité de travailler dans une large bande avec des vitesses d'échantillonnage rapides, et une grande profondeur mémoire. Dans nos expérimentations, l'oscilloscope est piloté par un ordinateur pour récupérer le signal et le traiter. Il est aussi possible d'établir des communications à distance entre l'oscilloscope et l'ordinateur, ou encore de transférer de gros fichiers de données entre ces deux derniers. D'où un gain de temps remarquable pour la réalisation de l'expérimentation.

Caractéristiques:

- Large bande passante de 6 GHz
- Fréquence d'échantillonnage à 20 Géch / s sur 4 canaux
- Fréquence d'échantillonnage maintenue sur l'intervalle de temps exploitable
- Mémoire standard de 64 Mpts / Ch
- Résolution à 8 bits
- Sensibilité entre 2mVet 1V/div

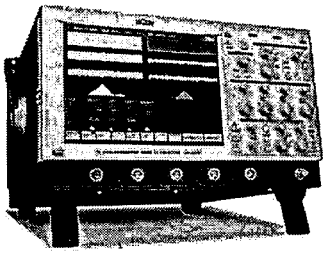


Figure 5-7 L'oscilloscope LeCroy 8620A

5.2.6. Unité de traitement

Dans cette partie l'ordinateur supervise le déroulement des mesures. L'oscilloscope est équipé du logiciel Matlab, qui permet d'effectuer le traitement directement sur le signal reçu, ce qui nous donne une grande flexibilité de développement d'algorithmes. Le traitement des signaux se fait donc en temps différé. Le signal récupéré est corrélé avec le signal de référence. Après la corrélation, la méthode utilisée pour la détection dépend de la modulation utilisée.

5.3. Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats obtenus des différents tests réalisés. Les mesures ont été effectuées en indoor afin de prendre en compte les effets des équipements et du canal réel (problème de propagation causé par les multi trajets).

La Figure 5-8 montre le matériel utilisé pour les mesures. Les impulsions utilisées pour les mesures sont d'amplitude *1 V* crête à crête et de largeur *550 ps (11 éch)*. Elles ont été générées à l'aide d'un générateur d'impulsions ULB avec une fréquence d'échantillonnage de *20 Géch/sec*.

Le récepteur comporte un oscilloscope à échantillonnage direct à *20 Géch/sec*, *6 GHz* de largeur de bande et *8 bits* de précision. L'émetteur et le récepteur sont dans le même axe à une distance de *3m*. Nous envoyons des paquets de *180 symboles* de données. Cette taille est imposée par la profondeur mémoire de l'oscilloscope. Le symbole est constitué de *111 échantillons* (Nombre d'échantillonnage optimal) et de l'ordre de *5.5 ns*. Nous avons élargi la taille d'un symbole pour prévoir l'étalement dans le temps de l'impulsion. D'où une largeur de symbole de *5.5 ns*. Afin de retrouver les données envoyées, le signal reçu est corrélé avec le signal de référence. Nous détectons ainsi les pics qui nous nous permettent de retrouver les données et ensuite, nous calculons les taux d'erreur par bits (BER).

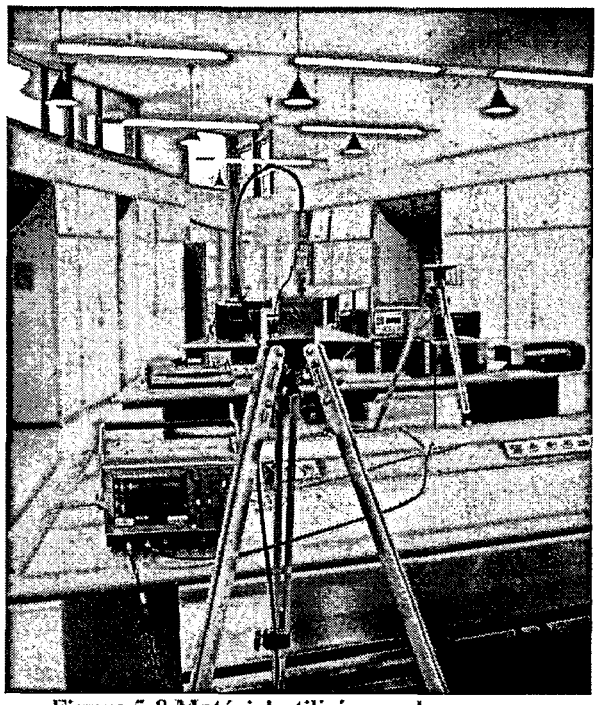


Figure 5-8 Matériel utilisé pour les mesures

Pour évaluer le BER de notre système, nous devons considérer une grande quantité de données (180 symboles×500 fois= 90 Kbit), les encoder et les transmettre. A la réception, ces données sont traitées et comparées aux données envoyées pour calculer le BER.

Au niveau de l'émission, les données à envoyer sont générées aléatoirement (la quantité d'information doit tenir compte de la capacité du générateur et de l'oscilloscope) et encodées selon la technique de codage souhaitée. Le vecteur obtenu suite au codage est quantifié sur 8 bits et transmis au générateur arbitraire.

Nous n'avons pas de synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. Afin de décoder le signal, il est donc nécessaire de se synchroniser par rapport au début de la trame. Nous avons proposé une solution de synchronisation adaptée pour chaque cas de modulation (PPM, BiPPM, OAM)

La première problématique rencontrée lors du traitement des signaux est la déformation de la forme d'onde. Les impulsions de différentes formes d'onde (gaussiennes, monocycles ou fonction gegenbauer) sont envoyées à travers les antennes. La Figure 5-9 a illustre la forme de l'impulsion monocycle envoyée. Cette impulsion subit une première déformation causée par l'antenne d'émission puis une seconde par l'antenne de réception après passage par le canal réel. En effet, les antennes ont un effet très néfaste sur la forme d'onde reçue qui subit dans ce cas une double dérivation. La forme d'onde générée occupe la bande de 0 à 3 GHz mais l'antenne a une bande passante située entre 700 MHz et 18 GHz. Nous ne pouvons pas appliquer un filtre adapté à la forme d'onde émise avant déformation, mais plutôt adapté à l'impulsion affectée après passage des deux antennes. Cette opération est primordiale puisque les antennes sont une partie constante du système. Seul inconnu reste le canal de propagation.

Pour établir cette référence, on a considéré le signal reçu d'une impulsion envoyée après passage dans les deux antennes mises face à face et séparées d'une distance raisonnablement faible. La Figure 5-9 b représente la forme du signal de référence considérée.

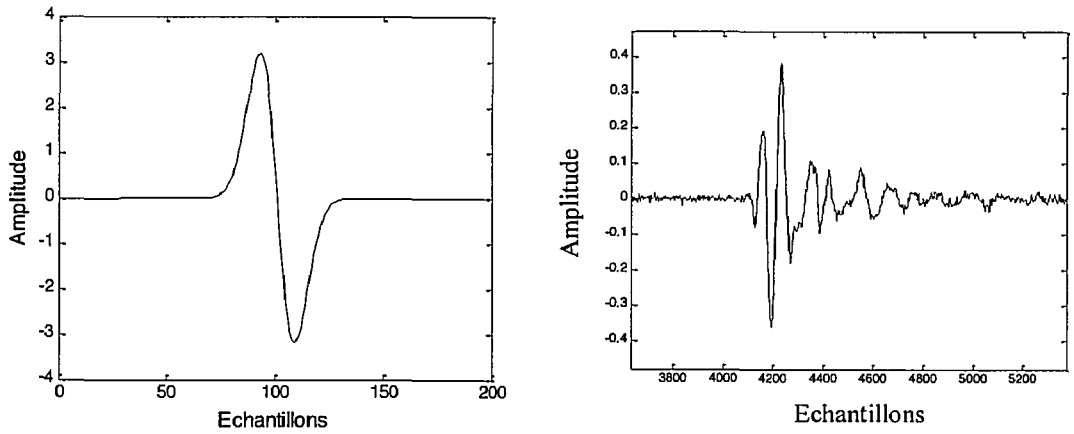


Figure 5-9 a : Impulsion monocycle b : Signal de référence

La même procédure est réalisée pour toutes les formes d'onde (monocycle, gaussienne, Gegenbauer).

5.3.1. Système basé sur la modulation PPM

Pour décoder les informations reçues, nous corrélons le signal reçu avec la référence enregistrée. Pour nous synchroniser avec le début de chaque symbole, nous avons développé un algorithme de synchronisation spécifique à chaque technique proposée.

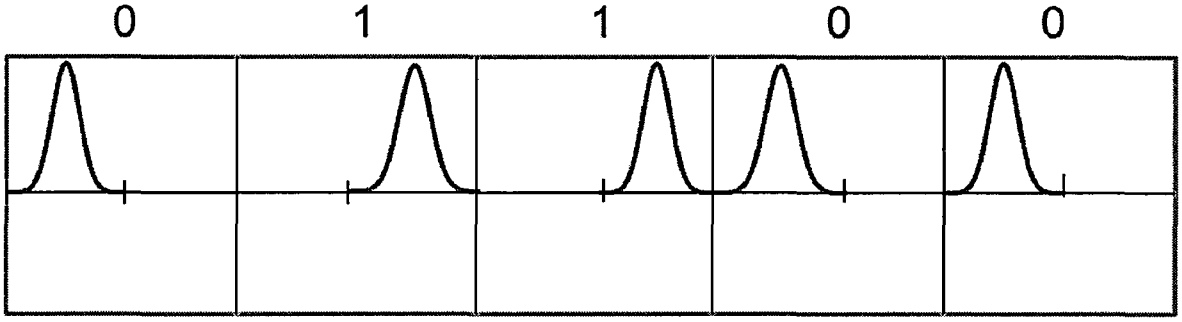


Figure 5-10 Espacement entre les pics

La Figure 5-10 montre un exemple de toute les combinaison possible de deux bit successifs. Comme nous pouvons le voir l'espacement entre deux imputions dépend des bits codés. Nous pouvons distinguer trois espacement, court moyen et grand. Et on remarque que pour un espacement court et long le début du symbole de situe exactement au milieu des deux pics. Nous avons développé un algorithme de synchronisation basée sur cette particularité. L'algorithme de décodage des données reçues est présenté Figure 5-11, il comporte deux principales étapes :

1. La synchronisation : après réception, le signal est corrélé avec la référence puis nous détectons les pics, nous estimons les différents espacement entre deux pics successifs et finalement Repérons le plus long espacent.

2. Une fois l'espacement le plus long est repérer le décodage peut commencer en partant du milieu de cet espacement qui correspondra au début d'un symbole.

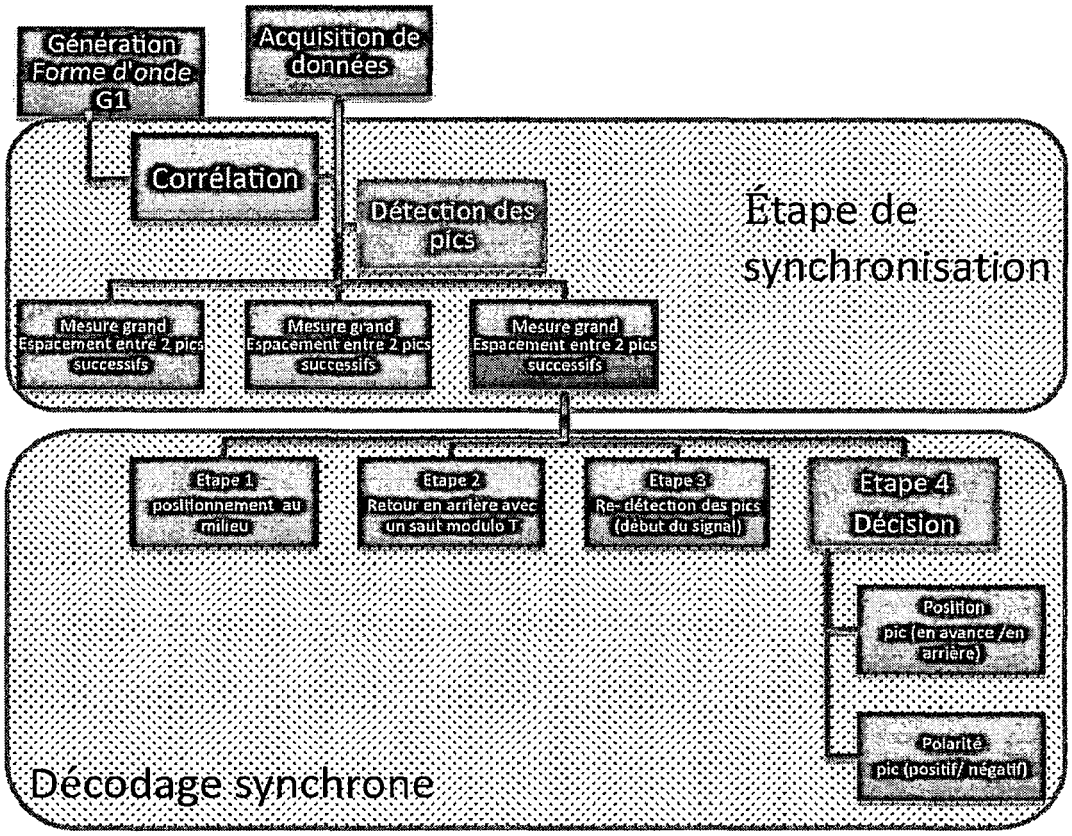


Figure 5-11 algorithme de decodage d'un signal modulé en PPM

Nous avons testé cet algorithme en situation réelle, et nous avons constaté qu'il est particulièrement sensible au bruit qui provoque une désynchronisation et perdre toute une trame. Pour améliorer les performances nous avons proposé une modification où nous basons sur une estimation statique de la distance entre les deux maximas locaux successifs du résultat de corrélation. En repérant un éloignement qui correspond à la longueur du symbole, on se synchronise par rapport au milieu de ces pics. Nous pourrons facilement commencer à décoder les données puisque les pics correspondants à un 0 suivit d'un 1.

