Développement d'un récepteur intelligent dédié aux systèmes sans fil basés sur les modulations M-OAM

Lamyae Maatougui

▶ **To cite this version:**

Lamyae Maatougui. Développement d'un récepteur intelligent dédié aux systèmes sans fil basés sur les modulations M-OAM. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis; Université Chouaïb Doukkali (El Jadida, Maroc), 2017. Français. NNT : 2017VALE0015 . tel-01602331

HAL Id: tel-01602331
https://theses.hal.science/tel-01602331

Submitted on 2 Oct 2017

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.

Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis

جامعة شعيب الدكالي
Université Chouaïb Doukkali

Numéro d'ordre : 17/12

Thèse de Doctorat

Pour l'obtention du grade de
Docteur en Sciences

Présentée par
Lamyae MAATOUGUI

Discipline: Physique – Science de l'ingénieur
Spécialité: Télécommunications

Laboratoires: Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN/DOAE) en France / Laboratoire de Technologie et de l'Information (LTI) au Maroc
Écoles doctorales: Sciences Pour l'Ingénieur (SPI), Lille Nord-de-France/ Sciences et Technologie, El Jadida, Maroc

Développement d'un récepteur intelligent dédié aux systèmes sans fil basés sur les modulations M-OAM

Soutenue le 12 Avril 2017 à El Jadida, devant le jury composé de:

Rapporteurs:

- Mme Algani Catherine, Professeur au Cnam, Paris, France
- M. Mazer Said, Professeur Habilité à l'ENSA de Fès, Maroc
- M. Al Fajri Abdelkrim, Professeur à l'Université d'El Jadida, Maroc

Examinateurs:

- M. Vuong Tan-Hoa, Habilité à Diriger les Recherches à El Jadida, Maroc (président du jury)
- M. Hajjaji Abdelowahed, Professeur Habilité à l'ENSA d'El Jadida, Maroc
- M. El Hillali Yassin, Maître de Conférences à l'Université de Valenciennes, France

Directeurs de thèse:

- Mme Rivenq Atika, Professeur à l'Université de Valenciennes, France
- M. Hassan Ouahmane, Professeur à l'ENSA à El Jadida

Invités:

- M. Berraissoul Abdelghafour, Professeur à l'Université d'El Jadida

Dédicace

A ma très chère mima **Latifa**, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur. Merci pour ton éducation, ton amour inconditionnel et ta foi en ce que je suis. Puisse Dieu, le Très Haut, t'accorder santé, bonheur, longue vie et faire en sorte que jamais je ne te déçoive.

A mon cher époux **Abdelmounaim,** pour son encouragement, sa compréhension et son soutien qui étaient la bouffée d'oxygène qui me ressourçait dans les moments difficiles. Merci d'être toujours à mes côtés, par ta présence, tes sacrifices et ta gentillesse qui m'ont permis de réussir mon projet professionnel. J'espère que l'aboutissement de ce travail soit le témoignage de ma reconnaissance.

A mes parents **Nafissa** et **Abdeljallil**, pour tous leurs efforts et sacrifices qu'ils n'ont jamais cessé de consentir pour mon instruction et mon bien-être. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A ma tante **Fatima Ezzahra** et mon oncle **Abdelillah**, qui m'ont toujours ouvert leurs bras et offert amour, confort et soutien. Que dieu vous accorde santé et longue vie.

A ma très chère soeur **Zineb** et mon petit frère **Mohammed,** pour leurs souhaits et encouragements. Je vous souhaite un avenir plein de joie, de bonheur et de réussite.

A ma cousine **Kenza**, la confidente dans tous les moments de ma vie. Merci pour ton aide, ton écoute, ton soutien et tes encouragements tout au long de mon parcours.

Au meilleures amies **Laila, Sara et Sélima** pour leur écoute, soutien permanent et encouragement incessants. Merci pour les agréables moments que nous avons partagés ensemble.

A toute ma famille, mes amis et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail

Je dédie ce travail,
Lamyae.

Remerciements

Les travaux, dont les résultats sont présentés dans ce mémoire ont été effectués en cotutelle entre les deux universités Chouaib Doukkali et Valenciennes au sein des laboratoires LTI au Maroc et IEMN-DOAE en France.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mes directeurs de thèse Mme **Atika RIVENQ** et Monsieur **Hassan OUAHMANE**. Très grands sont les sentiments de gratitude et de considération que j'exprime à l'égard de Mme **RIVENQ**, je tiens à la remercier vivement pour son soutien inconditionnel, ses conseils et son orientation. Je suis très sensible à sa grandeur d'âme et ses qualités humaines. J'espère que cette thèse sera un remerciement suffisant au soutien et à la confiance sans cesse renouvelée dont elle a fait preuve à mon égard. Mes vifs remerciements à Monsieur **OUAHMANE**, de m'avoir autorisé à me lancer dans cette thèse et pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ces années de recherche.
J'adresse mes vifs remerciements à mes encadrants Monsieur **Yassin ELHILLALI,** MCF à l'Université de Valenciennes et Monsieur **Abdelowahed HAJJAJI,** PH à l'ENSA d'El Jadida pour m'avoir suivi, guidé et encouragé tout au long de ce travail afin de mener à bien mes travaux de recherche.

Ma gratitude s'adresse à ceux qui, au fil de ma thèse, ont apporté leur contribution scientifique voire leur secours. Je tiens ainsi à remercier Madame **Laila Chakour**, Madame **Khadija Hamidoun** et Monsieur **Rahmad Sadli** pour leur aide si précieuse.

Je témoigne ma gratitude à Monsieur **Tan-Hoa Vuong**, HDR à l'ENSEEIHT, INP Toulouse, de m'avoir fait l'honneur d'être le président du jury de cette thèse.

Mes sincères reconnaissances et remerciements vont tout particulièrement aux rapporteurs de ma thèse, Mme **Catherine Algani**, Professeur au Cnam de Paris, Monsieur **Said Mazer**, PH à l'ENSA de Fès et Monsieur Abdelkrim Al Fajri, Professeur à l'Université d'El Jadida. Merci de m'avoir fait l'honneur d'être membres de jury et rapporteurs de cette thèse.

Je dois une vive reconnaissance à Messieurs **Abdelghafour Berraissoul**, Professeur à l'ENSA d'El Jadida et Monsieur **Mohamed Gharbi**, MCF à l'Université de Valenciennes. Je suis très honorée que vous ayez accepté de siéger à mon jury de thèse.

Je remercie évidemment ma famille pour son irremplaçable et inconditionnel soutien. Ils ont été présents pour écarter les doutes, soigner les blessures et partager les joies. Cette thèse est un peu la leur, aussi. Merci Mima, cher époux, Maman, Papa, chère sœur et cher frère. Merci pour avoir fait de moi ce que je suis aujourd'hui.

Je remercie tous mes collègues des laboratoires IEMN-DOAE et LTI et ceux dont le nom n'apparaît pas dans ces pages; ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'achèvement de ces travaux de thèse.

Résumé

Dans ces travaux de thèse, nous proposons un système de communication original permettant d'atteindre un haut débit et de répondre aux exigences de la qualité de service requise pour les communications courte portée dans le cadre du transport intelligent. Ce système se base sur la technologie Ultra Large Bande Impulsionnelle (IR-ULB) et sur un nouveau schéma de modulation nommé M-OAM (M-Orthogonal Amplitude Modulation).

Les modulations M-OAM se basent sur le principe des modulations M-QAM en remplaçant les porteuses par des formes d'ondes ULB orthogonales de type MGF (Modified Gegenbauer Function). Ces modulations ont été évaluées sous les conditions d'un canal AWGN et des canaux IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a qui tiennent compte des paramètres réels de la route.

En plus du haut débit exigé par les communications inter-véhiculaires, il faut assurer un échange d'informations simultané entre plusieurs utilisateurs de la route et garantir une bonne qualité de service. Dans cette optique, une nouvelle technique d'accès multiple adaptée est proposée. Chaque utilisateur a la possibilité d'utiliser la modulation OAM adéquate selon le débit désiré. Le récepteur de ce système se caractérise par un aspect intelligent grâce à l'intégration des principes de la Radio Cognitive (RC) qui permet de détecter l'arrivée du signal et d'identifier les paramètres de la modulation utilisée afin de s'y adapter d'une façon autonome. Une bonne qualité de service est assurée par la proposition d'une nouvelle technique de démodulation qui se base sur les Statistiques d'Ordres Supérieurs (SOS) permettant d'éliminer le bruit Gaussien.

Les bonnes performances du système de communication M-OAM ainsi que l'ensemble des aspects proposés ont été validés expérimentalement au sein du laboratoire IEMN-DOAE. Dans la dernière partie de ce document nous avons présenté la réalisation d'un prototype de ce traitement en temps réel sur une plateforme FPGA, en exploitant des algorithmes parallélisables sur des architectures reconfigurables.

Mots-clés: *Système de communication, haut débit, ULB, Modulation M-OAM, V2V, V2I, canaux IEEE 802.15, Accès multiple, Radio Cognitive, Détection spectrale, SOS, récepteur intelligent, FPGA.*

Abstract

In this work of thesis, we propose an original communication system allowing to reach high data rate and to fulfill the requirements of quality of service necessary for the communications short range dedicated to intelligent transport. This system is based on the Ultra Wide Band Impulse (IR-ULB) technology and on new modulation scheme named M-OAM (M-states Orthogonal Amplitude Modulation).

M-OAM modulations are based on the principle of modulations M-QAM by replacing the carriers used for QAM modulation with orthogonal waveforms ULB type MGF (Modified Gegenbauer Function). These modulations were evaluated under the conditions of AWGN channel and IEEE 802.15 channels which take account of the real parameters of the road.

Besides the high speed required by inter-vehicular communications, it is necessary to ensure simultaneous information exchange between several users of the road. Accordingly, new adaptive multiple access system is proposed. Each user has the possibility to use the adequate modulation OAM according to the desired speed.

The receiver of this system is characterized by an intelligent aspect thanks to the integration of the principle of Cognitive Radio (RC) which makes it able to detect the signal arrival and to identify the parameters of the used modulation in order to adapt the demodulation in an autonomous way. A good quality of service is ensured by the proposed novel demodulation method based on the Higher Orders Statistics (HOS) to eliminate the Gaussian noise.

The good performances of M-OAM communication system M-OAM as well as the whole of the suggested aspects are validated in experiments within IEMN-DOAE laboratory. In the last part of this document we presented the realization of prototype using real time processing developed on FPGA plateform and exploiting parallelisable algorithms on reconfigurable architectures.

Keywords: *Communication system, High data rate, ULB, Modulation M-OAM, V2V, V2I, channels IEEE 802.15, multiple Access, Cognitive Radio, Spectrum sensing, HOS, intelligent receiver, FPGA.*

Table des matières

Dédicace 2

Remerciements 2

Table des matières 7

Introduction générale 17

Contexte et problématique 17

Contribution de la thèse 19

Chapitre 1: Etat de l'art sur les STI et les systèmes de communication véhiculaires 22

1.1 Introduction 23

1.2 Contexte et services des Systèmes de Transport Intelligents (STI) 23

1.3 Fonctionnement des systèmes de transport intelligents 26

1.3.1 Technologies des STI 26

1.3.2 Principe de fonctionnement 26

1.4 Domaines d'applications et utilisation des STI 27

1.5 Projets et études portant sur la communication véhiculaire 29

1.5.1 SCORE@F 29

1.5.2 Projet de Mobilité Intelligente et Sécurité (SimTD) 30

1.5.3 Safety Communication Application (VSC-A) 30

1.5.4 DRIVE C2X 31

1.5.5 WiSafeCar 31

1.5.6 iTETRIS 31

1.5.7 InterCor 32

1.5.8 Scoop@f 33

1.5.9 C-Roads 35

1.6 Réseaux véhiculaires 36

1.6.1 Les communications Véhicule à Véhicule (V2V) 36

1.6.2 Les communications Véhicule à Infrastructure (V2I) 36

1.6.3 Communication hybride 37

1.7 Techniques de communication véhiculaires 38

1.7.1 Les systèmes basés sur les techniques de communication cellulaire 38

1.7.1.1 2G : GSM/GPRS/EDGE 39

1.7.2 Les systèmes basés sur les réseaux métropolitains (WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)) 42
1.7.3 Les systèmes basés sur les réseaux locaux (LAN (Local Area Network)) : IEEE 802.11 (Wifi) 43
1.7.4 Les systèmes basés sur l'Hiperlan 48
1.7.5 Les systèmes basés sur les réseaux personnels (WPAN (Wireless Personal area Network)) 48
1.8 Généralités sur les techniques Ultra Large Bande (ULB) 50
1.8.1 Historique 51
1.8.2 Définition et caractéristiques 51
1.8.3 Comparaison entre les Systèmes Ultra Large Bande et les Systèmes bande étroite 52
1.8.4 Simplicité relative des systèmes ULB 53
1.8.5 Réglementation de l'ULB dans le monde 53
1.8.6 Avantages de l'IR-ULB 54
1.8.7 Les défis de l'Ultra Large Bande 57
1.8.8 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande 57
1.9 Conclusion 60
Chapitre 2: Nouveau système de communication à haut débit 62
2.1 Introduction 63
2.2 Formes d'ondes ultra large bande 63
2.3 Les polynômes orthogonaux 66
2.4 Fonctions d'Hermite 67
2.5 La comparaison entre les formes d'onde ULB 70
2.6 Modulations classiques associées à l'ULB-IR 72
2.6.1 La modulation PPM 72
2.6.2 La modulation BPSK 73
2.6.3 La modulation d'amplitude 74
2.7 Modulations proposées 75
2.8 Les performances des modulations M-OAM dans un canal AWGN 83
2.9 Étude théorique de la probabilité d'erreur 83
2.10 L'évaluation des performances du système M-OAM sous l'effet des canaux IEEE 90
2.11 Les performances du système M-OAM dans le cas de l'égalisation 97
2.12 Système ultra large bande multiutilisateurs 101

2.12.1 Étude des codes d'étalement 101
2.12.2 Système DS-ULB (Direct Sequence: étalement de spectre par séquence directe) 102
2.12.3 Système MGF-ULB 103
2.13 Présentation du système proposé 106
2.14 Conclusion 107
Chapitre 3: Récepteur intelligent utilisant la radio cognitive pour une transmission ULB adaptative 109
3.1 Introduction 110
3.2 Historique et Définition 110
3.3 Architecture de la RC 112
3.4 Cycle de cognition de Mitola 113
3.5 Fonctions de la radio cognitive 114
3.6 Détection de la présence du signal 115
3.7 Détection de la modulation utilisée pour un seul utilisateur 124
3.8 Le nouvel algorithme adaptatif associant les algorithmes de détection de modulation et d'accès multiple 126
3.9 Simulations et résultats 127
3.10 Évaluation des performances du système adaptatif proposé sous l'effet des canaux IEEE 131
3.11 Conclusion 133
Chapitre 4: Application des statistiques d'ordres supérieurs sur le système ULB basé sur la M-OAM 135
4.1 Introduction aux Statistiques d'Ordres Supérieurs 136
4.2 Définition des statistiques d'ordres supérieurs (SOS) 137
4.3 Variables aléatoires réelles scalaires 138
4.4 Moments et Cumulants 139
4.5 Propriétés des moments et cumulants 141
4.6 Avantages des cumulants par rapport aux moments 141
4.7 Multicorrélations 142
4.7.1 Définition de la multicorrélation: 143
4.7.2 Symétries 144
4.8 Implémentation des SOS dans le système de communication proposé 146
4.9 Conclusion 155
Chapitre 5 Validation expérimentale du système proposé et son implémentation sur les composants logiques programmables FPGA 157

5.1 Introduction 158
5.2 Résultats expérimentaux 159
5.3 Description du système FPGA implémenté 170
Conclusion générale **185**

Table des Figures

Chapitre 1

Figure 1. 1: les différentes applications proposées par les STI. 18
Figure 1. 2 : Les applications de la sécurité routière pouvant être assurées par les STI. 18
Figure 1. 3: Les quatre objectifs de la thèse 19
Figure 1. 4 : Les composantes d'un système de transport intelligent. 24
Figure 1. 5: Présentation schématique des STI en fonction du service fourni à l'usager 25
Figure 1. 6: Chaine d'information des services STI 27
Figure 1. 7: Domaines d'applications des TIC 28
Figure 1. 8: Déploiement d'InterCor 33
Figure 1. 9: Les composants du système SCOOP@F 34
Figure 1. 10: Les sites pilotes du projet C-Roads 35
Figure 1. 11: Communication Véhicule à Véhicule (V2V) 36
Figure 1. 12: Communication Véhicule à Infrastructure (V2I) 37
Figure 1. 13: Communication hybride V2X 38
Figure 1. 14: Représentations temporelle et fréquentielle d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB 52
Figure 1. 15: Masque d'émission indoor en Europe 54
Figure 1. 16: Exemple d'applications pour l'ULB 58

Chapitre 2

Figure 2. 1 : La présentation temporelle des impulsions gaussienne, monocycle, et doublet 65
Figure 2. 2: La présentation fréquentielle des impulsions gaussienne, monocycle et doublet 65
Figure 2. 3 : Les quatre premiers ordres des fonctions Hermites modifiées 68
Figure 2. 4 : La représentation temporelle des quatre premières impulsions modifiées de Gegenbauer 69
Figure 2. 5: L'auto-corrélation des quatre premiers ordres de polynômes de Gegenbauer modifiés 70
Figure 2. 6: Modulation PPM 73
Figure 2. 7: La modulation BPSK 74
Figure 2. 8: La modulation OOK 75
Figure 2. 9: La série des impulsions monocycle modulées en PPM-Bipolaire 76
Figure 2. 10: L'algorithme de décodage des signaux modulés en 4-OAM 78
Figure 2. 11: Exemple de la modulation 16-OAM pour transmettre les données 79
Figure 2. 12: L'algorithme de décodage des signaux modulés en 16-OAM 80
Figure 2. 13: Les modulations M-OAM dans le cas d'un canal AWGN 83
Figure 2. 14: La constellation de la modulation PPM 87
Figure 2. 15: La constellation de la modulation Bipolaire 88
Figure 2. 16: La constellation de la modulation 4-OAM 89

Figure 2. 17: Les modulations M-OAM: comparaison entre les résultats théoriques et la simulation *90*
Figure 2. 18: Les réponses impulsionnelles des canaux IEEE.802.15.3a *92*
Figure 2. 19: La chaine de transmission M-OAM avec les canaux IEEE *94*
Figure 2. 20: Les performances du système M-OAM dans des canaux IEEE 802.15.3a *95*
Figure 2. 21: Les performances du système M-OAM dans le cas des canaux IEEE 802.15.4a *96*
Figure 2. 22: L'égaliseur MMSE *98*
Figure 2. 23: La contribution d'égalisation MMSE dans le cas des canaux IEEE.802.15.3a *99*
Figure 2. 24: La contribution d'égalisation MMSE dans le cas des canaux IEEE.802.15.4a *100*
Figure 2. 25: Schéma du nouveau système DS-MGF-ULB *103*
Figure 2. 26: Le système DS-MGF-ULB avec la modulation 4-OAM *105*
Figure 2. 27: Schéma bloc du système proposé *106*

Chapitre 3

Figure 3. 1: Système de communication ULB proposé *110*
Figure 3. 2: Les couches du modèle OSI pour le réseau cognitif et la radio cognitive *112*
Figure 3. 3: Spectres radioélectriques *112*
Figure 3. 4: Architecture de la RC *112*
Figure 3. 5: Cycle cognitif proposé par Mitola *113*
Figure 3. 6: Les techniques de la détection spectrale *115*
Figure 3. 7 : Diagramme en blocs d'un détecteur d'énergie *116*
Figure 3. 8: Détecteur d'énergie: Pd en fonction du SNR *117*
Figure 3. 9: MME et EME: Probabilité de détection en fonction du SNR *123*
Figure 3. 10: Algorithme de détection de modulation pour un seul utilisateur *125*
Figure 3. 11: Algorithme associant l'accès multiple et la détection de la modulation *126*
Figure 3. 12: Comparaison du système proposé avec et sans modulation *128*
Figure 3. 13: Simulations des cas proposés *129*
Figure 3. 14: Nombre maximal d'utilisateurs assuré par le système proposé *129*
Figure 3. 15: Système proposé après l'implémentation de l'égaliseur MMSE *132*
Figure 3. 16: L'effet des canaux IEEE.802.15.3a sur le système adaptatif proposé *133*

Chapitre 4

Figure 4. 1: Présentation des variables uniforme et Gaussienne *138*
Figure 4. 2: Les différentes combinaisons de 3 instants donnant la même bicorrélation *145*
Figure 4. 3: Comparaison du cumulant 3 avec la corrélation *146*
Figure 4. 4: Comparaison ente le cumulant 4 et la corrélation *147*
Figure 4. 5: Comparaison ente la version du Tugnait 3 et la corrélation *151*
Figure 4. 6: Comparaison ente la version réduire du Tugnait 3 et la corrélation *149*
Figure 4. 7: Comparaison ente la version originale du Tugnait 4 et la corrélation *150*
Figure 4. 8: Comparaison entre la version réduite du Tugnait 4 et la corrélation *152*
Figure 4. 9: Comparaison entre les différents algorithmes SOS *152*
Figure 4. 10: Application de l'algorithme proposé sur la modulation *153*

Figure 4. 11: Application de l'algorithme proposé sur la modulation PPM.....*154*
Figure 4. 12: Application de l'algorithme proposé sur la modulation M-OAM.....*154*
Figure 4. 13: Application de l'algorithme proposé sur la modulation PPM.....*155*
Figure 4. 14: BER en fonction du SNR pour la modulation M-OAM associée à l'outil SOS.....*155*

Chapitre 5

Figure 5. 1: Tests expérimentaux au sein de l'IEMN.....159
Figure 5. 2: Le schéma du système de communication ULB.....160
Figure 5. 3: Le générateur d'impulsion.....161
Figure 5. 4 : L'antenne biconique.....161
Figure 5. 5: L'amplificateur.....162
Figure 5. 6: L'oscilloscope.....162
Figure 5. 7: La séquence d'apprentissage.....164
Figure 5. 8: Signal envoyé.....165
Figure 5. 9: Signal reçu.....165
Figure 5. 10: La forme d'onde G1.....166
Figure 5. 11: Signal 4-OAM reçu.....166
Figure 5. 12: Le signal après corrélation.....167
Figure 5. 13: Le signal résultant des signaux.....168
Figure 5. 14: Cumulant d'ordre 4: résultat du test expérimental.....169
Figure 5. 15: Photos des 3 cartes de chez Alpha-Data......171
Figure 5. 16: L'architecture générale d'implémentation sur le FPGA.....171
Figure 5. 17: Circuits intégrés.....172
Figure 5. 18: Les ressources globales d'un circuit FPGA.....173
Figure 5. 19: Le fonctionnement interne d'un FPGA.....174
Figure 5. 20: La carte ADM-XRC-5T1.....174
Figure 5. 21: La carte XRM-DAC-D4/1G.....175
Figure 5. 22: La simulation de décodeur 4-OAM.....177
Figure 5. 23: Le schéma du corrélateur en parallèle.....178
Figure 5. 24: Le processus de corrélation en parallèle.....179
Figure 5. 25: Le principe de base du sous-corrélateur.....179
Figure 5. 26: Le principe de base du cumulant 4.....180
Figure 5. 27: Architecture proposée pour l'implémentation du système d'accès multiple sous FPGA.....181
Figure 5. 28: Exemple de données générées.....182
Figure 5. 29: La simulation du corrélateur parallèle.....182
Figure 5. 30: La comparaison des résultats de corrélation par Matlab et par Xilinx ISE.....183
Figure 5. 31: La comparaison des résultats de corrélation par Matlab et par Xilinx ISE.....183

Liste des Tableaux

Chapitre 1

Tableau 1. 1 Attentes et caractéristiques de la 5G *41*
Tableau 1. 2 : Caractéristiques des technologies cellulaires *41*
Tableau 1. 3: Les normes WiFi IEEE 802.11 ..... *46*

Chapitre 2

Tableau 2. 1: L'efficacité des formes d'ondes étudiées *71*
Tableau 2. 2: La comparaison des formes d'ondes Hermite et Gegenbauer *72*
Tableau 2. 3: Les symboles de la modulation 4-OAM *77*
Tableau 2. 4: Les symboles de la modulation 16-OAM *79*
Tableau 2. 5: Les symboles de la modulation 8-OAM *82*
Tableau 2. 6: Les symboles de la modulation 32-OAM *82*
Tableau 2. 7: Les valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a *92*
Tableau 2. 8: Les types d'environnement des canaux de la norme 802.15.4a *93*
Tableau 2. 9: Les canaux de la norme 802.15.4a et les paramètres associés *94*
Tableau 2. 10: Les codes d'étalement *102*
Tableau 2. 11. Avantages de la DS-MGF-ULB *104*

Chapitre 3

Tableau 3. 1 : Fonction de distribution *122*
Tableau 3. 2: combinaison de formes d'ondes utilisée pour chaque modulation *124*
Tableau 3. 3 : Combinaison des formes d'ondes selon *127*
Tableau 3. 4 : Les différents cas simulés *129*

Liste des abréviations

A

AWGN	Additive White Gaussian Noise
ADC	Analog-to-Digital-Converter
ANR	Agence National de Recherche
ASK	Amplitude Shift Keying

B

BS	Base Station
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying

C

CAN	Controller Area Network
CCFA	Comité des Constructeurs Français d'Automobiles
CDMA	Code Division Multiple Access

D

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

E

ECC	European Communications commission
ETSI	European Telecommunications Standards Institue

F

FCC	Federal Communications commission
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourrier Transform
FPGA	Field-Programmable Gate Array

G

GSM	Global System for Mobile Communications
GPS	Global Positioning System

I

IR	Impulse Radio
ITS	Intelligent Transportation Systems

J

JRC	Joint Research Center

L

LSB	Low Significant Bit

M

MB	Multi Bande
MB-OFDM	Multi Bande-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MMSE	Minimum Mean Square Error
M-OAM	M-Orthogonal Amplitude Modulation
M-QAM	M-Quadrature amplitude modulation
MSB	Most Significant Bit

N

NRZ	Non-Retour à Zéro

O

OMS	Organisation Mondiale pour la Santé

P

PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAN	Personal Area Network
PPM	Pulse Position Modulation

R

RC	Radio Cognitive
RSB	Rapport Signal à Bruit

S

SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOS	Statistiques d'Ordres Supérieurs
STI	Systèmes de Transport Intelligents

T

TIC	Technologies de l'information et de communication sans fil

U

ULB	Ultra Large Bande
UWB	Ultra Wideband

V

VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit

W

WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

X

XRC	Xilinx Reconfigurable Computer

Introduction générale

Contexte et problématique

L'évolution de l'industrie automobile est un facteur essentiel dans la croissance économique de plusieurs sociétés. Par exemple en France, le parc automobile en circulation est estimé par le CCFA (Comité des Constructeurs Français d'Automobiles) à 38 millions véhicules le 1er Janvier 2016, soit une hausse de +0,6 % par rapport au 1er Janvier 2015.