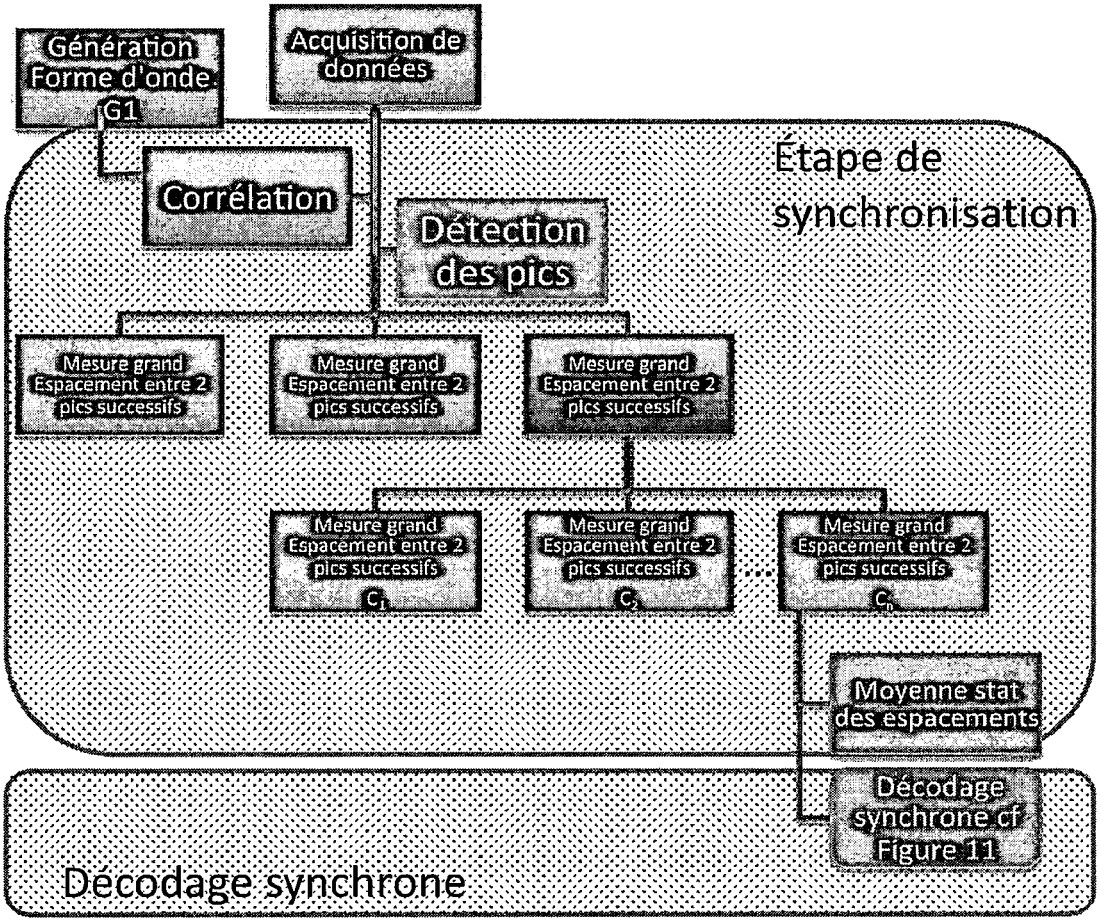


Figure 5-12 amélioration de l'algo de décodage

Le système basé sur la modulation de position a été testé pour différentes formes d'onde : la gaussienne, la monocycle et les premiers ordres des fonctions de gegenbauer.
Nous présentons quelques exemples de signaux pour une seule forme d'onde. Nous avons suivi la même logique pour toutes les formes d'ondes utilisées.

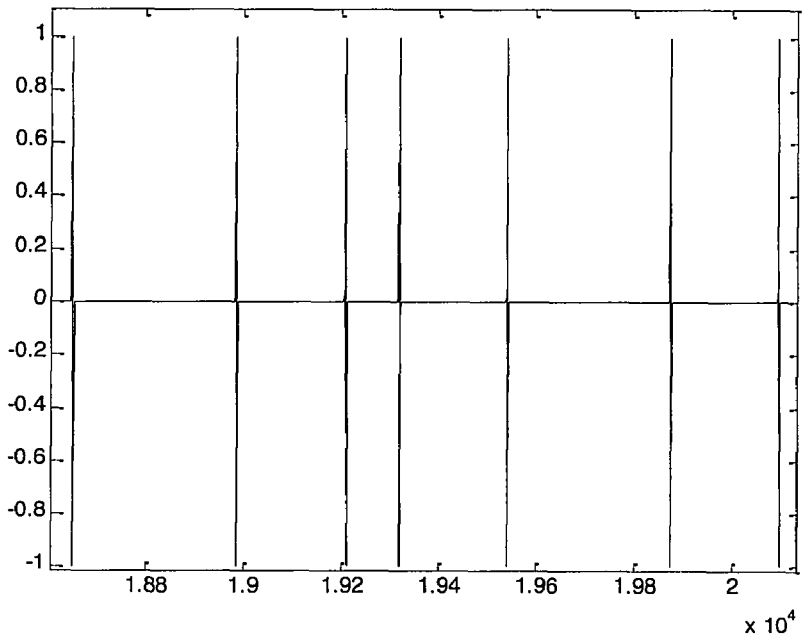


Figure 5-13 Signal à la sortie du générateur (unités ??)

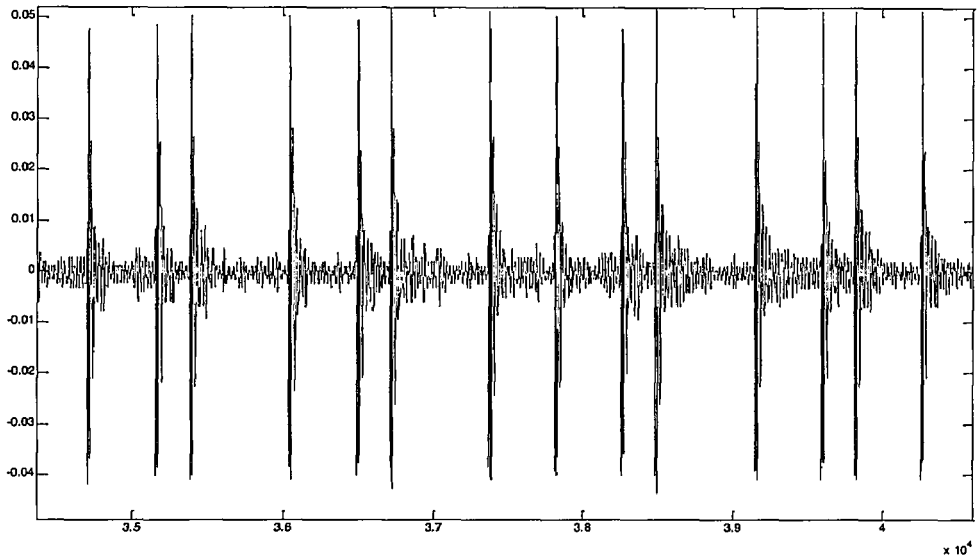


Figure 5-14 Signal après l'antenne de réception

La déformation du signal après l'antenne est illustrée par la Figure 5-13. Nous utilisons des impulsions non sinusoïdales et de très courtes durées. La dérivation de ces impulsions modifie leur profil. La Figure 5-14 illustre le signal récupéré à la sortie de l'antenne de réception et corrélé avec le signal de référence.

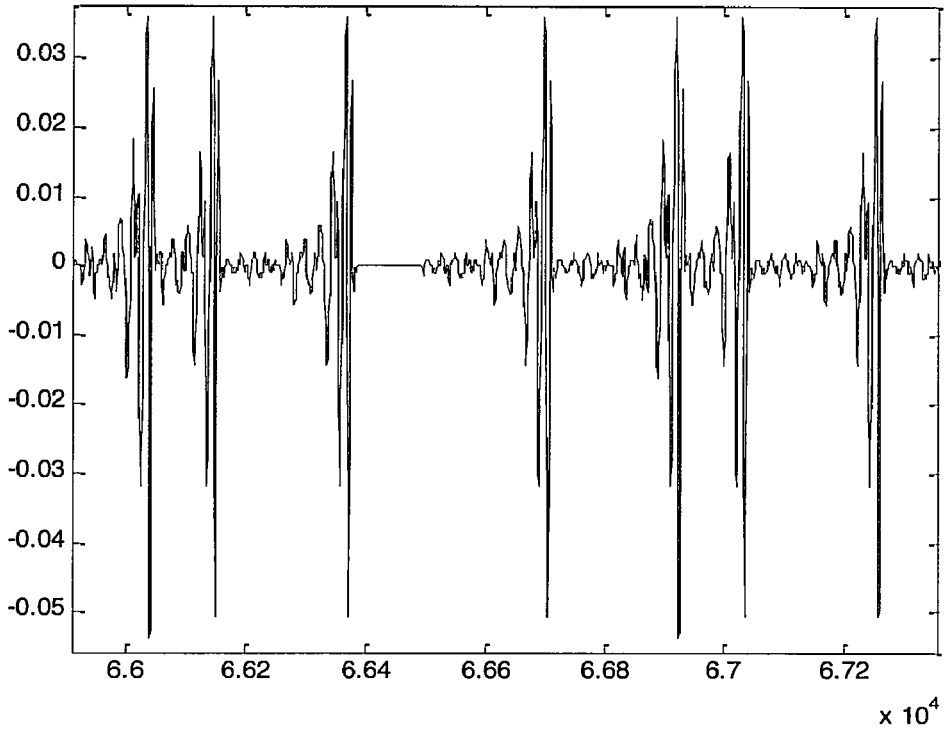


Figure 5-15 Résultats obtenus après la corrélation

La Figure 5-15 illustre le signal après corrélation. Les différents pics correspondent aux bits envoyés. La valeur du bit est obtenue à travers la position du pic par rapport au milieu de la période du bit. L'organigramme utilisé pour récupérer les bits envoyés est illustré figure N°. Les bits récupérés nous permettent de reconstituer les données à la sortie afin de les comparer à celles envoyées pour évaluer le système en termes de BER pour différentes valeurs de SNR. Nous obtenons une valeur BER = 0 pour un SNR= . L'organigramme proposé est efficace dans le cas d'un canal à Bruit Blanc gaussien.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus en utilisant la modulation PPM bipolaire en introduisant les effets de jitter et l'interférence inter-utilisateurs.

5.3.2. Système basé sur la modulation PPM bipolaire

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser aux performances du système basé sur la modulation PPM bipolaire. Différentes formes d'ondes sont testées. La première forme d'onde testée est l'impulsion gaussienne, la deuxième est la monocycle et la dernière le premier ordre de la gegenbauer. Nous envoyons plusieurs symboles constitués de deux bits dont le premier bit informe sur la polarité et le deuxième bit informe sur la position de l'impulsion. Une série de symboles est envoyée avec des données binaires aléatoires. Le signal à l'émission et à la réception sont illustrés Figure 5-16 et Figure 5-17 successivement. Les tests sont faits en utilisant des antennes cornets à l'émission et à la réception. Les antennes sont à une distance de *3 m*.

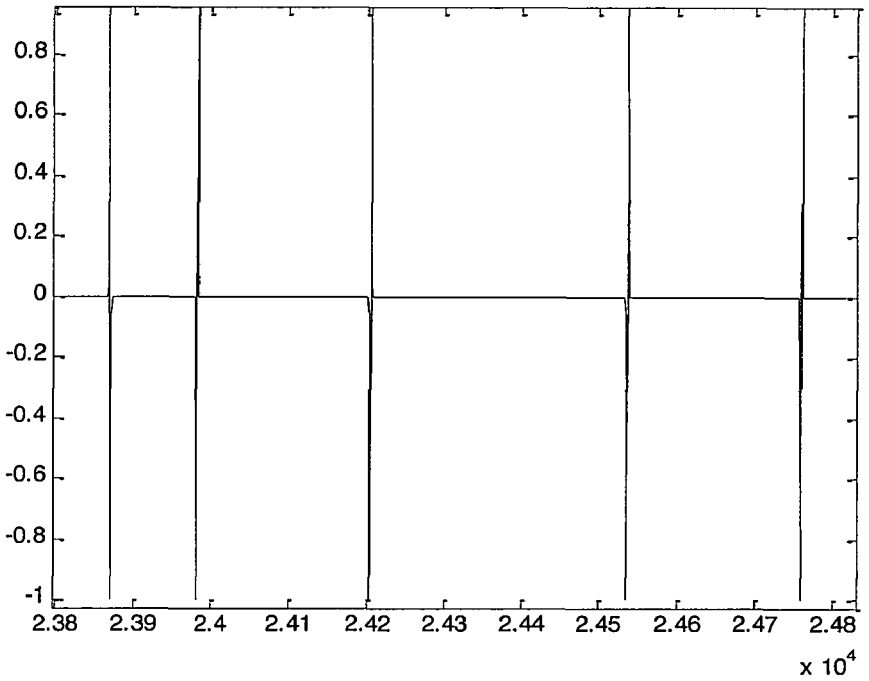


Figure 5-16 Le signal avant l'antenne d'émission

La déformation du signal causé par son passage dans le canal réel est donnée par la figure 5.14.

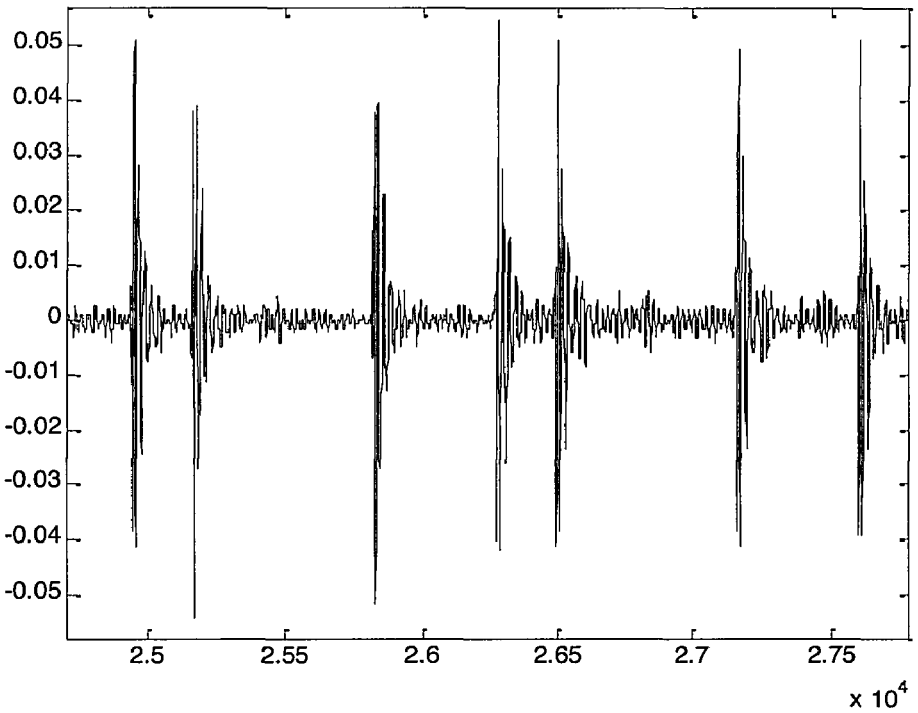


Figure 5-17 Le signal après l'antenne de réception

Pour la récupération des données, nous commençons par une étape synchronisation, cette étape est basé sur une variante de l'algorithmes de la PPM Figure 5-12, la seul différence

réside dans le fait que la détection des pics va s'opère sur la valeur absolue du résultat de corrélation. Une fois la synchronisation établie, nous procédons par une corrélation, Figure 5-18, suivie d'une unité de détection, basée sur une comparaison du minimum et maximum. Ainsi, après corrélation, nous calculons le maximum et le minimum pour chaque intervalle d'un bit, et nous comparons la valeur absolue du minimum et du maximum. Si la valeur absolue du maximum est supérieure à la valeur absolue du minimum, le bit reçu correspond à 1 sinon à 0.