Cependant, l'augmentation du nombre de voitures et par conséquent des conducteurs contribue à l'augmentation du nombre des accidents. Selon les résultats de l'enquête menée par l'OMS (Organisation Mondiale pour la Santé) en 2016:

- Chaque année, près de 1,25 million de personnes décèdent dans un accident de la route et 20 à 50 millions d'autres sont blessées, parfois même handicapées.
- Les accidents de la route sont la première cause de décès chez les jeunes âgés de 15 à 29 ans.
- Si rien n'est fait, les accidents de la route deviendront, selon les projections, la septième cause de mortalité d'ici 2030.

Depuis quelques années, le monde de l'automobile se concentre sur l'exploitation des systèmes de communication sans fil, afin de répondre aux exigences de sécurité et de convivialité. L'échange d'informations sur l'état de la route, l'identification des obstacles potentiellement dangereux et les alertes d'accidents présentent les services fondamentaux pour assurer la sécurité routière.

L'avancement des technologies de la communication et de l'information, ont donné lieu à la naissance des Systèmes de Transport Intelligents (STI). Il s'agit d'exploiter les technologies de communication existantes et de définir de nouvelles technologies pour garantir les échanges d'informations entre les différents composants du système. Les STI regroupent les trois technologies (électronique, télécommunication et traitement de l'information) en un seul système de communication, en vue d'une meilleure gestion et d'une utilisation optimale des ressources et surtout une amélioration de la sécurité des utilisateurs.

Plusieurs travaux se sont focalisés sur l'amélioration de la sécurité des usagers des transports routiers et la prévention des collisions entre véhicules. La sécurité routière concerne l'ensemble des connaissances, dispositifs et mesures visant à éviter les accidents de la route ou à atténuer leurs conséquences. Les problèmes routiers rencontrés par les automobilistes tiennent surtout à la communication inter-véhiculaire. En effet, la majorité des accidents peuvent être évités si l'un des conducteurs est alerté avant la collision.

Il est donc essentiel de partager des informations entre les véhicules (V2V) d'une part et entre les véhicules et les infrastructures (V2I) d'une autre part. L'objectif est de faire coopérer plusieurs véhicules, de transmettre de plus en plus d'informations et de les faire partager par des réseaux de télécommunications sans fil. La figure 1.1 illustre différentes applications proposées par les STI.

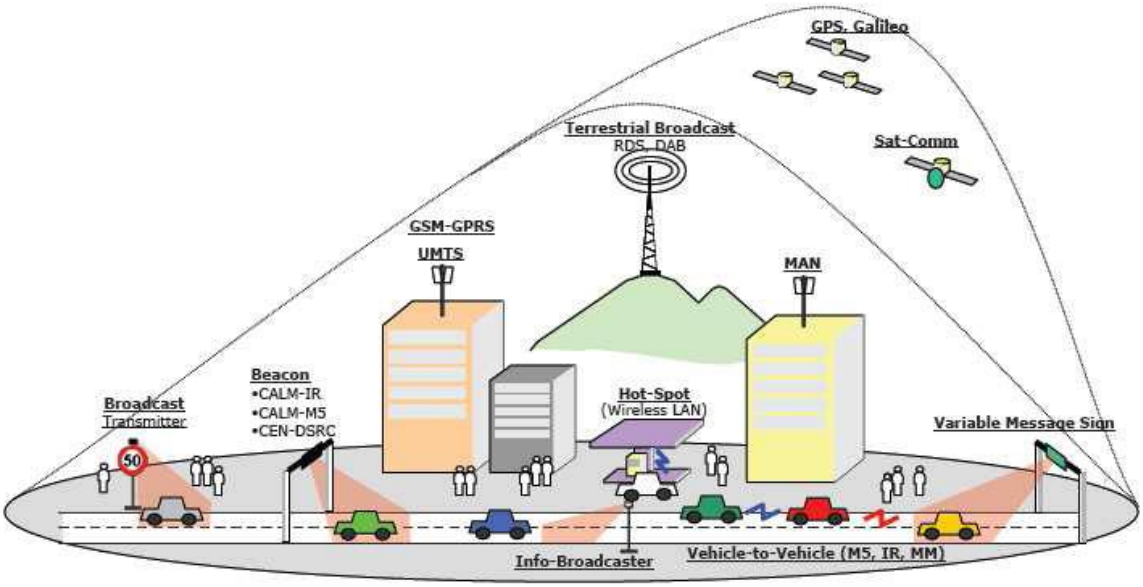


Figure 1. 1: les différentes applications proposées par les STI.

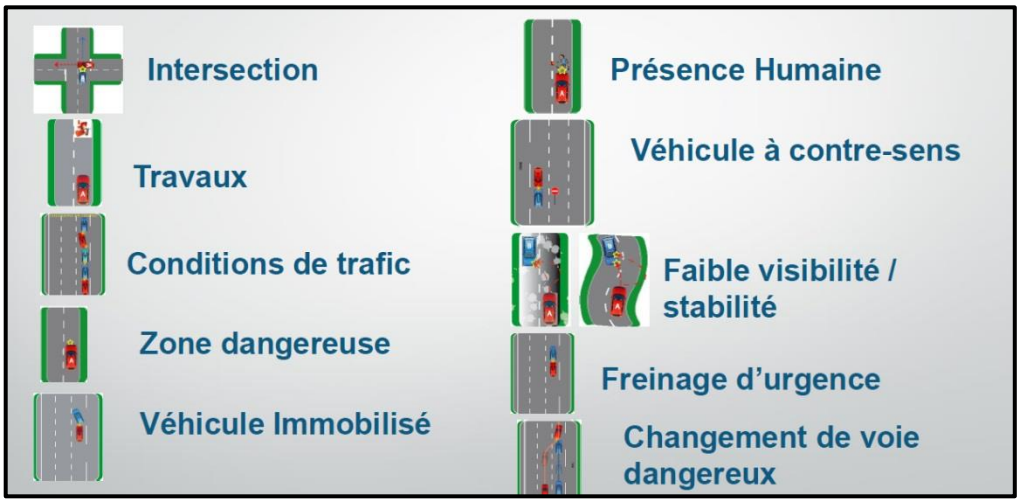


Figure 1. 2 : Les applications de la sécurité routière pouvant être assurées par les STI

Les STI dans un contexte général, doivent répondre à des exigences fortes en termes de débit, de mobilité, d'accès multiple, de la qualité de service et de la réduction des coûts. Parmi les technologies de communications sans fil utilisées pour subvenir à un tel besoin, nous relevons spécialement les réseaux cellulaires, les réseaux sans fil et les réseaux Ad-hoc. Les applications de la sécurité routière sont présentées dans la figure 1.2.

Contribution de la thèse

La principale contribution de cette thèse réside dans le développement d'un original système coopératif qui vise l'amélioration de la sécurité et la qualité de service (QoS) dans les réseaux de communication véhiculaires. Notre objectif est de mettre en place un système de transmission intelligent à haut débit, adaptatif à l'accès multiple et capable de résister à l'effet des interférences entre les véhicules tout en éliminant le bruit Gaussien. Cette solution se distingue de l'état de l'art car elle combine les caractéristiques d'intelligence de la radio cognitive et les avantages d'un nouveau système ultra large bande à haut débit.

La figure 1.3 schématise nos contributions permettant les quatre fonctions suivantes:

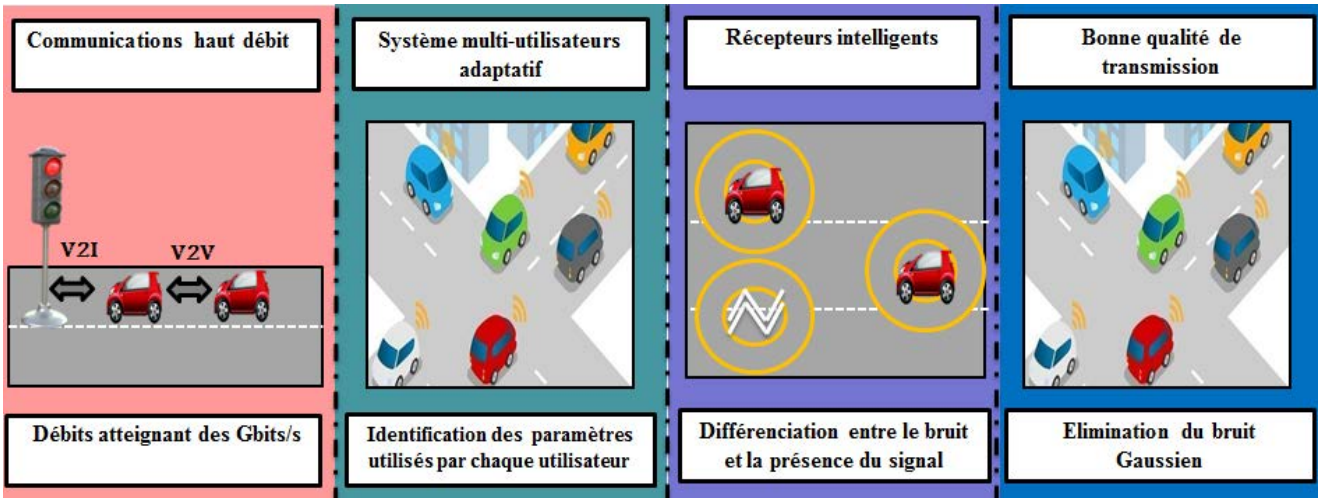


Figure 1. 3: Les quatre objectifs de la thèse

(1) ***Communication à haut débit****:* Afin de répondre aux besoins des usagers de la route, il s'avère nécessaire d'assurer un échange d'information entres véhicules et infrastructures, mais également de permettre une transmission à très haut débit (es.: transmission vidéo).

(2) ***Système multi-utilisateurs adaptatif:*** Ce nouveau système permettra l'accès multiple de plusieurs utilisateurs. L'adaptabilité de système résidera au niveau de la réception, où le récepteur sera capable de détecter les paramètres utilisés à l'émission par chaque

utilisateur, la modulation s'effectuera alors d'une façon autonome selon les différents utilisateurs.

(3) ***Récepteur intelligent:*** Le récepteur développé sera capable d'être autonome et capable de différencier entre l'arrivée du signal et le bruit avant de commencer le traitement de l'information reçue.

(4) ***Bonne qualité de service:*** La conception d'un tel système de communication véhiculaire exige en plus du taux de données élevé, un haut niveau de sécurité et une bonne qualité de service (QoS).

Plan du document

Cette étude regroupe cinq chapitres organisés comme suit:

Dans **le premier chapitre**, nous nous focaliserons sur l'état de l'art relatif aux systèmes de transport intelligent. Nous introduisons d'abord le concept de base des STI en général, leurs différents domaines d'application, les normes ainsi que les nouveaux projets européens portant sur l'aspect des STI. Par la suite, nous fournirons un récapitulatif des différentes technologies de communication haut débit pouvant servir à la mise en place des STI. Dans la dernière partie de ce premier chapitre, nous détaillerons la technologie Ultra Large Bande (ULB) et nous argumenterons nos motivations pour le choix d'une telle technologie pour la réalisation d'un nouveau système de communication haut débit.

Le chapitre 2 est consacré à la présentation détaillée de la technique de transmissions de la radio impulsionnelle Ultra Large Bande (IR-ULB). Nous définissons l'ULB impulsionnel, les formes d'ondes, les modulations et les techniques de transmission utilisées. Nous décrirons ensuite la nouvelle modulation M-OAM (Orthogonal Amplitude Modulation) dédiée au système de communication haut débit, spécialement pour les STI. La dernière partie du chapitre est consacrée à la description d'un nouvel algorithme d'accès multiple DS-MGF-ULB qui se base sur la combinaison des systèmes DS-ULB utilisant des codes orthogonaux et des impulsions ULB orthogonale (MGF-ULB) en tirant les avantages des deux.

Le chapitre 3 vise à décrire l'aspect d'intelligence dans le système de communication M-OAM proposé. Dans ce cadre, nous décrirons le principe de la Radio Cognitive (RC), spécialement la détection spectrale qui permet de détecter l'arrivée du signal. Par la suite, nous présenterons un nouveau système d'accès multiple adaptatif qui permet à chaque

utilisateur de choisir la modulation OAM convenable au débit exigé par l'application routière envisagée. Il se caractérise également par un récepteur adaptatif aux paramètres exploités au niveau de l'émission. Le système proposé se base sur le principe d'apprentissage de la radio cognitive (RC) et l'exploitation de l'orthogonalité des codes d'étalement Gold et des formes d'onde MGF (Les fonctions de Gegenbauer modifiées).

Le chapitre 4 porte sur l'amélioration de la qualité de service (QoS) du système en proposant une nouvelle technique de démodulation. Cette dernière se base sur l'implémentation des statistiques d'ordres supérieurs (SOS). Nous définirons ces SOS, nous comparons les différents algorithmes de $3^{ème}$ et $4^{ème}$ ordres et nous détaillerons un nouvel algorithme SOS adapté à la démodulation OAM. Par la suite, les résultats de simulations pour l'évaluation des performances de la technique proposée seront présentés.

Dans **le chapitre 5**, nous traiterons la partie expérimentale pour la validation de l'ensemble des aspects proposés ainsi que leur implémentation dans les cartes programmables FPGA et les convertisseurs analogiques numériques CAN et numérique analogique CNA afin de tester le fonctionnement en temps réel du système suggéré.