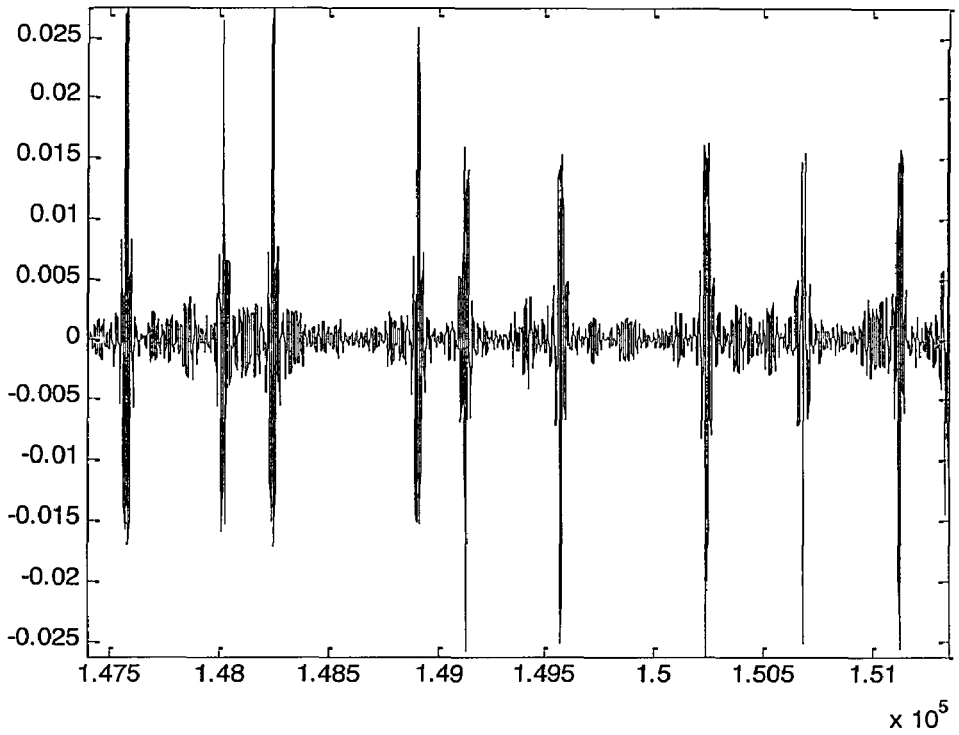


Figure 5-18 Le signal après la corrélation

Nous remarquons une déformation du signal qui est due à l'antenne. Le signal reçu par l'antenne subit une dérivation. Dans les systèmes classiques, les données sont transmises par une porteuse sous forme d'une sinusoïde et la dérivée d'une sinusoïde est une sinusoïde avec un décalage dans le temps. La forme de la porteuse reste donc la même que celle à l'émission. La difficulté avec les systèmes ULB que nous étudions est que nous utilisons des impulsions très courtes non sinusoïdales. La dérivation de ces impulsions modifie leur profil. Par conséquent, le choix de l'antenne est très important. D'après les figures, les déformations du signal dues à l'antenne cornet reste importantes. Nous avons utilisé les antennes cornet au cours de nos tests pour plusieurs raisons. En fait, il y a un compromis à faire entre le prix de l'antenne, la taille de l'antenne, et l'efficacité vis-à-vis de la déformation du signal. L'antenne cornet est la plus adaptée à ces différentes contraintes.

Un des paramètres que nous avons évalué lors de nos tests est l'effet de la désynchronisation inter utilisateurs. Le paragraphe suivant présente quelques résultats obtenus permettant de valider les simulations réalisées auparavant.

Effet de multi-utilisateurs

Dans le chapitre 3, nous avons évalué le système proposé en termes de BER pour différente valeur du jitter entre les différents utilisateurs, et pour différentes valeurs de SNR. En ce qui concerne la partie simulation, nous avons donc imposé différentes valeurs de jitter pour voir l'impact de ce dernier sur les performances de notre système. Dans le cas réel, l'hypothèse de la synchronisation parfaite n'existe pas. Les tests que nous avons réalisés nous montrent bien un décalage entre le signal émis et le début de la réponse impulsionnelle après passage du canal. Ce décalage entre l'émetteur et le récepteur est difficile à quantifier. Afin de retrouver le début de notre signal, nous optons pour un algorithme de synchronisation basé sur la recherche d'une séquence connue de symboles. Cette séquence est composée d'un code pseudo aléatoire de longueur 7. Une fois la séquence trouvée, une corrélation est effectuée afin de retrouver la position précise de l'impulsion.

5.3.3. Système basé sur la modulation M-OAM

Pour tout système de communication sans fil, les performances varient en fonction de différents paramètres : antenne utilisée, distance entre émetteur et récepteur, modulation utilisée, etc. Les mesures effectuées visent à évaluer les performances de notre système basé sur la modulation M-OAM nous avons réalisé plusieurs mesure. Pour assurer la synchronisation et le bon décodage des données, nous avons commencé par tester l'algorithme de la PPM, cet algorithme ne permet pas une synchronisation robuste principalement due au lobe secondaire de l'inter-corrélation entre deux formes d'onde orthogonales, nous avons fais le choix d'utiliser une séquence d'apprentissage de longueur raisonnable 31 chips. Pour décoder les données nous suivons l'algorithme décrit Figure 5-19

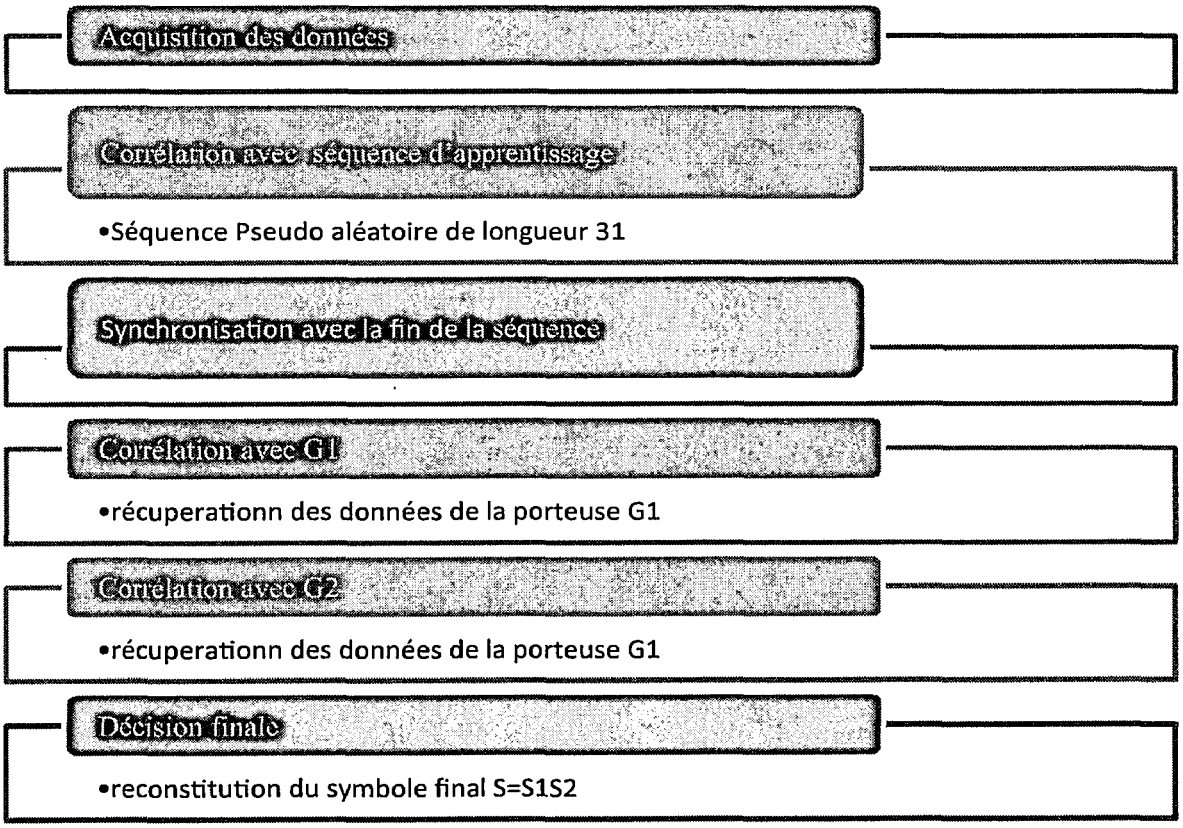


Figure 5-19 algorythme de recupération des données pour la 16 OAM

Modulation 16 OAM

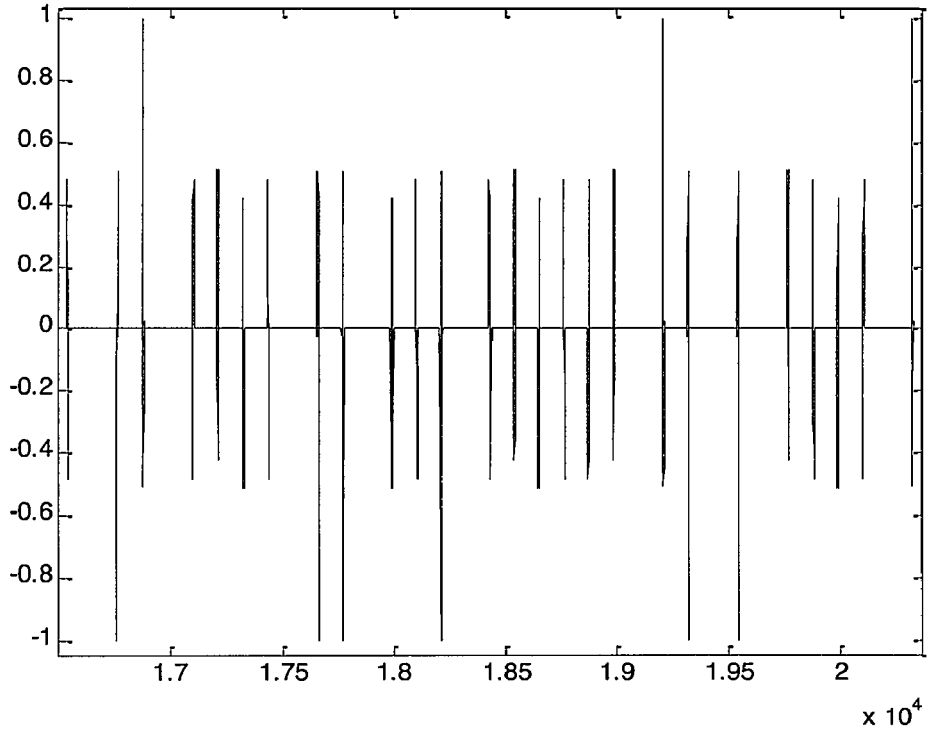


Figure 5-20 Le signal émis

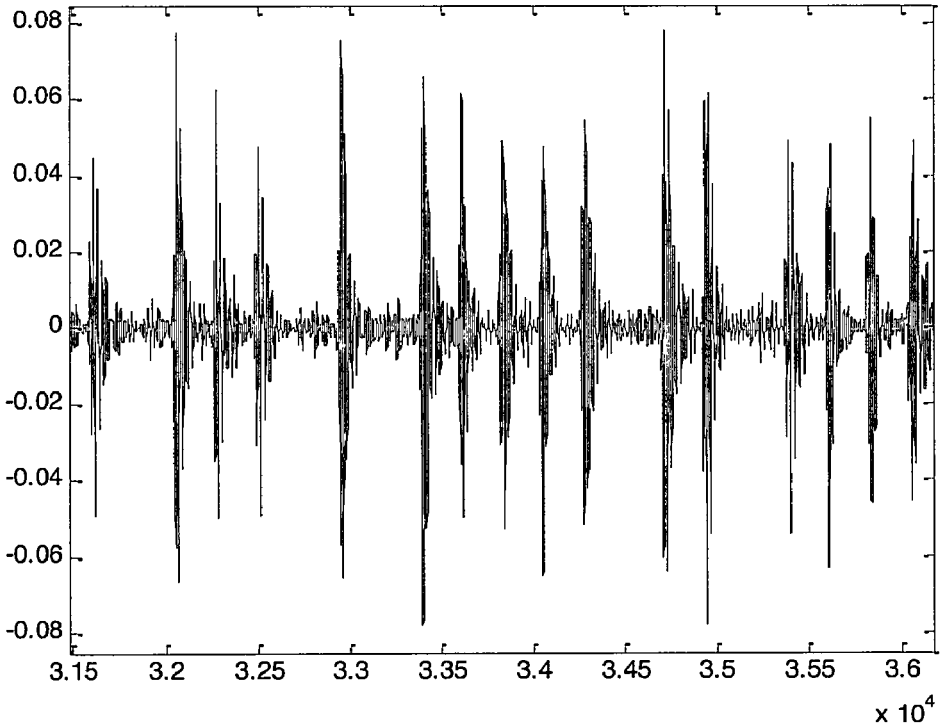


Figure 5-21 Le signal reçu

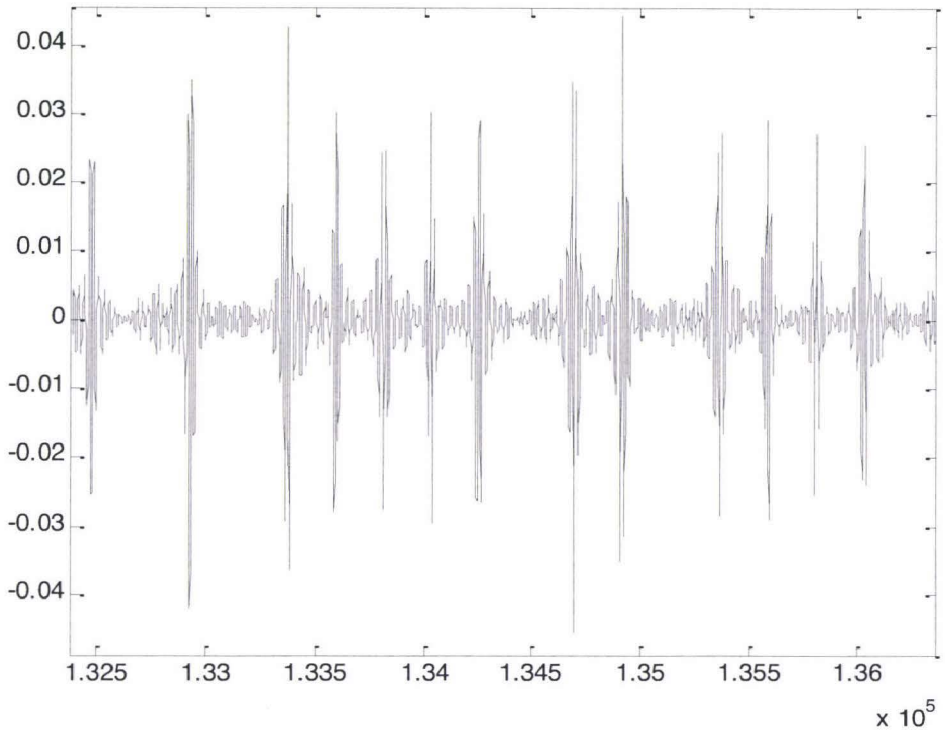


Figure 5-22 Le signal corrélé

Les Figure 5-20 Figure 5-21 Figure 5-22, représente un signal 16 OAM émis, reçue, et la corrélation avec une porteuse.
Après avoir validé les choix des modulations et codages au niveau de l'émission, nous avons souhaité réaliser l'unité de traitement en temps réel sur des cartes FPGA. Le but est de valider la faisabilité de notre système proposé. En effet, les plupart des travaux existants qui traitent les systèmes de communication ULB se focalisent sur la réception, le canal de propagation ou l'émetteur. Souvent ces travaux restent dans la phase d'évaluation par simulation et ne vont pas jusqu'au l'implémentation sur composants programmables. Au cours de nos travaux nous sommes focalisées sur l'émetteur et le récepteur avec une contrainte de l'implémentation facile des solutions proposées. Réalisation de l'unité de traitement de signal sur FPGA

5.4. Réalisation de l'unité de traitement de signal sur FPGA

Le temps est la contrainte principale d'une application en temps réel. Cette application doit donc fournir de bons résultats à chaque période d'émission. Le résultat doit être donné dans les délais exigés. Cependant, l'échelle du temps relative à la contrainte temporelle varie d'une application à une autre. Pour notre application *«communication haut débit »*, elle est de l'ordre de nanoseconde.