Enfin, nous conclurons ce manuscrit par une conclusion générale qui synthétise l'ensemble de nos contributions et suggérons quelques perspectives que nous avons tracées pour la poursuite de nos travaux de recherches.

Chapitre 1:

Etat de l'art sur les STI et les systèmes de communication véhiculaires

1.1 Introduction ---------- 23
1.2 Contexte et services des ystèmes de transport intelligents (STI) ---------- 23
1.3 Fonctionnement des STI ---------- 26
1.4 Domaines d'applications et utilisation des STI ---------- 27
1.5 Projets et études portant sur la communication véhiculaire ---------- 29
1.6 Réseaux véhiculaires ---------- 36
1.7 Techniques de communication véhiculaires ---------- 38
1.8 Généralités sur les techniques Ultra Large Bande (ULB) ---------- 50
1.9 Conclusion ---------- 60

1.1 Introduction

L'apparition des systèmes embarqués dans les transports et le développement des technologies de l'information et de communication sans fil (TIC) ont donné lieu à la naissance du concept des systèmes de transport intelligents, que l'on abrège habituellement en «STI». Ces STI concernent à la fois les communications inra-véhiculaires et les communications entre les véhicules et l'infrastructure. Cette dernière porte sur les panneaux de signalisation et autres structures sur les routes. En dotant les véhicules et l'infrastructure routière de moyens de communication, les nouveaux réseaux pourraient alors permettre le déploiement de diverses applications et services, dont l'intention est d'améliorer la sécurité, l'efficacité et la convivialité dans les transports routiers.

Ce premier chapitre présente un aperçu sur les systèmes de transport intelligents, nous détaillerons le contexte, le principe de fonctionnement et les services d'applications des STI. Une étude sur les systèmes de communication à haut débit sera présentée puis une étude détaillée de la technologie ULB sera fournie. Nous rappellerons son historique, son principe, ses avantages et ses limitations ainsi que les différentes réglementations imposées par différents organismes de normalisation. Ensuite, nous expliquerons les défis à surmonter en ULB, en particulier la problématique du haut débit. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des domaines d'applications potentiels de la technologie ULB.

1.2 Contexte et services des Systèmes de Transport Intelligents (STI)

L'histoire des STI s'étale des années 60 jusqu'à nos jours, nous pouvons distinguer trois grandes phases [Malek 14]:

- La première phase, s'est rapportée à l'étude de faisabilité et de préparation des technologies de base qui servent de support aux transports intelligents.
- La deuxième, s'est adressée à la mise en place des premières applications résultantes des premières études.
- La dernière phase a considéré les STI comme étant des outils de développement des pays.

Les systèmes de transport intelligents décrivent l'application intégrée des nouvelles technologies de communication et de traitement de l'information aux systèmes de Transport. Les STI s'intègrent dans plusieurs champs d'activités tels que l'amélioration de la sécurité

routière, l'optimisation de l'utilisation des infrastructures de transport et le développement des systèmes de contrôle et de surveillance, ex. services d'information sur l'état du trafic et les sociétés de services de navigation. Ces systèmes offrent plusieurs avantages pour permettre de protéger des vies, de gagner du temps, d'économiser de l'argent et de l'énergie et de protéger l'environnement.

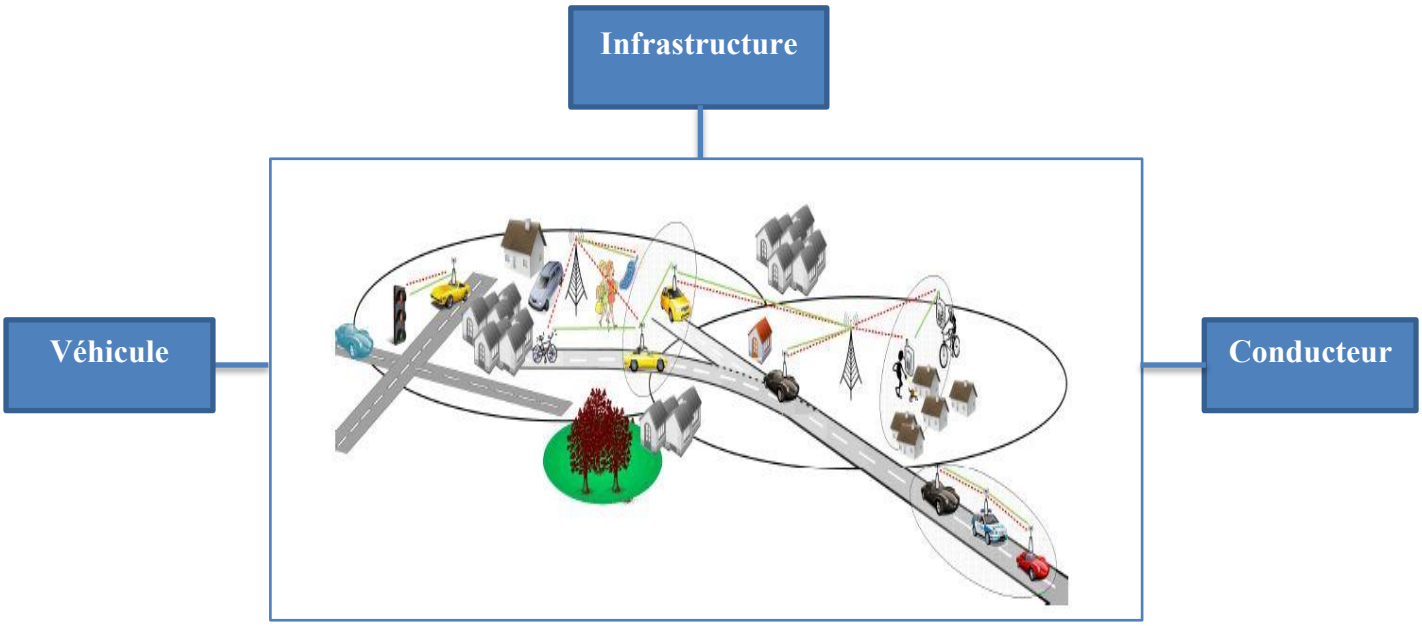


Figure 1. 4 : Les composantes d'un système de transport intelligent.

Les STI tiennent compte de toutes les entités du système de transport: le véhicule, l'infrastructure et le conducteur, qui interagissent d'une manière dynamique comme illustré dans la figure 1.4. La prise de décision en temps réel présente l'activité principale des STI, en coopération avec des exploitants du réseau de transport et d'autres utilisateurs. La définition comprend une large gamme de techniques qui peuvent être mises en pratique sous forme d'améliorations apportées à d'autres stratégies de transport.

L'information est au cœur des STI, qu'il s'agisse de données en temps réel ou statiques sur l'état de la circulation. Les outils des STI sont basés sur la collecte, le traitement et le partage d'informations. Les données résultantes des STI fournissent de l'information en temps réel sur l'état en cours d'un réseau routier pour la planification des déplacements. En conséquence, les administrations routières, les fournisseurs de services de transport en commun et commercial et les voyageurs individuels utilisent les réseaux d'une manière plus flexible, plus sécurisée et mieux coordonnée [Bektache 14].

Les différents services assurés par les STI sont illustrés dans la figure 1.5 [Malek 14].

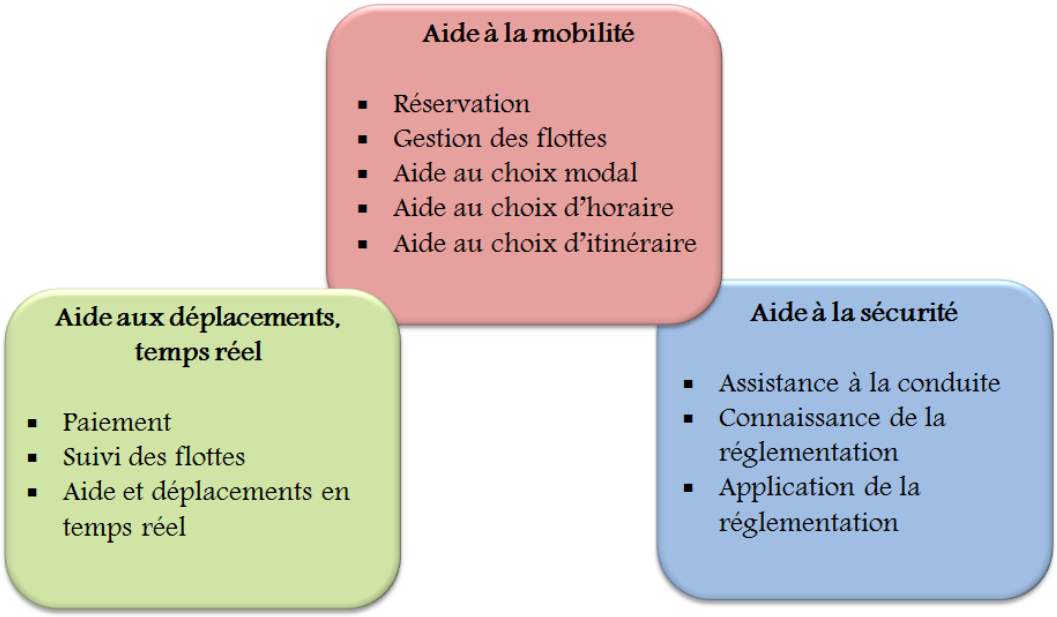


Figure 1. 5: Présentation schématique des STI en fonction du service fourni à l'usager

Dans ce qui suit, nous allons détailler les points de chaque service assuré par les STI.

1. Aide à la mobilité:

Concernant **l'aide au choix modal**, les nouveaux STI aident les usagers à déterminer le mode de transport adéquat selon leurs besoins (rapidité, coût, sécurité...). Dans le volet **aide au choix d'itinéraire**, ils proposent des itinéraires qui correspondent aux attentes des utilisateurs. Pour **l'aide au choix d'horaires**, ils informent les usagers des horaires de voyages par exemple (les heures de pointe). Les systèmes de **réservation** permettent aussi de simplifier la gestion des réservations en temps réel et à distance (location de voiture, autobus, parking…). A propos de **la gestion des flottes**, les STI permettent de maîtriser la gestion des produits selon la logistique de l'entreprise.

2. Aide aux déplacements temps réel:

Le **paiement électronique** qu'il s'agisse de la billettique, le télépéage, le péage sans arrêt, le paiement de stationnement ou autre, permet aux personnes d'adapter leurs tarifs, de gagner de temps substantiellement, etc. L'**aide et conseil de déplacement en temps réel** est un service d'information en temps réel sur le trafic (leur temps de parcours probable, etc.). Le **suivi des flottes** permet de contrôler l'accès à certaines zones sensibles ou interdites et d'augmenter la sûreté et la sécurité du transport des matières dangereuses, etc.

3. <u>Aide à la sécurité routière</u>:

L'**assistance à la conduite** sert à améliorer la sécurité des usagers et assurer le confort des personnes. Parmi ces applications nous citons la boîte à vitesse automatique, le stabilisateur électronique programmable, le limiteur de vitesse, le système anticollision, l'aide à la navigation GPS,... Pour la **connaissance de la réglementation**: des systèmes de géolocalisation utilisés pour connaître les réglementations dans les zones urbaines,… Concernant **l'application de la réglementation**, nous citons par exemple les radars, l'utilisation des caméras dans les transports en commun pour lutter contre la fraude, etc.

1.3 Fonctionnement des systèmes de transport intelligents

1.3.1 Technologies des STI

Les STI se fondent sur trois technologies en pleine expansion [Jacobs 06]:

- **Les technologies de l'information** qui englobent les systèmes de traitement automatisés de bases de données.
- **Les technologies de la communication** qui regroupent les solutions de télécommunications permettant de collecter l'information, de la transmettre et de la diffuser à distance.
- **Les technologies de positionnement** qui localisent un véhicule, une personne ou un objet en mouvement. Elles comprennent le positionnement satellitaire, associé à d'autres capteurs ou balises ainsi que le positionnement cellulaire effectué par les réseaux de téléphonie mobile.

1.3.2 Principe de fonctionnement

Les STI comprennent une vaste gamme de fonctions d'assistance aux utilisateurs, allant de simples alertes d'information jusqu'aux systèmes de contrôle hautement perfectionnés.

Ces services de STI peuvent être examinés comme une chaîne d'information, tel que le montre la figure 1.6. Les facteurs externes font aussi partie de la chaîne d'informations telles que les prévisions météorologiques.

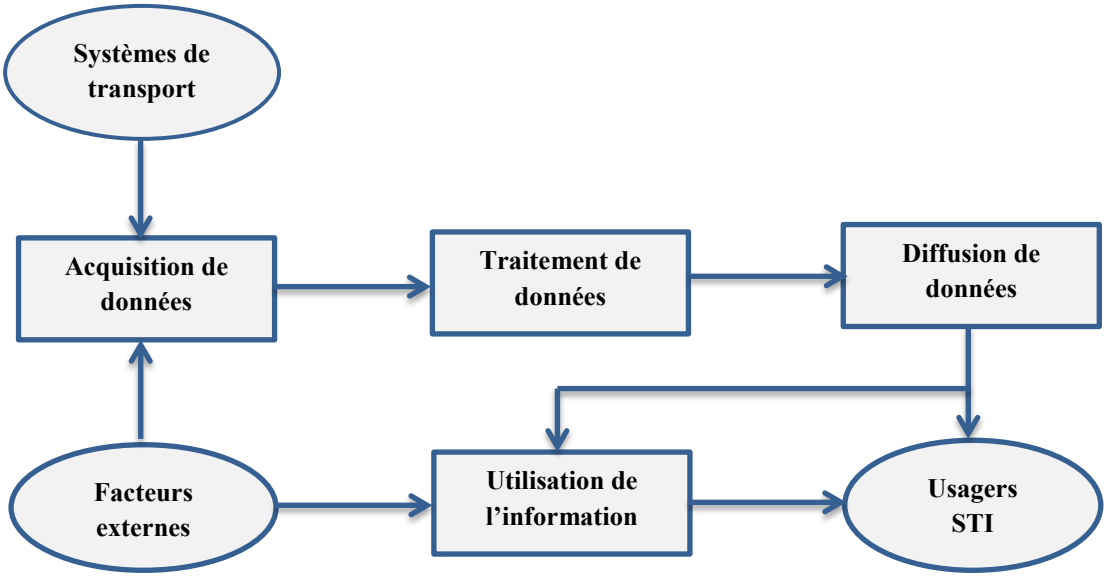


Figure 1. 6: Chaine d'information des services STI

Cette chaîne comprend l'acquisition et le traitement de données, les communications, le partage de l'information et l'exploitation de l'information. La valeur ajoutée de cette chaîne STI réside dans les technologies et les concepts utilisés dans les buts suivants [Bektache 14]:

- L'échange d'information et la coordination des décisions auxquelles participent de nombreux centres.
- L'acquisition d'information et l'intégration de cette information entre le véhicule et l'infrastructure routière.
- L'échange d'information avec de nouveaux organismes du secteur privé (ex., afin que les fournisseurs de services d'information diffusent des renseignements sur la circulation au moyen de téléphones cellulaires ou sur Internet).

1.4 Domaines d'applications et utilisation des STI

Les TIC (Techniques de l'Information et de la Communication) intègrent les domaines illustrés dans la figure 1.7, à savoir, les entreprises, les multimédias, le médical et le transport. Comme mentionné dans l'introduction, notre étude s'intéresse au domaine du transport. Nous présenterons dans ce qui suit les applications les plus récentes dans le domaine de la sécurité routière et de transport:

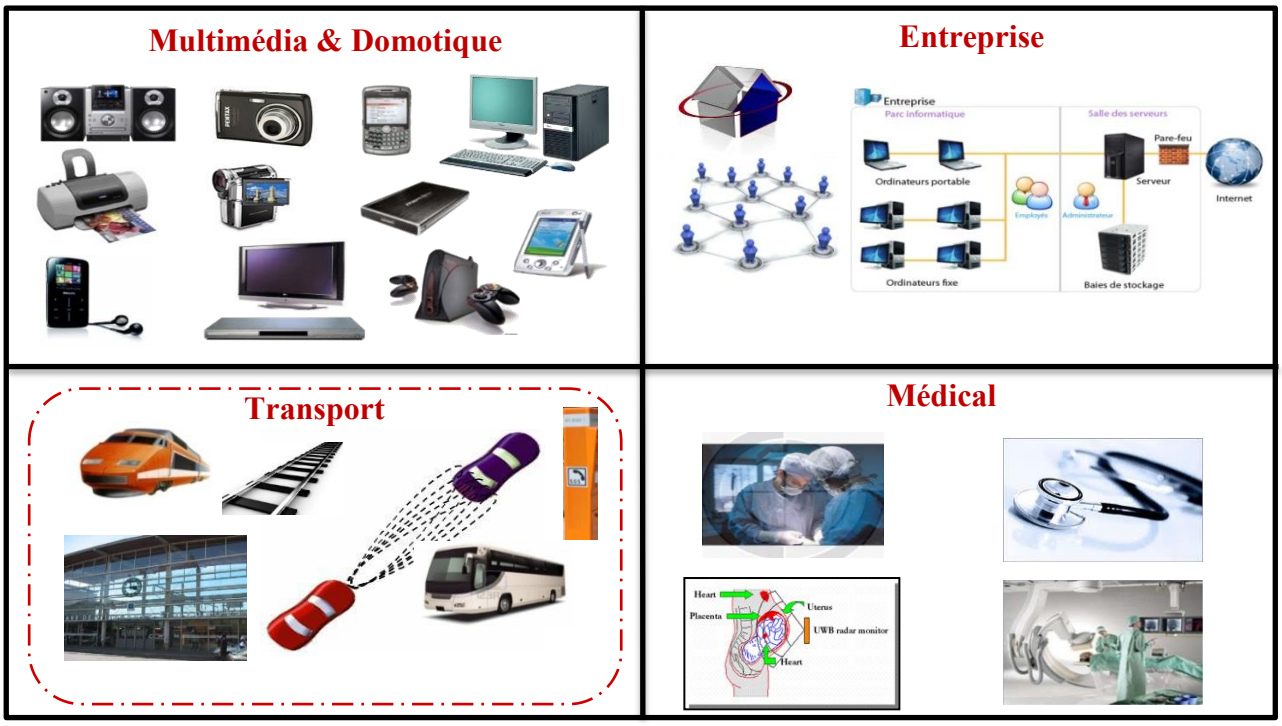


Figure 1. 7: Domaines d'applications des TIC

Les STI exploitent les TIC dans le but d'alléger la congestion, protéger l'environnement et assurer la sécurité routière.

-Alléger la congestion:

Pour tous les réseaux de transport, la congestion pose un problème majeur. L'un des buts les plus importants des programmes des STI partout dans le monde est l'augmentation de l'efficience des systèmes de transport existants. Les conduites à suivre afin de diminuer la congestion sont multiples, entre autres il est possible de mettre en place des systèmes de surveillance et de contrôle, d'administrer la diffusion d'informations, d'encourager la mobilité hors des heures de pointe ou d'utiliser d'autres moyens de transport. Les STI offrent des services intelligents. En effet, ils sont considérés comme des outils de gestion du trafic qui permettant d'assurer l'efficacité maximale du réseau routier, notamment la surveillance des conditions de trafic et gestion des incidents survenant sur le réseau routier. De même, ils peuvent faire office de systèmes de paiement électronique, de contrôle d'accès et de contrôle du respect de la réglementation, notamment: tarification des routes, y compris le péage électronique et le péage de congestion [Bektache 14].

-Avantages sur les plans de l'environnement:

Les STI englobent des systèmes de sécurité, notamment: régulateur adaptatif de vitesse, détection et prévention des collisions, systèmes de sécurité des véhicules; systèmes coopératifs véhicule-infrastructure,...etc. ainsi que des systèmes de surveillance et gestion de la qualité de l'air, précisément: mise en œuvre de stratégies visant à atténuer les problèmes de qualité de l'air [Bektache 14].

-Améliorer la sûreté et la sécurité:

La sécurité routière considère l'ensemble des connaissances et mesures visant à éviter ou réduire les conséquences des accidents. Les STI peuvent rendre le transport plus sûr et plus sécuritaire, ainsi que développer les systèmes d'alerte qui permettent d'informer les usagers de la route d'une complexité de conduite. Certaines applications de planification peuvent réduire le nombre d'accidents en informant les voyageurs des situations dangereuses [Dobias 05].

1.5 Projets et études portant sur la communication véhiculaire

L'utilisation de la communication inter-véhiculaire dans les secteurs professionnels et de la recherche devient de plus en plus fréquente. Nous présenterons dans ce qui suit quelques projets portant sur cette technologie.

1.5.1 SCORE@F

SCORE@F (Système COopératif Routier Expérimental Français) est un programme européen d'expérimentation des systèmes coopératifs routiers [SCORE@F 14]. Ce projet fait l'objet d'un consortium hétérogène composé de 19 partenaires. En effet, pour assurer le déploiement de ce projet, 12 partenaires industriels dont PSA, RENAULT et HITACHI se sont mobilisés avec les 7 laboratoires de recherche participants tels qu'EURECOM, INRIA et IFSTTAR. L'objectif de ce projet est de mettre en place des systèmes coopératifs routiers en Europe. Le déploiement de ces systèmes coopératifs s'étend sur différents milieux: rurale, urbain et autoroutier. Ce projet se base principalement sur la technique de communication sans fil pour assurer la communication V2X (V2V (Vehicle to Vehicle) & V2I (Vehicle to Infrastructure)). Parmi les moyens qui ont été mis à disposition, nous relevons: une portion de 13 km sur l'autoroute A10, le site d'essai de Versailles Satory, une portion de route

départementale et un tunnel dans les Yvelines de la région de l'Ile de France. En 2016, il y'avait la validation des technologies proposées au moyen d'un projet pilote où interviennent plus de 1500 véhicules dans des conditions réelles de déploiement.

1.5.2 Projet de Mobilité Intelligente et Sécurité (SimTD)

Ce projet de recherche européen est parrainé par le Ministère Fédéral Allemand de l'Economie et de la Technologie. Le directeur technique Paul MASCARENAS et le vice-président du département de la recherche et de l'innovation au sein de Ford (USA) affirment que la majorité des constructeurs automobiles misent sur l'aspect de sécurité: « Les communications entre véhicules et infrastructure représentent la prochaine avancée en faveur de la sécurité routière » [SimTD 13]. Des constructeurs automobiles tels qu'Audi, BMW, Daimler, Ford, Opel, Volkswagen, Bosch et autres organismes hétérogènes ont réalisé une batterie de tests dans un milieu réel de circulation.

L'objectif de ce projet est de concevoir un système de feu de stop électronique. Ce système permet au premier véhicule de transmettre un message de freinage d'urgence aux véhicules qui le suivent. L'un des objectifs du projet SimTD est de diffuser à un ensemble d'usagers l'information relative à la présence d'un obstacle potentiellement dangereux. Parmi les applications que vise à réaliser ce projet, nous pouvons citer l'aide à la signalisation, la gestion du trafic et l'accès à bord.

1.5.3 Safety Communication Application (VSC-A (Vehicle Safety Communications – Applications))

Le département de transport des Etats Unis d'Amérique (United States Département of Transportation USDOT) a mené des études très approfondies sur l'efficacité des mesures des collisions routières dues à différents types d'accidents [USDOT 11]. Ils ont proposé un système de communication inter-véhiculaire réduisant à la fois le nombre et la gravité des accrochages dans les files de véhicules.

Pendant trois ans, l'USDOT et le Partenariat de métrologie d'évitement de collision (Crash Avoidance Metrics Partnership) ont établi dans le cadre de systèmes de sécurité sans fil, un consortium entre un certain nombre de constructeurs automobiles tel que General Motors, Honda, Ford, Toyota et Mercedes-Benz. Le principal but du projet VSC-A est de développer des systèmes de sécurité des véhicules qui visent à améliorer la sécurité des

véhicules autonomes en implémentant de nouvelles applications basées sur les communications.

1.5.4 DRIVE C2X

Le projet DRIVE C2X [Drive C2X 11] fait intervenir près de 34 partenaires. Parmi ces partenaires on peut citer des constructeurs automobile comme Audi, Volvo, Renault, Yamaha, des industriels tels que Continental, NEC Europe, Robert Bosch, des sociétés de développement logiciel comme Vector Informatik, YGOMI, et d'autres centres de recherche à titre d'exemple Interuniversity Microelectronics Centre, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt University of Surrey. Ce projet vise principalement l'évaluation des systèmes coopératifs via des essais opérationnels sur routes. En se basant sur les résultats obtenus au cours du projet PRE DRIVE C2X, ce projet va permettre le déploiement de technologies coopératives dans différents sites européens. En effet, parmi les sites d'essais, nous citons la France, les Pays-Bas, l'Italie, la Suède, l'Espagne et l'Allemagne. Il vise à mettre en place un environnement de communication V2X cohérant à l'échelle européenne. Les résultats recueillis fourniront une rétroaction aux organismes de standardisation pour réduire le nombre d'accidents et rendre les routes européennes plus conviviales.

1.5.5 WiSafeCar

WiSafeCar [WiSafeCar 12], est un projet qui rassemble des partenaires français, turcs, finlandais et luxembourgeois. Son objectif est le développement d'une plateforme de services sans fil pour la gestion du trafic routier. Ce projet permet à la fois d'améliorer la sécurité routière et d'offrir aux usagers des véhicules de nouveaux services. Il se base principalement sur une approche en couches. En effet, la première couche concerne la collecte sécurisée des données à partir des véhicules et des infrastructures. La deuxième couche concerne la diffusion sécurisée de ces données. La dernière couche est celle des applications. Elle assure la diffusion en temps réel des données.

1.5.6 iTETRIS

Avant la phase du large déploiement et d'évaluation des systèmes coopératifs de transport intelligents par des essais opérationnels sur terrains, les autorités routières ont exprimé leurs besoins de mener des études sur l'impact de tels systèmes au sein de leurs villes. Afin de répondre à cette problématique dans le cadre du projet européen iTETRIS, une plateforme ouverte a été développée en se référant à l'institut européen des normes de

télécommunication [iTETRIS, 10]. Cette plateforme représente un outil conforme et flexible à la fois, permettant de créer une étroite collaboration entre les industriels de l'ingénierie, les administrations routières et les experts de communication. Pour atteindre cet objectif, le système iTETRIS intègre les techniques de communications sans fil et des plateformes de simulation des circulations au sein d'environnements compatibles à toutes les situations. Ces solutions permettent une meilleure analyse des performances des systèmes coopératifs de transport intelligents au niveau des villes. Ce projet fut le sujet d'un consortium entre entreprises de communication telles que le français Thales ou l'espagnol CBT et des universitaires telle que l'Université espagnole de Miguel Hernandez.

Les résultats de ces projets contribueront à la réalisation d'un transport d'automobile plus garanti. Cependant, quelques questions techniques restent en suspens telles que la normalisation, les systèmes d'application et l'aspect juridique et institutionnel.