Les circuits programmables FPGA sont très utilisés pour réaliser des algorithmes de traitement de signal en temps réel. En effet, leur particularité est de fournir une puissance de calcul importante. En effet, le coût de développement d'un système même complexe est minimal grâce à ces circuits reconfigurables.

Notre choix d'implémentation sur FPGA est fait par rapport à ses performances supérieures à celles obtenues par des processeurs DSP (Digital Signal Processors). Le parallélisme effectué au niveau calcul favorise la rapidité de réponse.

5.4.1. Traitement actuel, en temps différé

Nous rappelons le principe du système proposé (la Figure 5-23). Le système se compose d'un générateur d'impulsions et d'un récepteur. A la réception, un oscilloscope permet d'acquérir des signaux à un taux d'échantillonnage qui peut atteindre les 20 Géch/sec avec une bande passante de 3 GHz. Les calculs sont effectués en temps différé. Les deux interfaces de génération et d'acquisition sont pilotées par l'ordinateur. Le traitement du signal enregistré afin d'en extraire les données envoyées est assuré par le logiciel Matlab.

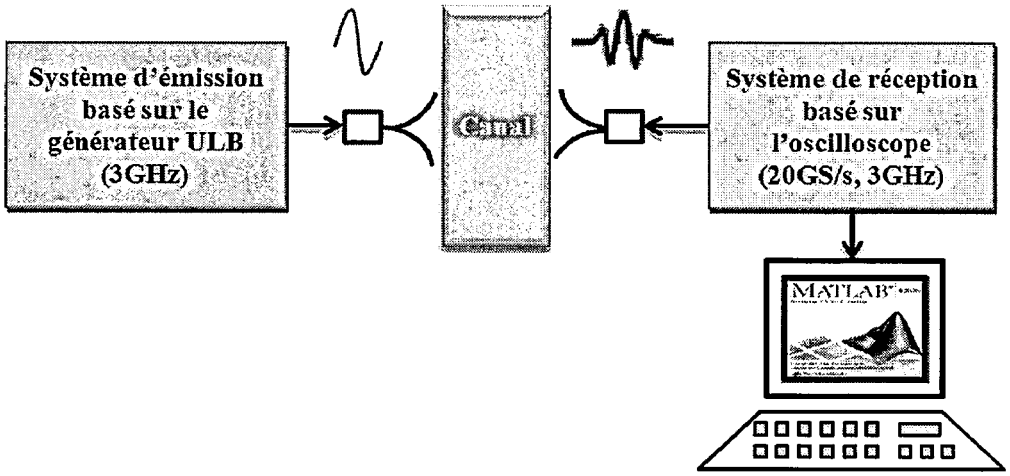


Figure 5-23 - Principe d'un système de communication ULB

Ce banc de test correspond au système de communication ULB fonctionnant en bande de base.

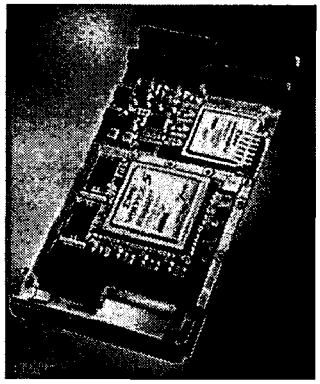
5.4.2. Traitement en temps réel

Afin de réaliser un prototype fonctionnant en temps réel, nous étudierons la possibilité de remplacer l'oscilloscope de la Figure 5-1 par un composant logique programmable FPGA qui peut fonctionner à une vitesse de 20 GHz. Chez les constructeurs de ce type de composants, on ne trouve pas, de nos jours, de FPGA fonctionnant à des fréquences très élevées ; d'où la difficulté réelle de conception d'un système ULB que ce soit dans l'univers de la recherche et de l'entreprise. Le deuxième composant nécessaire est le Convertisseur Analogique Numérique (CAN), mais comme les FPGA, les CAN d'aujourd'hui sont assez limitées en termes de fréquence d'échantillonnage. Après une longue recherche des composants rapides du côté des CAN et FPGA, nous avons opté pour les plateformes les plus rapides existantes de nos jours sur le marché et qui sont proposés par les sociétés Xilinx et Alphadata.

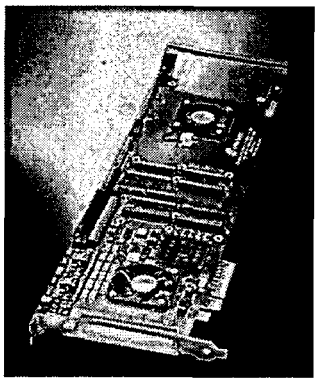
5.5. Choix technologique, FPGA + CAN

La Figure 5représente les photos des 3 composants choisis pour réaliser le système:

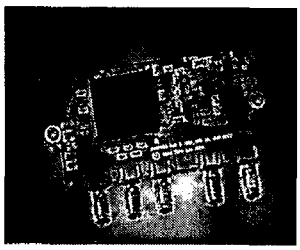
1. Carte de calcul : ADM-XRC (maximum 750 MHz)
2. Carte CAN : XRM-ADC-S4/3G
3. Carte porteuse : ADC-EMC



Carte ADM-XRC-5T1



Carte porteuse (ADC-EMC)



Carte CAN: XRM-ADC-S4/3G

Figure 5-24 Photos des 3 cartes de chez Alpha-Data.

La carte porteuse (ADC-EMC) est une carte mère qui permet d'installer 2 cartes ADM-XRC dans 2 emplacements différents. Le schéma bloc de cette dernière est donné par la Figure 5-24.

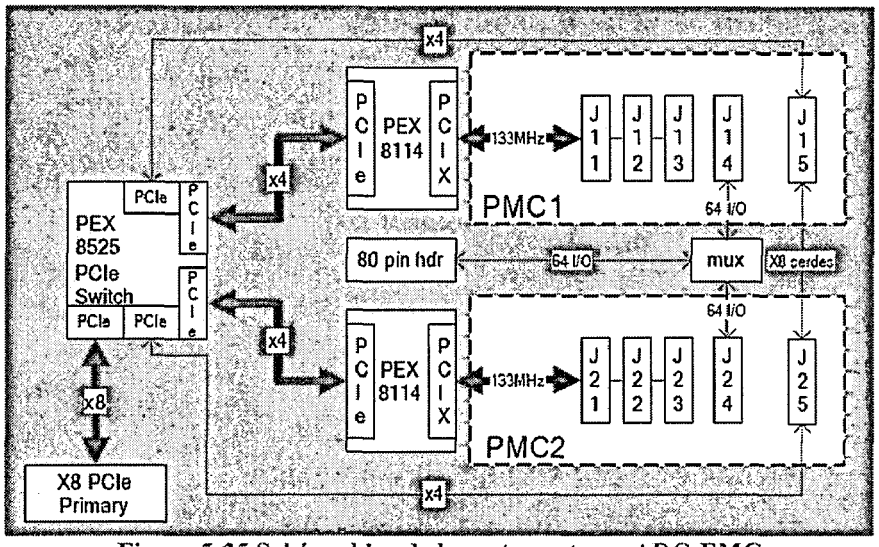


Figure 5-25 Schéma bloc de la carte porteuse ADC-EMC

Elle est montée au niveau de l'unité centrale d'un poste de travail et connectée au port PCIe de ce dernier. La carte de calcul ADM-XRC-5T1 est une PMC (PCI Mezzanine Card) qui comporte 2 composants FPGA (un pour le contrôle et un autre pour le développement), d'autres composants et des bus de connexions (Figure 5-25). On utilise aussi des horloges internes programmables variant de 31,25 MHz à 625 MHz.

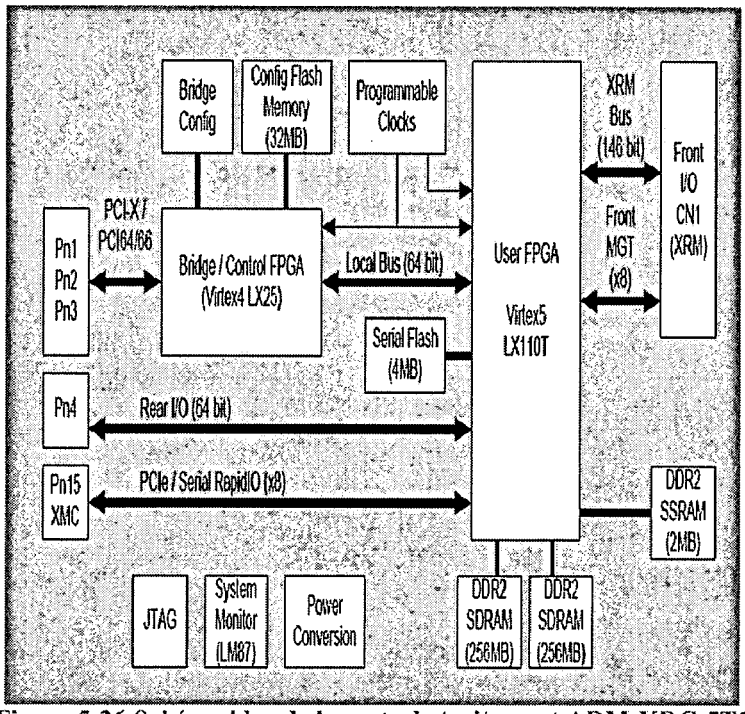


Figure 5-26 Schéma bloc de la carte de traitement ADM-XRC-5T1

Le FPGA de développement de chez Xilinx est de type Virtex-5 SX95T. La conversion du signal analogique en signal numérique est assurée par la carte CAN (XRM-ADC-S4/3G). Cette dernière contient essentiellement un CAN qui peut échantillonner un signal jusqu'au 3 Géch/sec avec une résolution de 8 bits. Nous avons 2 entrées qui nous intéressent : une pour le signal d'entrée (J 3) et une autre pour l'horloge d'échantillonnage (J5).

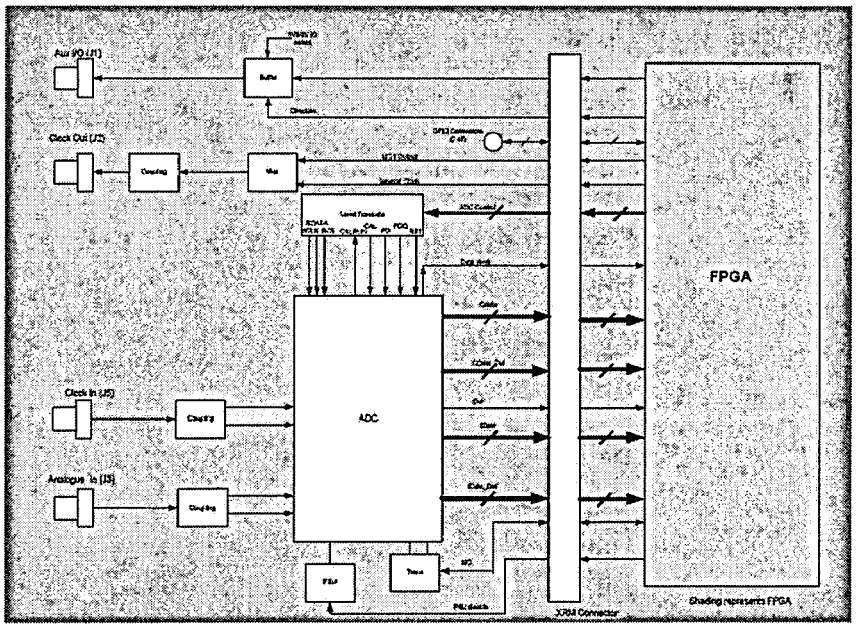


Figure 5-27 Schéma bloc de la carte CAN XRM-ADC-S4/3G

La Figure 5-27 montre le schéma du système communication avec ces cartes dans l'unité de réception.

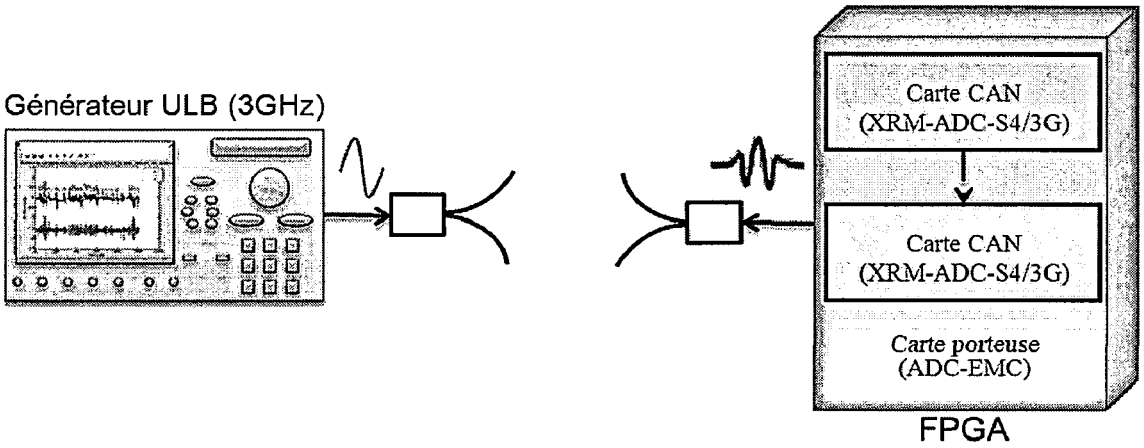


Figure 5-28 Mise en place des 3 cartes dans le système à réaliser

5.6. Etude préliminaire

Nous sommes confrontés au problème de la limite de la fréquence d'échantillonnage du CAN, c'est pour cette raison qu'une étude préliminaire est nécessaire pour répondre à la question posée malgré cette limitation de vitesse : comment peut-on réaliser un tel système tout en restant dans le domaine ULB ?

5.6.1. Problème de la limite d'échantillonnage

Dans le cas classique, après la réception du signal, dont la bande est Fs, on l'échantillonne à une fréquence Fe=N/Ts (Te=Ts/N), Figure V.9, Ts étant la durée du signal. Nous voulons connaître la grandeur de la valeur de N, donc de Fe, pour assurer une bonne corrélation. Pour cela nous traçons, sur la Figure 5.25, le signal échantillonné et la corrélation pour différentes valeurs de N. Le facteur N représente aussi la taille de la corrélation. Le but est de chercher la taille minimale pour avoir une bonne corrélation.

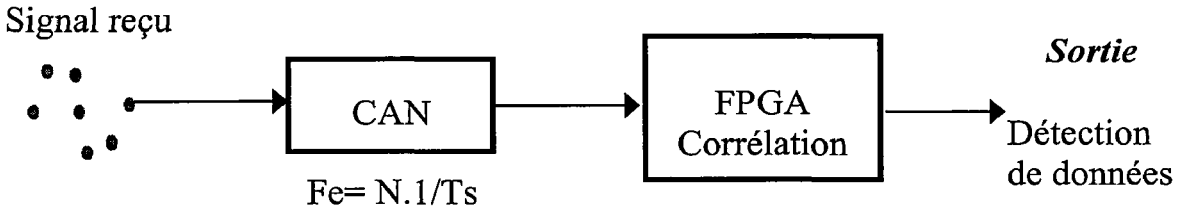
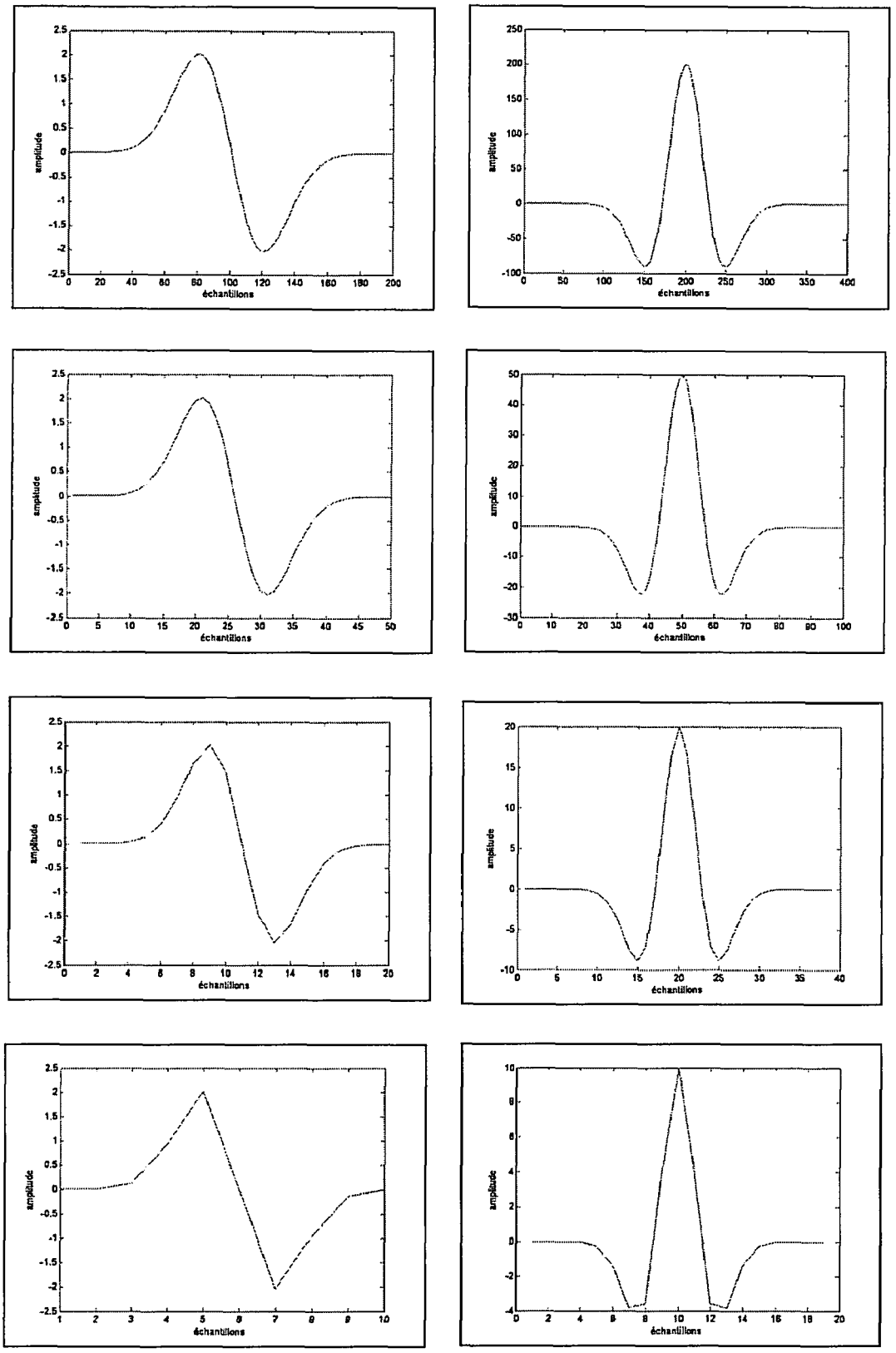


Figure 5-29 Récepteur normal d'un système de communication ULB

D'après cette figure, nous constatons que par rapport à l'origine (N=∞), plus N diminue, plus l'impulsion et la corrélation se dégrade. Lorsque N=10, l'impulsion est un peu déformée par rapport à la forme originale et une corrélation acceptable est obtenue.
Au-dessous de la valeur 10, les résultats sont de plus en plus mauvais. D'après, cette étude nous devrons calculer la corrélation au moins sur 10 points. Ce nombre est approximatif, car dans la réalité rien n'est stable encore moins l'horloge ou le signal en lui-même ; de plus, il y'a un autre facteur qui est le bruit, qui influence le résultat. Dans ce cas, il faut échantillonner au moins l'impulsion avec une fréquence Fe = 10 /Ts. Dans la pratique on prend Ts = 600 ps (soit une bande de Fs = 3 GHz), alors, si on désire avoir 10 échantillons par impulsion, il faut que Fe soit égale au minimum à 30 GHz. Mais ce chiffre est loin d'être réalisable avec le matériel actuellement existant.

Signal échantillonné



N=200 (Temps quasi continu)

N=50

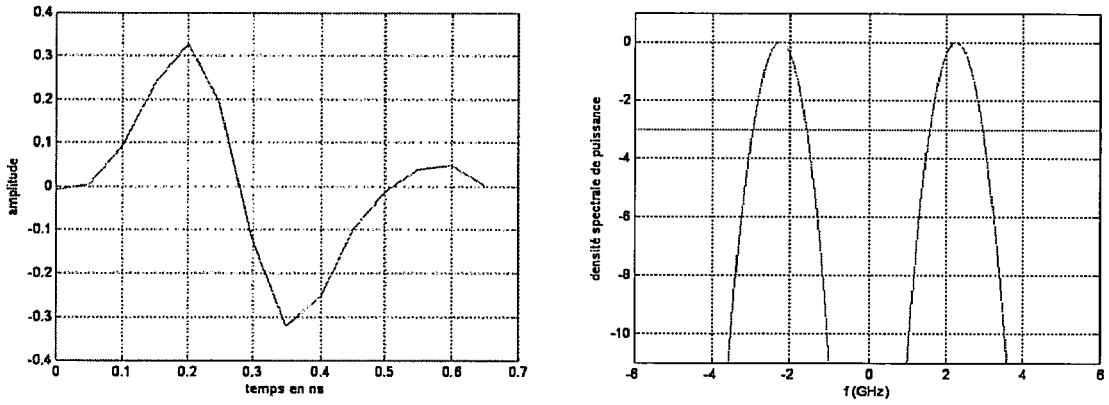
N=20

N=10

Figure 5-30 Effets d'échantillonnage sur l'impulsion et la corrélation

5.6.2. Mesures en temps différé à la limite du CAN

En temps différé, nous générons une impulsion de durée Ts = 640 ns chaque période de répétition Tr = 166 ns (portée de 25 m), Figure 5-31. La largeur de bande de fréquence à -3 dB de ce signal est de 3GHz.

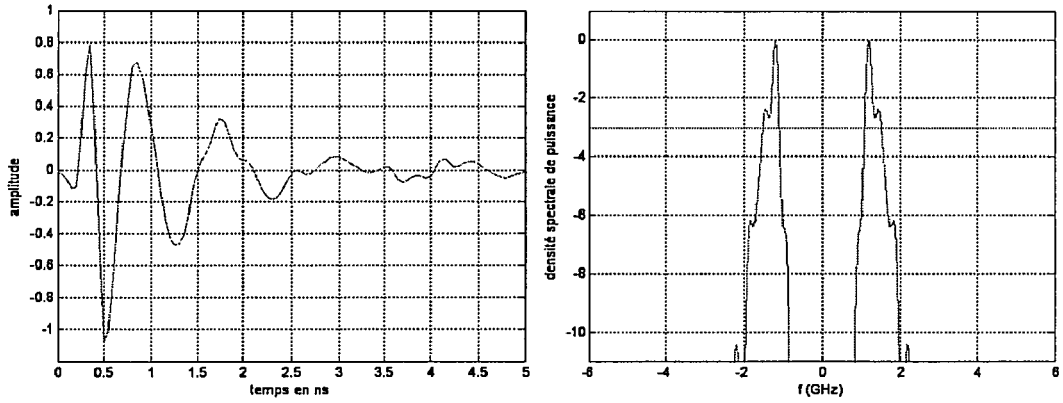


(a) (b)

Figure 5-31 Impulsion générée et son spectre (20 GS/sec)

Après avoir envoyé l'impulsion générée, nous faisons des mesures de signaux acquis après réflexion sur des cibles réelles. Beaucoup de mesures ont été présentées dans les chapitres précédents. Dans cette section nous ne présenterons que quelques exemples judicieusement choisis.

Tout d'abord, nous faisons une mesure de l'impulsion captée directement par l'antenne réceptrice afin de prendre en compte l'effet des antennes caractérisées auparavant. Un exemple d'une telle impulsion et de son spectre est donné par la Figure 5-32. La fréquence maximale à -3 dB de la bande passante de ce signal est de 1,5 GHz. Soit une bande divisée par 2, cela s'explique par le fait que l'impulsion d'origine s'étale dans le temps, et inversement son spectre se rétrécit (dualité temps/fréquence). C'est ce signal qui est pris comme signal de référence pour le calcul de la corrélation.



(a) (b)

Figure 5-32 Impulsion enregistrée à vide et son spectre (20 GS/sec)

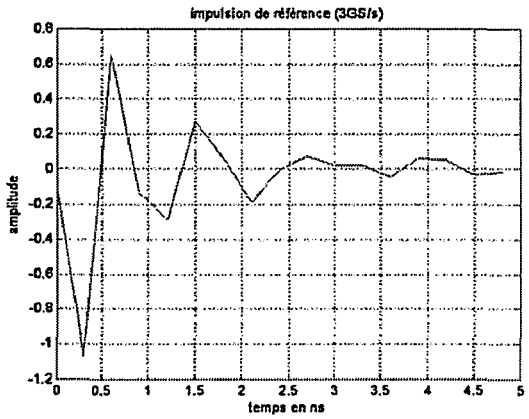


Figure 5-33 Impulsion enregistrée avec une acquisition à 3 GS/sec

Afin de contourner la limitation de la Fréquence d'échantillonnage et pour avoir des bonnes performances, on peut augmenter la durée de l'impulsion d'origine. L'impulsion après antenne est plus étalée, donc le spectre est plus étroit et le théorème de Shannon peut être respecté. Mais cette solution ne peut être appliquée, car le spectre du signal ne sera plus dans le domaine ULB. Dans la suite, nous proposons les différentes solutions de contournement adaptées à cette limitation d'échantillonnage dans le but d'implémenter la corrélation.

5.6.3. Architecture du corrélateur

Le récepteur calcule la corrélation entre le signal reçu et le signal de référence:

$$R_{cr}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n)r(n+k)$$

avec :

c(i) : signal de référence.
r(i) : signal reçu.
N : Longueur du signal de référence.

Deux façons sont possibles pour réaliser cette opération :

1. Soit en série : un seul cœur de calcul.
2. Soit en parallèle : multiples cœurs de calcul en parallèle.

Les deux architectures sont développées en VHDL (langage de description matérielle, en anglais : VHSI Very Hardware Description Langage) sous les environnements de synthèses ISE de chez Xilinx et l'outil de simulation Modelsim.

5.6.4. Architecture série, acquisition continue

L'architecture du corrélateur en série est schématisée dans la Figure 5-34 Le principe est d'enregistrer, à chaque coup d'horloge, le dernier échantillon du signal reçu dans le premier registre r(7) (r(N-1) dans le cas général). Les anciens échantillons sont décalés un par un, du registre d'un indice donné à cet indice moins un (bloc (2)). Les échantillons de l'impulsion de référence sont préalablement stockés dans une mémoire (bloc (1)).

Les échantillons de r(i) et c(i) sont multipliés deux à deux grâce un réseau de multiplicateurs (bloc (3)). Les échantillons résultants sont additionnés par un réseau d'additionneurs (bloc (4)). A chaque coup d'horloge, on continue à calculer un point donné de la corrélation et dans le même temps, on passe au calcul du point suivant. De ce fait, le rythme de la sortie est le même que celui de l'entrée. Puisque notre FPGA ne peut pas suivre une horloge à 3 GHz, nous proposons de faire une décimation d'un rapport de 4 ; Ainsi, la fréquence diminue et passe de 3 GHZ à 3 GHz/4 = 750 MHz (fréquence possible avec le FPGA cible), comme le montre la Figure 5.31.