1.5.7 InterCor

Le projet InterCor est une étude de 1530 km reliant la mer du Nord, la mer Méditerranée et l'Arc Atlantique comme le montre la figure 1.8. Seize partenaires participent à l'élaboration de ce projet, nous pouvons citer: RWS, ERTICO, MEEM (Ministère de l'environnement Français), DFT, MOW, Provincie Utrecht, SANEF, Université de Reims, Gyptis, Université de Valenciennes, IFSTTAR, GELOC, I-Trans, Mines Paris, Provincie Noord Brabant et Keynectis.

Ce projet vise plusieurs objectifs, à savoir:

Objectif 1: la démonstration d'un déploiement interopérable à grande échelle de C-ITS (Cooperative Intelligent Transport Systems) à travers les Pays-Bas, La Belgique / Flandre, Le Royaume-Uni et la France pour parvenir à une mobilité plus sûre, plus efficace et plus convenable des personnes et des biens.

Objectif 2: l'interopérabilité des tests avec la garantie de la sécurité, la certification, une parfaite continuité de service, de l'exploitation et de la maintenance.

Objectif 3: fourniture des services C-ITS sur une plus grande échelle en favorisant une approche de communication hybride utilisant une combinaison de la communication cellulaire (LTE) et l'ITS-G5 (802.11p).

Objectif 4: étendre la coopération stratégique des C-ITS entre les pays d'une manière rentable ainsi que développer et appliquer le cadre de déploiement commun à travers un réseau uniforme et cohérent.

Objectif 5: évaluation à travers un cadre commun d'évaluation des cumulatifs, les avantages de la vie réelle des applications C-ITS en augmentant la sécurité, l'efficacité, la flexibilité, l'acceptation de l'utilisateur, la durabilité du transport routier, pour soutenir les acteurs publics et privés à investir dans les C-ITS.

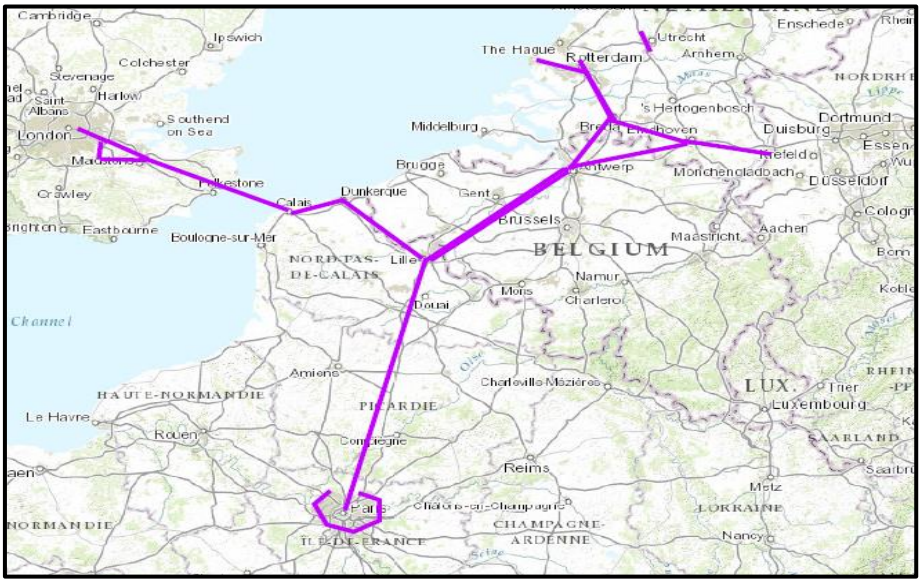


Figure 1. 8: Déploiement d'InterCor

Le budget nécessaire pour la réalisation de l'ensemble des activités du projet InterCor est de 30 millions d'euros. La période de l'élaboration est de 4 années (de 2016 à 2019).

1.5.8 Scoop@f

Selon la direction générale des Infrastructures, des Transports et de la Mer, ce projet doit préparer un déploiement national à partir d'un test réalisé en 2016 sur une grande échelle et dans des configurations variées (autoroutes, routes et rues). Plus de 3000 véhicules et 2 000 km de routes et rue sont prévus d'être équipés. Ce projet est conduit par le ministère du Développement durable avec des collectivités locales, des gestionnaires du réseau routier national, des constructeurs automobiles et des équipementiers, des centres d'études, des universités et instituts de recherche, dont le Cerema et l'Ifsttar. Les cinq sites du projet SCOOP@F sont:

- l'Île-de-France avec l'équipement d'une partie des voies rapides de la région.

- la Bretagne.
- l'autoroute Paris-Strasbourg.
- Bordeaux et sa rocade.
- des routes d*épartementales en Isère.*

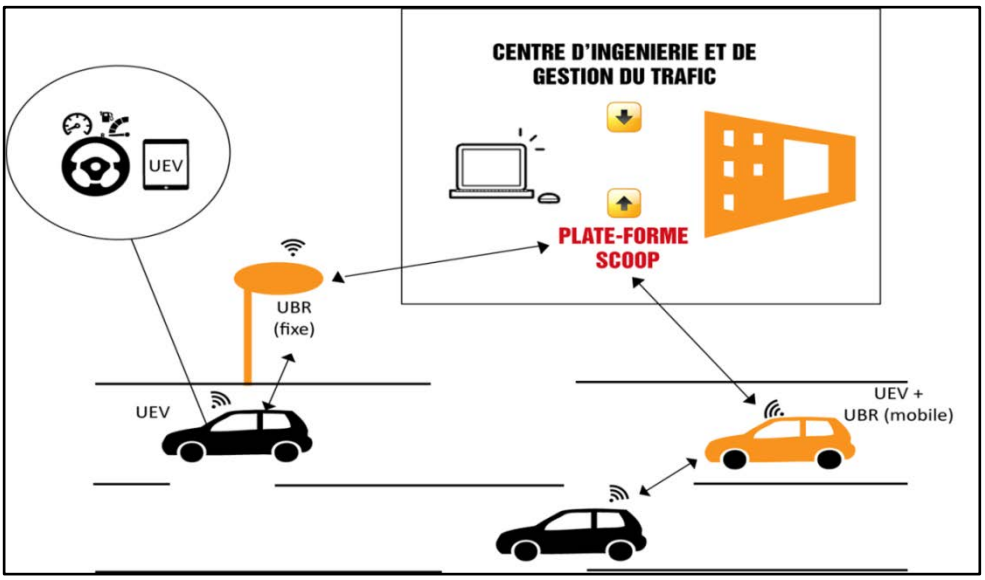


Figure 1. 9: Les composants du système SCOOP@F

Pour chacun des sites pilotes, les routes et les véhicules communiqueront en utilisant des réseaux sans fils:

- Des bornes et des récepteurs Wi-Fi installés en bord de route et dans les voitures.
- Les réseaux publics de communication cellulaire.

Les composants du système SCOOP@F selon la figure 1.9 sont:

- Unités Embarquées dans les véhicules (UEV).
- UEV usagers intégrées dans les véhicules de série (PSA et Renault).
- UEV gestionnaires en 2nde monte, qui ont en outre un rôle d'UBR (Unités Bord de Route) mobile.
- Unités Bord de Route (UBR), qui permettent d'établir une communication wifi ITS-G5 entre l'infrastructure et les véhicules.
- Plateforme SCOOP, qui assure le lien entre les UBR et le système d'aide à la gestion du trafic du gestionnaire.
- Système de sécurité, de type PKI (Public Key Infrastructure).

Le Scoop@f a été lancé le 11 Février 2014 et le déploiement national est prévu en 2017 si l'expérimentation est positive. L'ensemble du projet est estimé à 20 millions d'euros pour lesquels une subvention européenne a été sollicitée le 11 mars 2014.

1.5.9 C-Roads

C-Roads France est un projet de déploiement pilote C-ITS dont l'objectif est de développer et d'expérimenter une solution C-ITS innovante. Le coordinateur de ce projet est le Ministère de l'Environnement, de l'Energie et de la Mer (MEEM).

C-Roads France est constitué de 14 bénéficiaires français couvrant toute la chaîne fonctionnelle des systèmes et services C-ITS, y compris la plupart des partenaires de SCOOP@F, ainsi que des nouveaux opérateurs routiers et des partenaires académiques. C-Roads France s'appuie principalement sur le projet SCOOP@F pour expérimenter et évaluer les services C-ITS à haut niveau.

L'un des objectifs du projet est de parvenir à une continuité des services à l'interface urbain/interurbain. L'activité pilote fournira des champs de test améliorés et étendus, y compris des sections stratégiques du réseau principal RTE-T (Réseau Transeuropéen de Transport), des principaux goulets d'étranglement et des points noirs et des interfaces avec les nœuds urbains, pour atteindre une masse critique. Ce processus sera réalisé en relation avec deux constructeurs automobiles afin de s'assurer que l'infrastructure déployée répondra aussi bien aux besoins de déploiement futur.

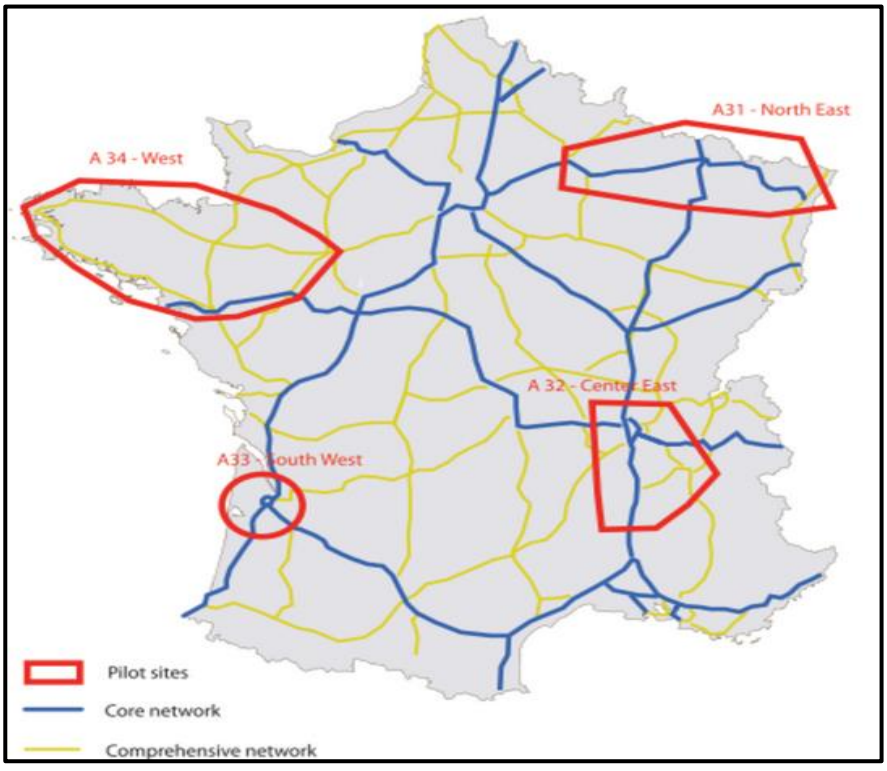


Figure 1. 10: Les sites pilotes du projet C-Roads

Les participants à ce projet sont :

- Université d'Auvergne Clermont-Ferrand
- Université de Reims Champagne-Ardennes
- Institut Mines Télécom (Telecom ParisTech)

Le projet suit le chemin habituel: la définition des cas d'utilisation, la spécification, le développement, la validation et le déploiement. Les sites pilotes devraient être prêts pour la conduite d'ici la fin de 2019. C-Roads France comprend quatre sites pilotes: Nord-Est, Centre-Est, Ouest et Sud-Ouest. Ces derniers sont illustrés dans la figure 1.10.

1.6 Réseaux véhiculaires

1.6.1 Les communications Véhicule à Véhicule (V2V)

Dans l'architecture de communication véhicule à véhicule (V2V), représentée dans la figure 1.11, les véhicules sont équipés de la technologie qui leur permet de communiquer entre eux n'importe où, que ce soit sur des autoroutes, des routes urbaines ou des routes de montagnes. Ce dispositif est connu sous le nom OBU (On Board Unite) [Petit 13]. L'un des avantages de cette architecture est qu'elle représente une méthode de déploiement de la communication la plus simple et la moins couteuse à mettre en place. Cette architecture aide les automobilistes à connaitre en temps réel l'état de la circulation. Elle peut être utilisée dans les scénarios de diffusion d'alerte (freinage d'urgence, collision, ralentissement, etc.) ou pour la conduite collaborative [Qian 08][Moustafa 08].

Figure 1. 11: Communication Véhicule à Véhicule (V2V)

1.6.2 Les communications Véhicule à Infrastructure (V2I)

Cette architecture concerne les systèmes qui utilisent des points de l'infrastructure (Road Side Unit (RSU)) [Jerbi 08]. La communication basée sur une telle architecture Véhicule à

Infrastructure (V2I), permet de faire remonter l'information entre le véhicule et la RSU comme l'illustre la figure 1.12.

Figure 1. 12: Communication Véhicule à Infrastructure (V2I)

Les RSU peuvent être les feux de circulation, les intersections ou les stops. Ils aident à améliorer l'expérience de conduite pour la rendre plus sûre. Cette architecture peut être utilisée dans des scenarios tels que l'accès à Internet, l'information sur l'état de la circulation, le contrôle de vitesse...etc. [Qian 08][Moustafa 08].