Le CAN délivre à chaque coup d'horloge (3GHZ), les 4 derniers échantillons successifs r0, r1, r2 et r3 au rythme de 750 MHz. Une de ces sorties sera reliée à l'entrée du corrélateur, par exemple r0. Cette opération est équivalente à un échantillonnage à la fréquence de 750 MHz. Elle est sous la limite de Shannon, c'est pour cette raison qu'elle donne un assez mauvais résultat de corrélation. Néanmoins, l'architecture en série peut être utilisée dans le futur pour les FPGA plus rapides que le FPGA cible.

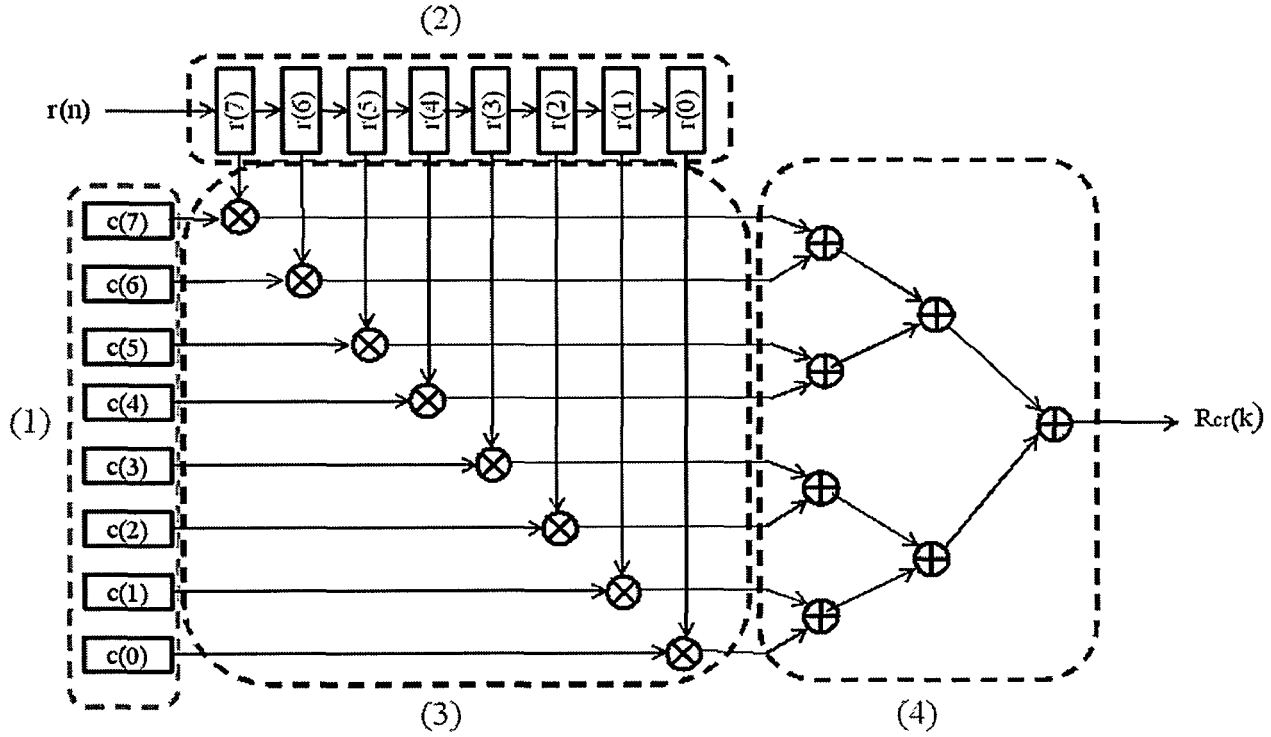


Figure 5-34 Schéma bloc de l'architecture série du corrélateur ULB (N=8)

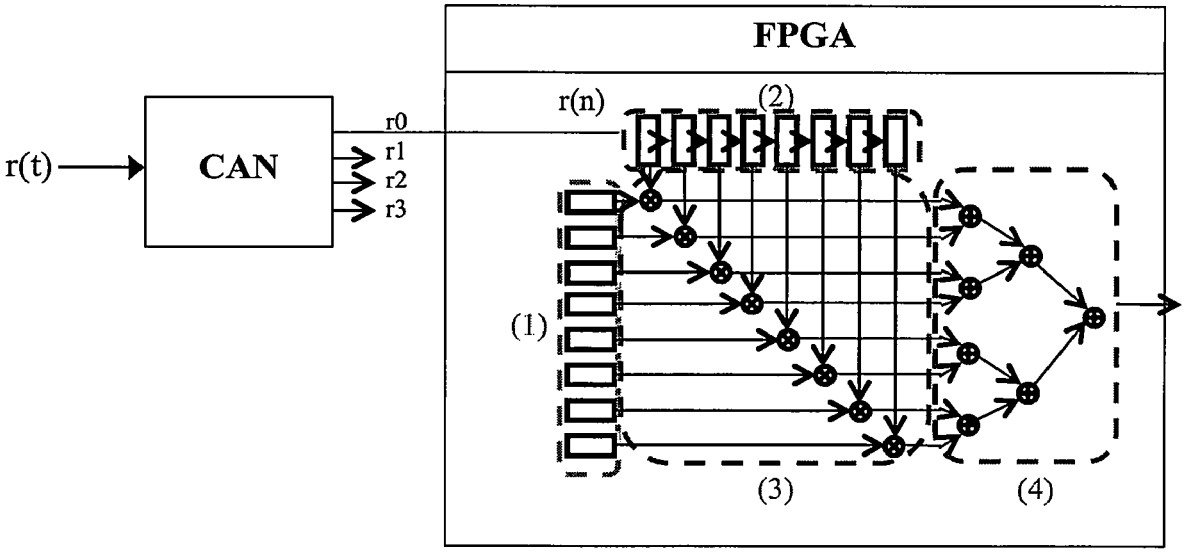


Figure 5-35 Liaison du CAN avec le FPGA avec une implémentation en série

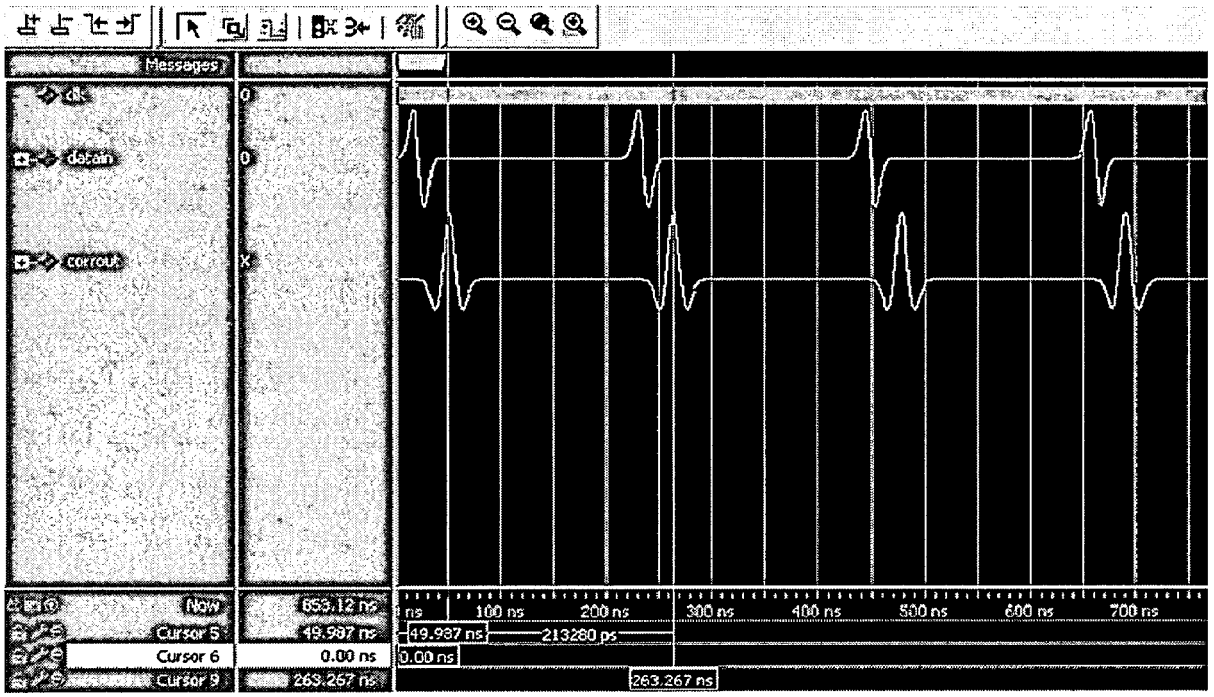


Figure 5-36 Résultats théoriques de la corrélation implémentée en série (Modelsim)

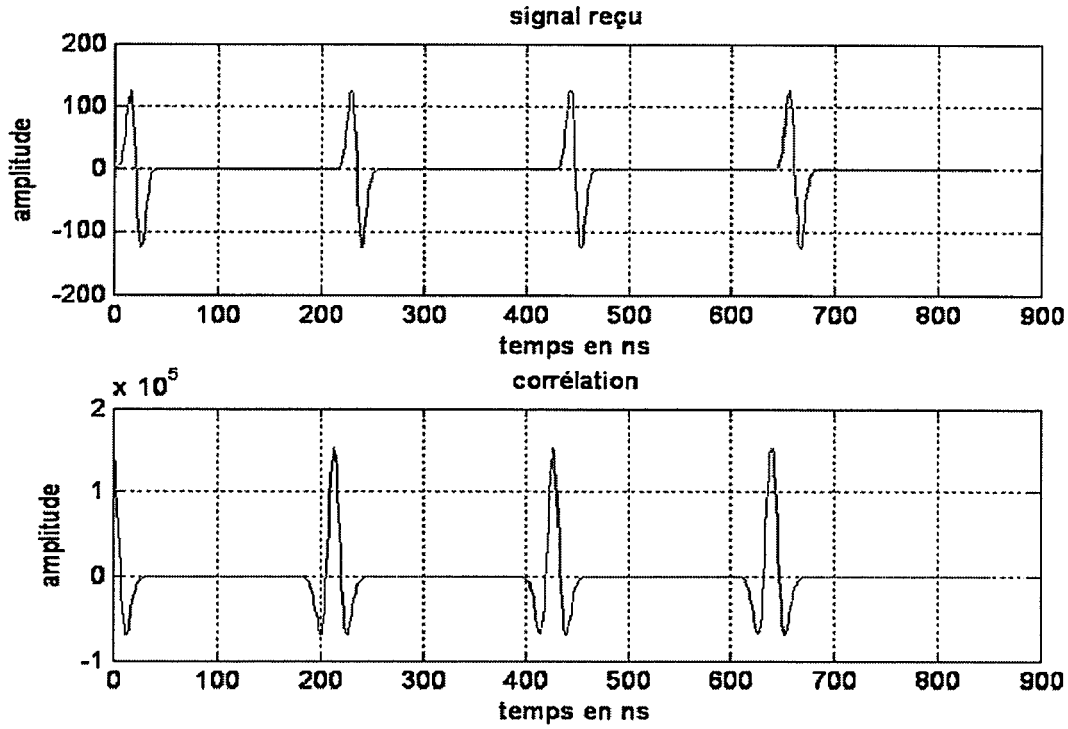


Figure 5-37 Résultats obtenus avec Matlab correspondant à la Figure 5-34

5.6.5. Architecture parallèle

Nous avons testé des architectures en série, mais la vitesse de traitement n'est pas suffisante (750MHz). Pour augmenter le débit, nous souhaitons réaliser des calculs à 3 GHz. Nous proposons alors une architecture en parallèle.
Nous allons discuter de l'architecture pour N = 8 et M = 4, N étant la taille du signal de référence et M le nombre d'échantillons délivrés par le CAN. Par la suite, nous pouvons généraliser le résultat pour des valeurs de N et M quelconques (M doit être inférieur strictement à N). Pour avoir M > 4 échantillons à la sortie du CAN, on lui ajoute en cascade un démultiplexeur. Nous calculons la corrélation pendant chaque période de répétition Tr soit k variant entre à 0 et K avec K = Tr/Te.

$$R_{cr}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n)r(n+k)$$

Soit N = 8, les expressions des 9 premiers échantillons de la corrélation sont les suivantes :

$$R_{cr}(i) = c(0)r(i) + c(1)r(i+1) + c(2)r(i+2) + c(3)r(i+3) + c(4)r(i+4) + c(5)r(i+5) + c(6)r(i+6) + c(7)r(i+7)$$

avec $0 \leq i \leq 8$

Le CAN délivre 4 échantillons en parallèle de la façon suivante:

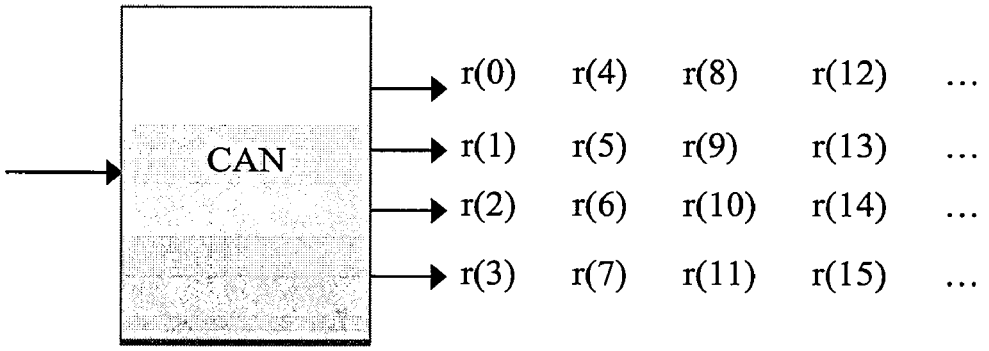


Figure 5-38 Décimation réalisée par le CAN (M=4)

Soit :

$$r_0(k) = r(4*k)$$
$$r_1(k) = r(4*k+1)$$
$$r_2(k) = r(4*k+2)$$
$$r_3(k) = r(4*k+3)$$

Puisqu'il est difficile de calculer la corrélation à la vitesse 3 GHz, nous proposons de la calculer à la vitesse de 750 MHz (3 GHz/4). Le composant est divisé en 4 blocs de sous corrélations (Figure 5-39) et un bloc de décalage. Les signaux R0(k), R1(k), R2(k) et R3(k) sont les résultats de sous corrélations dont chacun est une décimation d'un rapport de 4 du résultat final Rcr(k) :

$$R_0(k) = R_{cr}(4*k-7)$$
$$R_1(k) = R_{cr}(4*k-6)$$
$$R_2(k) = R_{cr}(4*k-5)$$
$$R_3(k) = R_{cr}(4*k-4)$$

En général l'architecture parallèle est composée de M blocs de sous corrélations et un bloc de décalage, et nous avons :

$$r_i(k) = r(M*k)$$

et $R_i(k) = R_{cr}(M*k-(N-1)+i)$

avec i=0, 1, ..., M-1 et la fréquence de fonctionnement du FPGA sera 3 GHz/M.