1.6.3 Communication hybride

La combinaison des architectures V2V et V2I fait apparaître l'architecture hybride V2X présentée dans la figure 1.13. En effet, cette architecture dépasse les contraintes des deux premières à travers ses avantages. Il est possible d'étendre la portée des infrastructures en utilisant les véhicules comme points de sauts. Cette architecture s'avère utile, grâce à l'utilisation d'une infrastructure pour résoudre les problèmes de routage dans le cas de transmissions longues distances utilisant l'architecture V2V.

L'architecture de communication hybride V2X est souvent utilisée dans les réseaux de capteurs véhiculaires (Vehicular Sensor Network (VSN)). Grâce au fait que les VSN permettent la collecte et la diffusion instantanée proactive d'informations portant sur l'environnement de déploiement du véhicule, les réseaux V2X sont considérés comme une nouvelle architecture de réseaux inter-véhiculaires

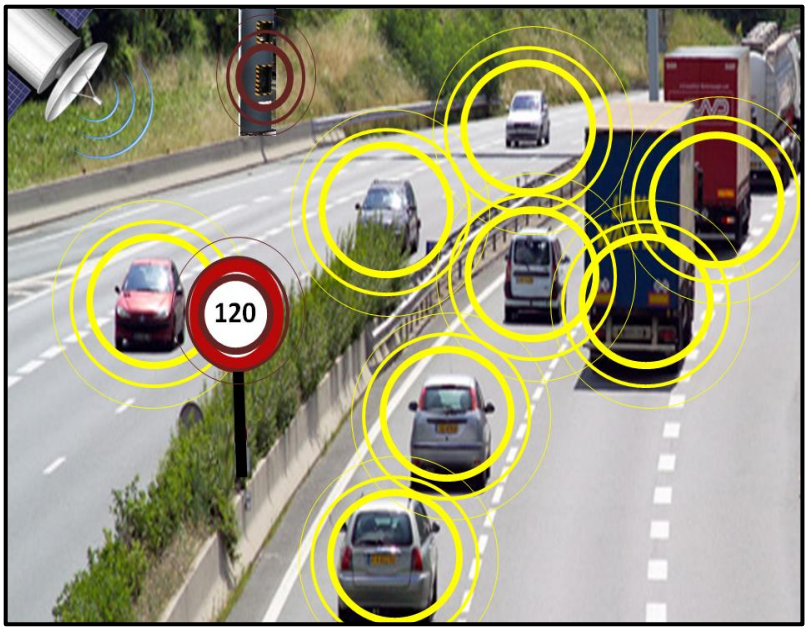


Figure 1. 13: Communication hybride V2X

1.7 Techniques de communication véhiculaires

La communication inter-véhiculaire concerne tout système ou application permettant à un véhicule d'émettre ou de recevoir des informations d'une entité qui lui est étrangère comme montré dans la figure 1.13. Parmi les technologies utilisées dans les communications inter-véhicules, nous pouvons citer:

- Les systèmes qui réutilisent les infrastructures existantes des systèmes cellulaires tels que (GSM, 3G, LTE…).
- Les réseaux locaux sans fil (WLAN) qui sont principalement constitués des normes IEEE 802.11 (Wifi), IEEE 802.16 (Wi-MAX), 802.11p (DSRC (Dedicated Short Range Communications)).

Pour remédier aux problèmes des réseaux locaux liés à la portée, la mobilité et aux problèmes des réseaux cellulaires par rapport à la licence et à la nécessité des stations de base, la solution proposée se base sur les réseaux Ad-hoc, précisément sur la technologie Ultra Large Bande qui offre de multiples avantages. Ces derniers vont être présentés dans la section suivante.

1.7.1 Les systèmes basés sur les techniques de communication cellulaire

1.7.1.1 2G: GSM/GPRS/EDGE

L'architecture des systèmes de téléphonie mobile nécessite une station de base assurant la gestion de l'accès au medium et les processus de Handover. La génération 2G repose sur la communication radio bas débit et à délai modéré permettant l'acheminement de paquets à taille réduite. Durant les deux dernières décennies, cette technique était souvent utilisée comme alternative pour la géolocalisation. Une architecture de téléphonie cellulaire est constituée des stations mobiles (MS ou Mobile Station), des stations de base (BTS ou Base Transceiver Station et BSC ou Base Station Controller) et des centres de commutation mobile (MSC ou Mobile Switching Centre) [Belarbi 04].

1.7.1.2 3G: UMTS

La 2ème génération a évolué vers la troisième: Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) afin d'assurer des débits plus importants qui permettent la navigation sur Internet et la transmission d'images vidéo [Petit 13].

Pour subvenir aux besoins des applications de sécurité du trafic routier qui font appel à des informations volumineuses, l'UMTS fournit en théorie des débits largement supérieurs aux GSM/GPRS. Bien que cette technique résolve le problème de l'amélioration du débit de transfert tout en étant peu coûteuse, elle reste incompétente pour remédier au problème de délai étant donné la nécessité d'un temps supplémentaire en cas d'utilisation de deux opérateurs différents.

1.7.1.3 4G: LTE

Le système LTE (Long Term Evolution) qui représente une quatrième génération des réseaux cellulaires, a été introduit au milieu des années 2000 afin de révolutionner l'UMTS. La 4G a introduit une nouvelle technique d'accès au canal assurant ainsi plus de trafic en conditions de saturation sur une période déterminée. L'une des principales retombées positives de l'intégration de la 4G est représentée par l'obtention de débits plus importants. En effet, la 4G, a ainsi assuré la mobilité des services utilisateurs comparables à ceux des réseaux locaux filaires. Parmi les avantages apportés par la LTE, nous citons la réduction de temps de latence et principalement l'intégration de l'OFDM. Cette technologie permet ainsi le développement de services à bord des véhicules assurant une meilleure convivialité (Internet Embarquée) et une optimisation de la sécurité routière.

Dans la norme LTE les différentes exigences de QoS (Qualité de Service) des applications multiples sont supportées par l'établissement de différents porteurs à l'intérieur du système de paquets évolué (EPS: Evolved Packet System) [Holma 11]. Chaque porteur EPS est défini comme une connexion virtuelle entre le terminal et la passerelle PDN (Packet Data Network). L'EPS est associée à une certaine qualité de service de paramètre définie par la QCI (quality of service class identifier) ainsi que d'une priorité d'allocation et de conservation (ARP) [Christian 12].

La radio LTE peut être efficacement utilisée pour la communication de véhicule grâce à ses caractéristiques:

- Les réseaux LTE ont une couverture étendue pour les routes urbaines et rurales.
- Une faible latence est fournie par les réseaux LTE.
- Le LTE garantit une haute capacité.
- Les modems LTE sont déjà intégrés dans de nombreux véhicules pour d'autres raisons, comme les systèmes de divertissement.

1.7.1.4 5G

La 5G a pour premier but d'apporter des solutions techniques aux problèmes d'aujourd'hui et aussi de prédire les futures exigences du réseau et les techniques adaptées pour y répondre. Alors que la 4G s'est fait sans vraiment tenir compte des besoins futurs notamment en termes de capacité et de débit. Cette technologie permet une communication **mobile to mobile** sans passer par la BTS (Base Transceiver Station), ce qui assure un meilleur temps de latence. Le tableau 1.1 présente les attentes de la 5G ainsi que les propositions possibles.

Attentes et caractéristiques de la 5G	*Propositions*
-Amélioration de la capacité et du débit. -Haut débit (1000 x amélioration de débit par rapport à la 4G). -Débit de données allant jusqu'à 10GBps).	-Utilisation de nouvelles bandes de fréquences. (exemple: communication à ondes millimétriques utilisant des bandes de 28Ghz et 38Ghz). -MIMO massif

-Efficacité spectrale	-Réutilisation de spectre (communication D2D), utilisation optimale du spectre (radio intelligente). -Communication en Full Duplex.
-Temps de latence réduit (1ms)	-Communication en Full duplex -Device-to-device (D2D)
-Densification de réseau (1000x plus de données mobiles par unité de surface 1000-10000 plus d'appareils connectés)	-Réseau hétérogène et multiniveaux
-Amélioration de l'efficacité énergétique	-Système à récolte d'énergie

Tableau 1. 1 Attentes et caractéristiques de la 5G

Plusieurs organismes ont développés des visions sur la 5G; NGMN (NGMN Alliance, Février 2015), ITU-R (Recommendation ITU-R IMT Vision, Juillet 2015) et 5G PPP (5G Infrastructure Association, Février 2015). Ces organismes décrivent les aspects de la 5G. Le tableau 1.2 récapitule les caractéristiques des technologies cellulaires présentées.

Génération	*Technologie*	*Type d'échange*	*Connexion Web*
1G	DECT Digital European Cordless Telephone	Voix	Analogique
2G	GSM	Voix	9.05 Kbps
2.5G	GPRS	données	171.2 Kbps
2.75G	EDGE	Basé sur réseau GPRS existant	384 Kbps
3G	UMTS	Voix + données	1.9 Mbps
3.5G, 3G+, H	HSPA	Voix + données	14.4 Mbps
3.75G, 3G++, H+	HSPA+	Voix + données	21 Mbps
3.75G, H+ Dual Carrier	DC-HSPA+	Voix + données	42 Mbps
4G	LTE	Voix + données à haut débit	150 Mbps
4G	LTE-Advanced	Voix + données à haut débit	1Gbps en position fixe
5G	-	-	1Gbps, 10Gbps en projet

Tableau 1. 2 : Caractéristiques des technologies cellulaires

1.7.2 Les systèmes basés sur les réseaux métropolitains (WMAN (Wireless Metropolitan Area Network))

Le réseau métropolitain sans fil est fondé sur la norme IEEE 802.16. La boucle locale radio (BLR) assure un débit important variant de 1 à 10 Mbit/s pour une portée de 4 à 10 km. La norme de réseau métropolitain la plus connue est le WiMAX (802.16). Le WiMAX permet de couvrir une communication pour un rayon de 50 km avec des débits considérables de l'ordre de plusieurs dizaines de Mbits/s. Il assure une bonne connexion à moyenne portée tout en prenant en considération la notion de mobilité. Cette technologie a été adoptée dans des solutions d'Internet embarqué. Bien que le WiMAX représente une solution admissible pour la communication véhiculaire, il reste néanmoins difficile à le déployer à cause de son coût très onéreux et à l'obligation d'être sous la couverture permanente d'une station de base.

C'est une technologie qui se distingue par deux aspects. D'une part; le caractère à la fois ouvert, très complet et extrêmement rapide de son processus de normalisation. D'autre part; le fait d'avoir été le premier à avoir adopté, ce qui semble le bon choix en termes de technologie, notamment en matière de modulation, de sécurité et surtout de qualité de service. Le WiMAX utilise le multiplexage OFDM.

Le WiMAX est envisagé à la fois pour les réseaux de transport, de collecte et de desserte afin de recouvrir les zones blanches. Dans le cas de la collecte, il s'agit d'une liaison des hotspots Wifi à Internet (*lieu public à forte affluence et clairement délimité (café, hôtel, gare...*) donnant accès à un réseau sans fil permettant aux utilisateurs de terminaux mobiles de se connecter facilement à Internet) et non pas par des dorsales filaires comme ADSL, mais par une dorsale hertzienne. Pour les réseaux de desserte, la technologie WiMAX serait utilisée pour le déploiement des hotzones *(zones d'activité économique, parcs touristiques...*).

Côté usagers, la couverture et les débits possibles, le caractère à terme de mobilité et des coûts de production et de déploiements qu'on espère réduits ouvrent la voie à de nombreuses applications:

-*Couvertures classiques de hotzones*: zones d'activité économique, parcs touristiques... ;

-*Déploiements temporaires*: chantiers, festivals, infrastructure de secours sur une catastrophe naturelle.

-*Offres triple play*: données, voix, vidéo à la demande.

1.7.3 Les systèmes basés sur les réseaux locaux (LAN (Local Area Network)) : IEEE 802.11 (Wifi)

Les réseaux locaux sans fil ont été normalisés sur la forme du standard IEEE 802.11 [Brian 97] et sont très largement utilisés actuellement avec la certification Wifi fournie par l'Alliance Wifi. Avec les normes IEEE 802.11 a/b/g/n/p, de nombreux amendements à ce standard existent. Ces derniers décrivent différentes configurations des canaux de communication et de la modulation du signal au niveau physique. Le Wifi présente un intérêt pour la communication véhiculaire. Cependant, elle nécessite généralement un temps élevé pour associer les stations au sein d'un réseau local (SSID: Service Set Identifier), ce qui présente une limite importante à cause de la modification continuelle de la topologie du réseau véhiculaire. Un amendement spécifique a été proposé pour régler ces limites avec la norme 802.11p dédiée à la communication véhiculaire.

Ces réseaux locaux sans fil couvrent un rayon de quelques dizaines de mètres en intérieur à plusieurs centaines de mètres en extérieur. La bande de fréquence est essentiellement dans la bande ISM 2.4 GHz, et aussi dans la bande de 5 GHz. Chaque nouvelle génération de ces normes entraine des nouvelles améliorations soit en termes de portée, de fiabilité, de consommation énergétique, de mobilité ou de débit [Loiseau 13].

-IEEE 802.11a: cette norme utilise une bande de fréquence U-NII située autour de 5 GHz. Elle permet d'atteindre un haut débit (54 Mbit/s théoriques) et spécifie 8 canaux dans la bande de fréquence des 5 Ghz [Dridi 12].

-IEEE 802.11g: son objectif est de maintenir une compatibilité avec le 802.11b tout en offrant de meilleurs débits. Ce standard est basé sur la technique de codage de type OFDM déjà utilisée par le 802.11a. Il utilise toujours la bande ISM avec des débits pouvant atteindre 54 Mbit/s [Dridi 12].