Pour calculer le signal $R_i(k) = R_{cr}(4*k-7+i)$ $R_i(k) = R_{cr}(4*k-7+i)$(en général $R_i(k) = R_{cr}(M*k-(N-1)+i)$) à un instant donné qui correspond à un coup d'horloge, nous procédons de la manière suivante (voir Figure 5.35):

1. Les sorties du CAN $r_i(k)$, $r_{i-1}(k)$, ... , $r_0(k)r_{i-1}(k)$, ..., $r_0(k)$ sont reliées directement aux entrées du sous corrélateur numéro i d'indices allant de N-1 jusqu'au N-(i+1).

2. Tous les N-1-i premiers échantillons de r(k) parmi les N-1 qui étaient reliés, pendant le coup d'horloge précédent, aux entrées du sous corrélateur numéro 4-1 (En général M-1) sont transférés vers les N-1-i dernières entrées du sous corrélateur numéro i.

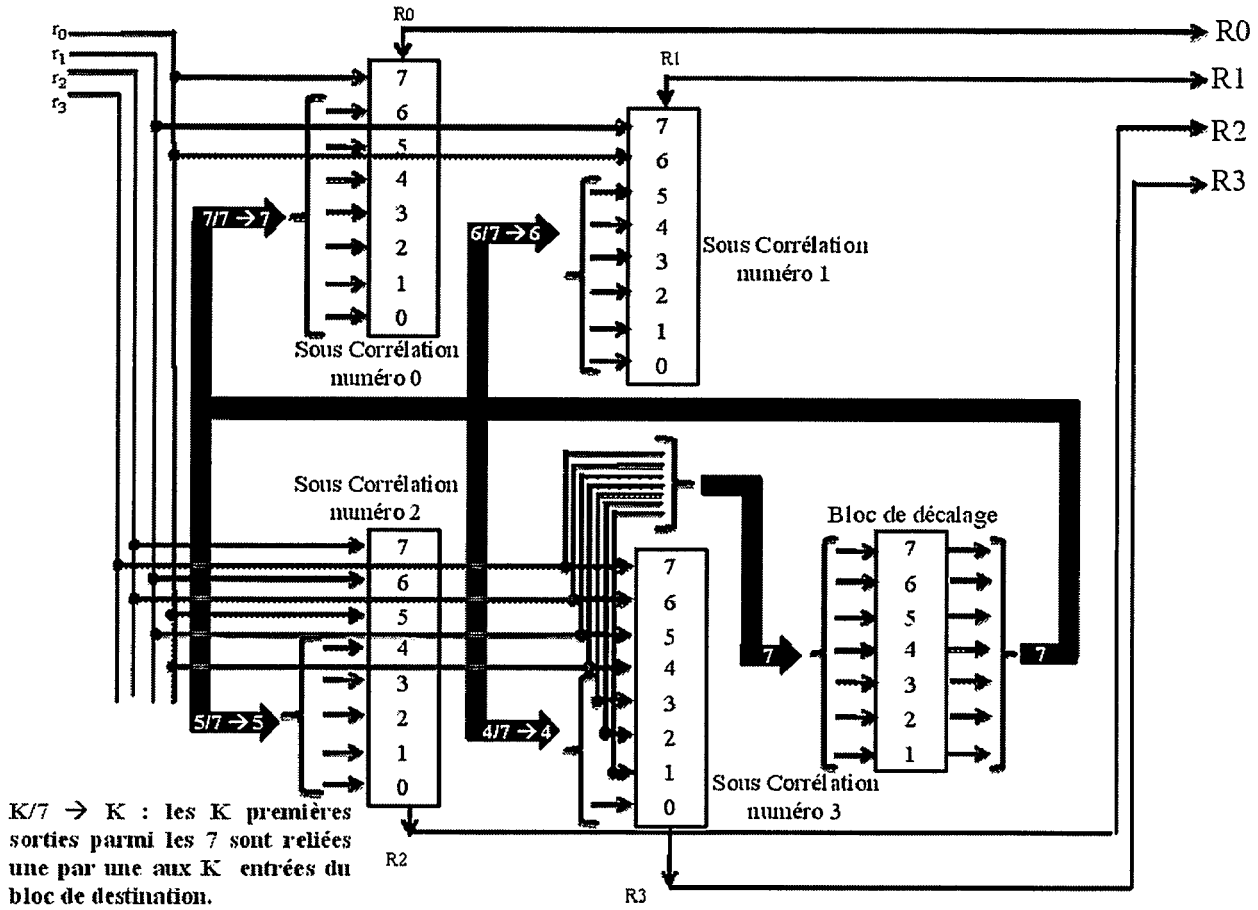


Figure 5-39 Architecture parallèle de la corrélation (N=8 et M=4)

Soit l'instant du coup d'horloge où on a, au niveau de la sortie du CAN : $r_0 = r(12)$, $r_1 = r(13)$, $r_2 = (r14)$ et $r_3 = r(15)$. Par exemple pour calculer $R_0(3) = R_{cr}(5)$ $R_0(3) = R_{cr}(5)$nous avons relié r_0 à l'entrée d'indice 7 du sous corrélateur numéro 0 et tous les 7 échantillons de r(i) qui étaient reliés pendant le coup d'horloge précédent aux entrées du sous corrélateur numéro 3 sont reliés aux 7 dernières entrées du sous corrélateur numéro 0 (voir les équations des 9 premiers échantillons de la corrélation).

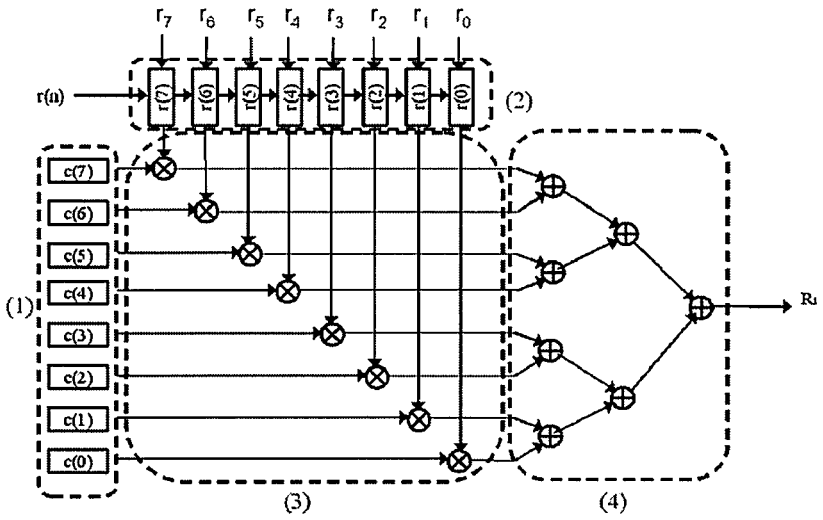


Figure 5-40 Bloc de sous corrélation de l'architecture parallèle (N=8)

Le schéma bloc du sous corrélateur est donné par la Figure 5-39. L'architecture de ce bloc est similaire à celle de l'architecture en série de la corrélation à la différence que les échantillons ne sont pas transférés d'un registre à un autre, mais ils sont transférés simultanément en parallèle.

Les résultats de corrélation obtenus sont concordants avec les données transmises. Des tests plus approfondis sont en cours.

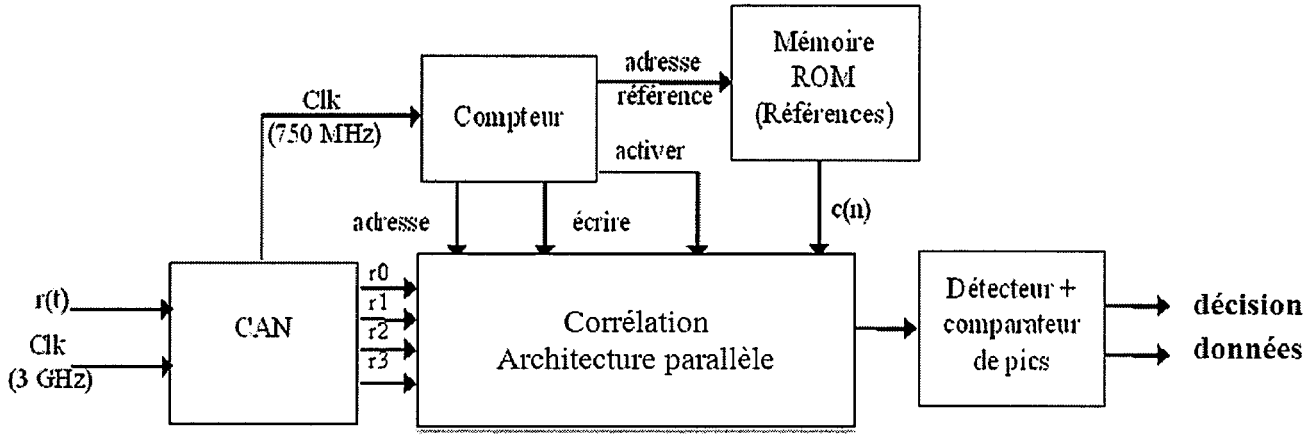


Figure 5-41 Architecture d'un récepteur d'un système de communication ULB

5.7. Problèmes rencontrés lors des expérimentations

Les systèmes de communication ULB se limitent à la résolution de quelques défis techniques:

Synchronisation : En raison de la très courte durée des impulsions, la synchronisation entre émetteur et récepteur doit être d'une excellente précision, tout en utilisant des horloges à quartz bon marché.

Traitement de signal : l'estimation du temps d'arrivée des impulsions nécessite le développement d'algorithmes performants qui détectent l'impulsion correspondante au trajet direct, même si le trajet direct est obstrué ou si la forme de l'impulsion est altérée durant la propagation.

Antennes : les signaux ULB sont filtrés par les antennes. Le défi est de concevoir des antennes de petite taille et efficaces sur toute la bande de fréquence utilisée (antenne ultralarge bande).

Interférences : le système ULB doit pouvoir fonctionner en présence de systèmes classiques à bande étroite. Comme la puissance spectrale est très faible pour les systèmes ULB, les interférences sont parfois dominantes.

Dispersion : Les différentes composantes fréquentielles du signal ne se propagent pas à la même vitesse. Des phénomènes de dispersion en fréquence peuvent alors apparaître.

Distorsion : L'atténuation non uniforme des différentes composantes fréquentielles peut conduire à des phénomènes de distorsion en fréquence.

Limitation des performances : Le système ULB ne pourra probablement jamais dépasser les performances des systèmes optiques à grands débits (*de l'ordre de plusieurs Gbits/s*), mais ces derniers sont en général beaucoup plus onéreux.

5.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté de la faisabilité du traitement de signaux ULB reçus en temps réel. Après une longue recherche des cartes FPGA sur le marché, nous avons opté pour la dernière génération de Xilinx (Virtex 5).
La problématique de la limite d'échantillonnage est rappelée afin de connaître la qualité de la corrélation dans les bonnes et mauvaises conditions. Un échantillonnage à 3 GHz est suffisant pour avoir des résultats satisfaisants. Mais, la carte FPGA ne peut pas fonctionner à une vitesse supérieure à 750 MHz. C'est pour cette raison que nous avons cherché à proposer des solutions alternatives adaptées pour réaliser la corrélation ULB sur le FPGA cible.
Nous avons proposé quelques architectures possibles. La plus simple est la corrélation calculée en série. Mais cette architecture est limitée au niveau du résultat. La deuxième architecture proposée est appelée architecture en parallèle. La corrélation est réalisée sous forme de plusieurs sous corrélations qui se calculent en parallèle. Des simulations sur des signaux théoriques et réels ont montré de bons résultats après validation avec Matlab.
Les prochaines étapes de cette partie de la thèse concernent essentiellement les tests de la carte, l'assemblage des architectures de la corrélation avec le composant CAN et la validation de l'ensemble en temps réel

Conclusion et perspectives

La technologie ULB a été largement déployée dans plusieurs domaines d'applications dont la communication haut débit pour des réseaux de type WPAN (Wireless Personal Area Networks). Avec l'arrivée des terminaux de stockage massifs et des systèmes vidéos haute définition, de nouveaux besoins en terme de débit et de qualité de transmission sont apparus et restent non satisfaits par les systèmes sans fil classiques type Bluetooth ou WiFi. Les travaux de cette thèse ont montré la possibilité de réaliser un système ULB impulsionnel offrant les plus hauts débits qui existent actuellement (débits atteints uniquement par la fibre optique).

Le système proposé s'appuie sur la transmission d'impulsions ultra brèves codées par des formes d'ondes orthogonales basées sur les fonctions de Gegenbauer. Ces formes d'onde ont permis de s'affranchir des limitations des signaux ULB impulsionnels en termes de modulations haut débit type M-QAM. Ainsi de nouvelles modulations appelées M-OAM ont été proposées et testées. Cette étude présente le système de transmission ULB final dans sa globalité allant de l'émetteur à l'unité de traitement temps réel en passant par les antennes utilisées. Les algorithmes de codage et décodage ont été évalués en termes de complexité et du taux d'erreurs par bit. Les résultats obtenus sont satisfaisants et ont pu montré les performances des signaux ULB et leur supériorité par rapport aux systèmes à bande étroite en communication courte portée. Le système ULB conçu offre la possibilité d'un débit adaptatif (scalable) selon les besoins en débit et la qualité de transmission requise.

Afin de préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, le premier chapitre a consisté à introduire la technologie ULB, ses principales caractéristiques, ses avantages et ses inconvénients. Avec les avancées de l'électronique, l'utilisation de la nouvelle technologie ULB (Ultra Large Bande) s'avère une solution alternative, intéressante pour la génération des impulsions rapides (durée < 1ns). En plus, la densité spectrale de puissance rayonnée est très faible dans la mesure où la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB, une faible probabilité de détection et d'interception. Ainsi, les autres systèmes perçoivent les signaux ULB comme un bruit de fond. Ces signaux possèdent une bonne capacité de pénétration des surfaces et écrans naturels grâce à leur grande largeur de bande. Ils restent bon marché grâce à leur simplicité et au coût faible des composants. Une description des applications potentielles est présentée ainsi que quelques projets portant sur l'ULB haut débit.

Le second chapitre est consacré à un état de l'art sur les modulations pour les systèmes de communication ULB. Nous présenterons quelques associations des modulations aux techniques d'accès multiple. Nous citerons aussi les modèles des canaux pour les communications indoor et outdoor. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des récepteurs adaptés à l'ULB.

Le troisième chapitre propose de mettre l'accent sur l'optimisation du système ULB. Une technique de codage nommée PPM-Bipolaire est proposée pour accroître le débit en combinant la modulation de position et la polarité. Avant d'utiliser cette nouvelle technique

de codage, nous avons étudié les formes d'onde ULB classiques comme la modulation PPM par exemple. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux formes orthogonales en général et les fonctions de Gegenbauer en particulier qui offrent la possibilité de différencier les signaux ULB tout en offrant des bonnes performances en termes de précision et de dynamique du signal reçu. Nous avons traité tout d'abord un système de transmission ULB. Une description complète du système est donnée incluant le formalisme d'émission et de réception. Dans les cas des modulations PPM et PPM-Bipolaire le système a été simulé pour différentes formes d'ondes, les résultats obtenus ont montré qu'une modulation PPM-Bipolaire est plus efficace qu'une modulation PPM. Nous avons aussi étudié un modèle de transmission multi-utilisateurs. La modélisation de ce système nous a conduit au problème de synchronisation. Nous avons utilisé la propriété d'orthogonalité des fonctions de Gegenbauer pour assurer la synchronisation. En effet la détection des impulsions du signal reçu nécessite une synchronisation parfaite. Nous avons évalué les performances des systèmes synchrones et asynchrones en termes de taux d'erreurs par bit.

Afin d'améliorer les performances du système IR-ULB et d'apporter une solution pour augmenter le débit offert, le quatrième chapitre présente les modulations M-OAM similaires aux modulations M-QAM sauf que nous n'avons pas de porteuses. Pour remédier à cette difficulté, nous avons utilisé les fonctions de Gegenbauer pour remplacer le sinus et le cosinus portant le signal. En tenant compte des caractéristiques de l'émission et la réception, nous avons proposé des algorithmes de codage et de décodage des différentes modulations M-OAM proposées. Les performances sont analysées et évaluées en termes de taux d'erreur par bit.

Finalement, le cinquième chapitre est consacré à l'étude de la faisabilité du traitement d'un système de communication ULB en temps réel. Nous avons détaillé dans un premier temps les caractéristiques du matériel utilisé avant de commencer l'analyse des résultats expérimentaux. Cette partie réalisation temps réel reste un verrou technologique difficile à résoudre à cause des limitations en rapidité des calculateurs et composants FPGA. Après analyse des cartes FPGA existants sur le marché, nous avons choisi la dernière génération de Xilinx (Virtex 5). Nous avons étudié la problématique de la limite d'échantillonnage afin de connaître la qualité de la corrélation dans les bonnes et mauvaises conditions. Plusieurs architectures possibles ont été proposées et nous avons opté pour la corrélation réalisée sous forme de plusieurs sous corrélations calculées en parallèle à 750MHz et permettant un échantillonnage à 3GHz. Nous avons présenté des simulations avec des signaux théoriques et réels. Les résultats obtenus sont conformes aux résultats obtenus avec Matlab et montrent la faisabilité de cette unité de traitement temps réel. Nous avons aussi proposé une architecture complète dédiée au décodage des modulations M-OAM.

En perspectives de ces travaux à court et moyen termes, nous souhaitons réaliser les études suivantes :

1. Réalisation des codeurs/décodeurs en FPGA (travaux futures avec Altera et le LAMIH) et implémentation d'algorithmes plus rapides grâce aux calculs parralélisables et reconfigurables.
2. Test d'autres canaux indoor et Outdoor, portabilité sur d'autres fréquences
3. Test d'autres récepteurs Rake, Détection multi-utilisateurs, ...
4. Conception d'Architecture assurant double fonctionnalité : Communication et localisation pour les transports (Thèse de Mr tarik TAHRI).
5. Réalisation d'un démonstrateur dans le cadre du projet ANR

6. Implémentation du récepteur universel de toutes les modulations ULB (PPM, Bipolaire, PAM, Tout ou Rien, M-OAM)
7. Réalisation d'un Système adaptatif (Scalable) offrant des débits adaptables selon les besoins (collaboration avec l'ENSA de Marrakech).

Bibiographie

[Aubert 05] L.M .Aubert «Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB (Ultra Wide Band)» INSA de Rennes, Novembre 2005.

[Álvarez 03] A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, and J. L. García, «Ultrawideband channel characterization and modeling», in Proc. Int. Workshop on Ultra Wideband Systems, (Oulu, Finland), Juin 2003.

[Babour 09] L. Babour, «Etude et conception d'antenne Ultra Large Bande miniaturisées en impulsionnel» thèse de doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, mai 2009.

[Bahri 09] F. Salem Bahri, «Contribution à l'étude des systèmes ultra wideband différentiels» thèse de doctorat à l'école nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, Mai 2009.

[Bennett 78] C. L. Bennett et G. F. Ross, «Time-domain electromagnetics and its application», IEEE Proceedings, vol. 66, no 3, pages 299–318, mars 1978.

[Barret 00] T. W. Barret, «History of Ultra Wide Band (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Inventors», In Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, USA, Juillet 2000.

[Carlberg 00] T. Carlberg, «Analysis of Ultra Wide Band (UWB) technology for indoor geolocation and physiological monitoring system», thèse de doctorat, Chalmers University of Technology (Sweden), 2000

[Cavalec 01] K. Cavalec-Amis, «Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale». Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1, Département Signal et Communications, ENST Bretagne, Décembre 2001.

[CEPT 05] CEPT/ECC, «The Protection Requirements of Radiocommunication Systems below 10,6 GHz from Generic UWB Applications» Rapport ECC 64, 2005.

[Di and Giancola 04] B.Di et G. Giancola «understanding ultra wide band radio fundamentals», Prentice Hall PT, 2004.

[EL ABED 09] L.SAKKILA, Y. ELHILLALI, C. TATKEU, A. RIVENQ, A. EL ABED. «Un radar ULB basé sur les statistiques d'ordres supérieurs pour la détection d'obstacles routiers». TELECOM'2009 & 6èmes JFMMA, Mars 2009, Agadir, Maroc.

[EL ABED 09] Y. ELHILLALI, R.ELASSALI, F. BOUKOUR, A.EL ABED, A.RIVENQ.«Comparison of two coding technique dedicated of UWB V2V communication system». ITST'09, Octobre 2009, Lille, France.

[EL ABED 11] A. EL ABED, F. BOUKOUR, Y. ELHILLALI, A. RIVENQ. «Bipolar PPM coding for asynchronous multi-users UWB communications».CSIE, Juin 2011, Changchun, Chine.

[ElBahhar 03] F.Elbahhar, «Conception d'un system de communication ultra large band appliqué aux transports» thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, November 2003.

[ElBahhar 05] F. Elbahhar, A. Rivenq Menhaj, J.M Rouvaen, «Multi-user Ultra Wide Band communication system based on modified Gegenbauer and Hermite functions», Wireless Personal communications, Volume 34, Issue 3, Aout 2005

[ETSI 05] ETSI, «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, Décembre 2005.

[FCC 98] Federal Communication Commission, «Revision of the rules regarding Ultra WideBand transmission Systems, Notice of Inquiry», Rapport, Federal Communication Commission, 1998.

[FCC 00] Federal Communication Commission, «Notice of proposed rule making», Washington, 11 Mai 2000.

[FCC 02] Federal Communication Commission, «Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: First report and order», Rapport technique, Federal Communication Commission, Avril 2002.

[Guéguen 09] E.Guéguen, «Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM» thèse de doctorat de l'INSA Rennes, Janvier 2009.

[Heidari 08] G. Heidadi, «WiMedia UWB Technology of choice for wireless USB and Bluetooth», Septembre 2008.

[Hoctor 02] R.Hoctor and H. Tomlinson, «Delay-hopped transmitted-reference RF communications», Conference IEEE sur l'Ultra Wideband System and Technologies, pp. 265-269, Mai 2002, Baltimore, USA.

[Kadionik 00] P. Kadionik «Base de transmissions numériques, les modulations numériques», Ecole National Supérieure Electronique Informatique et Radiocommunications de Bordeaux (ENSirB), 2000.

[Keignart 03] J. Keignart and N. Daniele, «Channel sounding and modelling for indoor UWB communications», in Proc. Int. Workshop on Ultra Wideband Systems, (Oulu, Finland), Juin 03.

[Lamari 07] Lamari A, «Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande» thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Janvier 2007.

[Lombard 07] P. Lombard, «Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybride optique-radio», thèse de doctorat de l'université Joseph Fourrier de Grenoble, décembre 2007.

[McCorkle 03] J. McCorkle, «A comparison of DS-UWB and MB-OFDM techniques for high speed UWB networks», UWB summit 2003, Paris, France, Décembre 2003.

[Morey 74] R.M. Morrey, «Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses», U.S. Patent No 3,806,795, 1974.

[OJEU 07] Official Journal of the European Union, «On allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community», Commission Decision, 21 Février 2007.

[Orndorff 04] A. Orndorff, «Transceiver Design for Ultra-Wideband Communications». Blacksburg, Va: University Libraries, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004

[Pan 08] J.Pan «Medical Applications of Ultra-WideBand», http://www.cs.wustl.edu, Avril2008.

[Pecastaing 01] L. Pecastaing, «Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves, application aux radars large bande», thèse de doctorat de l'université de Pau et des pays de l'Adour, Décembre 2001.

[Porcino 03] D. Porcino et W.Hirt, «Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead», IEEE Communications Magazine, vol. 41, no7, pages 66–74, Juillet 2003.

[Proakis83] J.G. Proakis, «Digital Communication», New Work. McGraw-Hill,1983.

[Proakis 01] J.G. Proakis «Digital Communication», New Work. 4éme edition. McGraw-Hill, 2001.

[Pagani 03] P. Pagani, P. Pajusco, and S. Voinot, «A study of the ultra-wide band indoor channel: Propagation experiment and measurement results», in Proc. Int. Workshop on Ultra Wideband Systems, (Oulu, Finland), Juin 2003.

[Ramirez 01] Fernando Ramirez-Mireles, «Performance of Ultra Wideband SSMA Using Time-Hopping and M-ary PPM», Papier 99-128 accepté pour la publication dans *IEEE JSAC Wireless Communications Series*.

[Ross 73] Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins, «Baseband radiation and reception system», U.S. Patent No 3,739,392, Juin 1973.

[Rappaport 02] T. S., «Wireless Communications: Principles and Practice», Prentice Hall Professional Technical Reference, New Jersey, deuxième édition, 2002.

[Sakkila 09] L. Sakkila «Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection de la reconnaissance d'obstacles en milieu routier», thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Décembre 2009.

[Siwiak et McKeown 04] K. Siwiak et D. McKeown «Ultra wideband radio technology», chapitre 4, Generating and transmitting UWB signals, 2004.

[Soumu 06] Press release http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/news060202_1.html.

[Sternad et Falahti] M. Sternad et S. Falahti «Maximazing througput with adaptative M-QAM based on imperfect channel predictions», Signals and systems, Upsalla University, Sweden.

[Taylor 95] Taylor, James D. t al Introduction to Ultra Wideband radar system», James D. Taylor Editor, CRC Press, Boca Raton, 1995, p.670.

[Thériault 05] M. Thériault «étude des performances d'un système DS-CDMA avec des performances d'un système DS-CDMA avec récepteur Rake dans le contexte ULB», Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval Québec, octobre 2005.

[UWB-DOMO] http://www.institut-telecom.fr/archive/34/CI04_Res_UWB_DOMO.pdf

[URSI 06] Union Radio Scientifique Internationale, Comité National Français de Radioélectricité Scientifique «Régulation et Normalisation pour les Communications Ultra Large Bande (UWB)» journées scientifiques du CNFRS «vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives», paris, 28 et 29 mars 2006.

[Withington 98] Official Journal of the European Union, «On allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community», Commission Decision of 21 Février 2007.

[Win 98] M. Z. Win and R. A. Scholtz, «On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments», IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 9, pp. 245–247, Septembre 1998.

[Wood 08] S.Wood et R. Aiello «Essentials of UWB», Cambridge Wireless Essentials Series, Juillet 2008.

[Xu07] Xu Yong, Lu Yinghua, Zhang Hongxin, Wang Yeqiu, «An Overview of Ultra-Wideband Technique Application for Medial Engineering», IEEE/ICME International Conference on Complex Medical Engineering (CME), Beijing, Mai 2007.

Résumé

L'objectif de ce travail de thèse est la mise en œuvre de nouvelles techniques de codage pour les signaux Ultra Large Bande (ULB) dans le but d'augmenter le débit offert et améliorer la robustesse du lien de communication pour des applications multimédias et transport (communication véhicule-infrastructure). L'ULB étant une technologie émergeante et prometteuse très peu exploitée pour ce type d'applications, nous nous sommes intéressés à développer un système de communication sans fil haut débit basé sur la technique ULB impulsionnel (IR-UWB). Vu que les modulations M-QAM ne sont pas adaptées aux systèmes ULB impulsionnel, nous proposons donc de nouvelles modulations dites « M-OAM » qui se sont avérées plus adéquates et plus efficaces pour une communication haut débit. Dans cette optique, les différentes modulations et les formes d'ondes ULB sont étudiées et comparées avec comme critères l'adéquation à notre application et les performances obtenues en réception. Des algorithmes de traitement de signaux adaptés à ce type de codage ont été proposés et testés. L'aspect multi-utilisateurs est aussi abordé pour minimiser les interférences et la désynchronisation. Après l'étape de simulation, un prototype a été réalisé pour procéder aux premiers tests qui visent à évaluer les performances de notre système, en conditions réelles, en fonction de la forme d'onde et du type de modulation proposée. Finalement, une unité de traitement en temps réel sur une plateforme FPGA, offrant des temps de calcul à 3GHz, a été réalisée grâce à des algorithmes parallélisables sur des architectures reconfigurables.

Mots clés : Ultra Large Bande (ULB) impulsionnel, modulations M-OAM, fonctions orthogonales, communication sans fil haut débit, accès multiple, synchronisation, temps réel, plateforme FPGA.

Abstract

The main objective of this thesis is to implement new UWB coding techniques in order to increase the data rate flow and to enhance the robustness ensured by UWB communication for multimedia and transports applications (vehicle –Infrastructure communication). The UWB is an emerging and promising technology largely undeveloped for this type of applications. In this work, we develop high speed wireless communication system based on IR-UWB technique. M-QAM modulations are not adapted for IR-UWB systems. New modulations called « M-OAM » are proposed in this work and proved to be more adapted and more efficient. For this scope, different modulations and UWB waveforms are studied and compared in term of adequacy to our application and receiver performances. Different signal processing algorithms have been proposed and tested for each coding technique. The multi-users features are treated, for minimizing interferences and desynchronization. After the simulation stage, prototype of our system has been implemented in order to test and evaluate the obtained performances according to the used waveforms and proposed modulations, in real conditions.
Finally, real time processing unit has been carried out on an FPGA platform that offers computing time at 3GHz by using parallelizable algorithms on reconfigurable architectures.

Keywords: IR-UWB, M-OAM modulations, high speed wireless communication, orthogonal functions, multiple-access, synchronization, real time, FPGA plateform.

Bibliotheque..Universitaire..de..Valenciennes

00900853