-IEEE 802.11y: la norme 802.11y prévoit une aire de couverture de 5km pour les réseaux métropolitains sur la bande 3.6 GHz [Loiseau 13].

-IEEE 802.11n: c'est une évolution de la version 11g et 11a en intégrant le module radio MIMO. Des débits théoriques peuvent dépasser les 300 Mbits/s. La version finale du 11n est compatible avec les versions 802.11b/a/g [Dridi 12].

-IEEE 802.11e: ce standard a été particulièrement proposé pour remédier à l'absence de différentiation de services par les protocoles existants (802.11, a, b, g) tout en assurant une meilleure transmission de la voix et de la vidéo. Comparé aux générations précédentes du standard, ce mécanisme permet de distinguer entre les flux et de développer le niveau de la QoS en intégrant les derniers protocoles en matière de gestion de QoS au niveau MAC et en maintenant la même couche physique qu'avec les versions précédentes [Dridi 12].

-IEEE 802.11ac: le groupe de travail IEEE 802.11ac l'a défini comme une extension de la norme 802.11n. La couche physique est une extension de la norme 802.11n, en gardant le grand nombre de périphériques clients existants et en assurant la rétrocompatibilité avec les normes existantes et l'utilisation de la même plage de fréquence [Harmon 13].

IEEE 802.11ac fonctionne dans la bande de 5 GHz et donc évite les interférences qui fonctionnent à 2,4 GHz [Ruizhu 13]. L'IEEE 802.11ac a en plus (en option), des canaux de 80 MHz et 160 MHz, où le canal de 80 MHz est formé en combinant deux canaux de 40 MHz adjacents, le canal 160 MHz est constitué par la combinaison de deux canaux de 80 MHz adjacents ou non [Ruizhu 13]. Elle utilise plus d'antennes pour le MIMO (8 contre 4 pour 802.11n) et des techniques de modulation plus performantes (256-QAM contre 64-QAM pour 802.11n) [Loiseau 13]. Les débits PHY allant jusqu'à 6,93 Gbit/s par utilisateur devront permettre d'atteindre l'objectif fixé de 1 Gbit/s de débit MAC multiutilisateur. La norme 802.11ac impose des exigences strictes en matière de matériel, en termes de bande passante, de la linéarité, de la répétabilité et de la performance par rapport au bruit [Asquith 12]. Le STBC (Space–time block coding) peut obtenir de meilleures performances lorsqu'il est utilisé. Comparé à un système similaire qui n'utilise pas cette fonction; il peut atteindre 3 dB de gain en termes de performances de BER [Al-Ghazu 13].

L'IEEE 802.11ac supporte le multiplexage spatial en utilisant plusieurs antennes pour transmettre de multiples flux entre l'émetteur et le récepteur en même temps. Les ordres les plus élevés des systèmes MIMO montrent de meilleures performances de BER, bien que l'utilisation de ces systèmes puisse exiger des valeurs de SNR élevées dans les applications réelles [Al-Ghazu 13]. Si les conditions d'interférence le permettent, l'efficacité peut être augmentée en réduisant l'intervalle de garde entre les symboles de 400 ns à 800 ns [Vanhatupa 13].

-IEEE 802.11ah: La norme IEEE 802.11ah reprend une importante partie des spécifications 802.11ac en les adaptant aux communications M2M (Machine to Machine). Les défis à relever sont l'augmentation du nombre de stations associées, la robustesse des signaux et l'économie d'énergie. Cette norme utilise la bande 1 GHz pour les communications M2M. Ainsi plusieurs trames MAC ont été raccourcies. L'acquittement ACK cross-layer exploite uniquement l'entête PHY et l'insertion d'un identifiant dans le champ de signalisation minimise le risque d'avoir un faux positif.

IEEE 802.11 ad: Les premières normes populaires pour LAN (IEEE 802.11a sans fil et b) ont été conçues principalement pour répondre aux besoins d'un ordinateur portable à la maison et au bureau. Par la suite, des normes ont suivi dont l'intérêt est d'assurer la connectivité dans les aéroports, les hôtels et les magasins commerciaux [Kumar 12]. 802.11ad a été spécifiée par le Groupe de travail TGad en partenariat avec le Gigabit Wireless Alliance, elle fonctionne sur une courte distance dans une bande sans licence mondiale de 60 GHz. 802.11ad représente un tout nouveau paradigme. La capacité de transmettre de données extrême nécessite une répartition du spectre. La capacité de données est finalement liée à l'ordre de modulation et de la bande passante [Harmon 13].

L'objectif principal de l'utilisation de la norme 802.11ad est de permettre la mise en réseau plus rapide dans des environnements de déploiement denses et ultra-rapide à la maison et au bureau. Le 60GHz a une portée plus courte et donc d'autres réseaux sont beaucoup moins susceptibles pour intercepter et interférer avec la connexion offerte [17]. Elle est conçue pour fournir les débits de données multi-gigabit nécessaires pour la transmission multimédia haute définition non compressée, y compris les contrats à termes connus tels que 2048 × 1080 et 4096 × 2160 pour le cinéma numérique et le streaming vidéo 3D [Harmon 13].

Dans le but de permettre la transmission à très haut débit, l'IEEE 802.11ad définit des modifications normalisées à la fois de la PHY 802.11 et du MAC 802.11. En outre, cette norme vise à définir un mécanisme pour la rapidité du transfert de session entre les bandes 2,4/5 GHz et l'exploitation de 60 GHz, tout en coexistant avec d'autres systèmes dans les 60 GHz tel que IEEE 802.15.3c [Kumar 12]. Le tableau 1.3 présente un récapitulatif des normes 802.11.

Protocoles	*Date*	*Fréquence*	*Largeur de bande*	*Débit*	*Nombre maximum de flux MIMO*	*Modulation*	*Portée*	
		(GHz)	*(MHz)*	*(Mbit/s)*			*Intérieur (m)*	*Extérieur (m)*
802.11	1997	2.4	22	1,2	NC	FHSS, DSSS	20	100
802.11a	1999	5	20	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	NC	OFDM	35	120
802.11b	1999	2.4	22	1, 2, 5.5, 11	1	DSSS	35	140
802.11n	2009	2.4/5	20	7.2 à 72.2	4	OFDM	70	250
			40	15 à 150			35	250
802.11ac	2013	5	20	7.2 à 96	8	OFDM	35	-
			40	15 à 200			35	-
			80	32.5 à 433			35	-
			160	65 à 666			35	-
802.11ad	2012	60	2.160	Jusqu'à 6750	NC	OFDM ou simple porteuse	10	-
802.11ah	2016	0.9	*1 à 8*	*0.6 à 8*	*1.2*	OFDM	*100*	-

Tableau 1. 3: Les normes Wifi IEEE 802.11

-IEEE 802.11p et WAVE: Une nouvelle pile protocolaire désignée par le WAVE, pour Wireless Access in Vehicular Environment, a été réalisé par L'IEEE. Le WAVE répond aux exigences STI, qui présente un environnement très actif et mobile, faible latence, transmission de données en mode adhoc et fonctionnement dans une bande de fréquences multicanal réservée. Le WAVE est composé des normes IEEE 802.11p et IEEE 1609 [Delgrossi 08].

L'IEEE 802.11p se concentre sur les couches physiques et MAC [IEEE 06], tandis que l'IEEE 1609 détermine les services des couches supérieures, tels que l'architecture du système, la gestion des ressources, la sécurité ainsi que le modèle de communication. L'IEEE 802.11p élabore des modifications à la norme IEEE 802.11 dans le but d'ajouter l'accès sans fil dans des environnements véhiculaires [Marum 09]. Ces modifications se rapportent avec

l'échange de données entre les véhicules à grande vitesse et entre les véhicules et l'infrastructure routière, dans la licence de sa bande 5,9 GHz (5,85 à 5,925 GHz). L'IEEE 802.11p a été considérée pour la communication des véhicules, en particulier, pour les applications de collecte de péage, les services de sécurité et les transactions de commerce via les voitures.

La particularité de l'IEEE 802.11p réside dans trois aspects principaux [Delgrossi 08]: la définition de BSS (Basic Set service), les informations de la couche physique et celle de la couche MAC.

Dans le mode WAVE, la transmission des paquets est seulement autorisée à se produire dans un IBSS (BSS indépendant). Ce dernier est établi d'une manière totalement ad-hoc sans aucune nécessité de procédures de numérisation active, d'association ou d'authentification. Un nœud qui initie un IBSS est appelé fournisseur, tandis qu'un nœud qui se joint à un IBSS est appelé utilisateur. Pour établir un IBSS, le fournisseur doit diffuser périodiquement des messages d'annonce, comprenant le service WAVE WSA (WAVE Service Advertisement) [IEEE 12].

La couche physique de l'IEEE 802.11p est une version modifiée de l'IEEE 802.11a, elle est donc basée sur la modulation OFDM. L'utilisation des canaux de 10 MHz est obligatoire, ce qui offre une plus grande résistance par rapport au retard du canal de propagation.

La fréquence de 10 MHz réduit de moitié le débit. Par conséquent, le débit maximal soutenable est de 27 Mbit/s. Contrairement à la norme IEEE 802.11a, dont l'utilisation a été interdite depuis plusieurs années en Europe, IEEE 802.11p est déjà autorisée et réglementée par la norme européenne ETSI 202 663 [Delgrossi 08].

-ITS-G5: La 802.11p a été normalisée par l'IEEE aux Etats-Unis, la variante pour l'Europe est nommée ITS-G5 et est définie par de l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) [ETSI 10]. Il est prévisible que, plus la norme ITS-G5 sera répandue, plus les plages de fréquences utilisées autour de 5,9 GHz seront surchargées. Des applications à délais de réaction non critiques peuvent être déviées vers des réseaux de téléphonie mobile existants ou à venir tels que GSM, UMTS ou LTE. Mais pour les applications à délais de réaction critiques, en particulier pour la communication directe entre véhicules (C2C), d'autres modes de communication sont en discussion [Shields 2013]. Il n'est donc pas obligatoire d'équiper l'ensemble des routes en RSU (Road Side Unit) selon la norme ITS-G5,

la plupart des tâches de transmission peuvent être déjà assurées aujourd'hui par les réseaux existants. Les solutions protégées appartenant aux constructeurs d'appareils de navigation pour le calcul du flux de trafic en sont un exemple.

Parmi les grands avantages de la technologie ITS-G5 nous pouvons citer l'accès rapide aux médias grâce à la faible latence de l'émission, la communication ad hoc sans l'exigence des infrastructures et l'attribution des spectres pour la fiabilité de communication.

L'ETSI propose une méthode d'accès au canal de communication avec la norme ITS-G5 [ETSI 10]. Cette dernière définit trois sous-bandes appelées A, B et C dont l'accès est différent suivant les applications et la priorité des messages envoyés. De cette manière, cette norme garantit un accès privilégié aux applications critiques:

- ITS-G5A: fonctionnement de l'ITS-G5 dans les bandes de fréquence STI européennes dédiées aux applications liées à la sécurité routière dans la gamme de fréquence de 5,875 GHz à 5,905 GHz.
- ITS-G5B: fonctionnement dans les bandes de fréquences européennes STI dédiées aux applications non sécurisées STI pour les fréquences de 5,855 GHz à 5,875 GHz.
- ITS-G5C: fonctionnement des applications STI dans la gamme de fréquence de 5,470 GHz à 5,725 GHz.

1.7.4 Les systèmes basés sur l'Hiperlan

Hiperlan est un standard européen de télécommunication crée par l'ETSI. Il est très orienté routage ad hoc et ne requiert aucune configuration ou contrôleur central. Il opère avec un débit théorique maximum de 23,5 Mbps dans une bande passante dédiée comprise entre 5,1 GHz et 5,3 GHz [Hamidoun 16].

1.7.5 Les systèmes basés sur les réseaux personnels (WPAN (Wireless Personal area Network))

Le PAN est un réseau sans fil à faible portée (de l'ordre de quelques dizaines de mètres). Les réseaux de type WPAN englobent les technologies Bluetooth, ZigBee et ULB [Sklar 01]. Par la suite on va détailler chacune de ces technologies citées.

1.7.5.1 Bluetooth (IEEE 802.15.1)

De nos jours, le Bluetooth est de plus en plus utilisé dans plusieurs domaines tels que la photographie, la domotique et la téléphonie. C'est une technologie à visibilité directe qui consiste à connecter les deux éléments de la communication via un unique faisceau. Certains constructeurs automobiles se sont basés sur cette technologie pour réaliser des systèmes de partage de ressources comme pour les Kits main libre. Ce type de système a permis, depuis son déploiement, de réduire le nombre d'infractions sur les routes et le nombre d'accidents dus à l'utilisation de téléphone lors de la conduite.

1.7.5.2 ZigBee (IEEE 802.15.4)

Cette norme est normalisée pour le passage de la signalisation plutôt que des données. Elle a pour objectif d'offrir un débit relativement faible mais qui consomme extrêmement peu d'énergie. Dans la normalisation, ZigBee peut avoir trois débits possibles: 250 Kbit/s avec la bande classique des 2,4 GHz; 20 Kbit/s avec la bande des 868 MHz disponible en Europe ou 40 Kbit/s avec la bande des 915 MHz disponible en Amérique du Nord [Pujolle 08]. Zigbee est préconisé plutôt pour les réseaux de capteurs.

1.7.5.3 ULB (Ultra Large Bande)

L'ultra-large bande (ULB) est une technologie WPAN à faible portée et à très haut débit. IEEE 802.15.3 définit la norme ULB, qui met en œuvre une technologie très spéciale, caractérisée par l'émission à une puissance extrêmement faible. L'ensemble du spectre radio est entre 3,1 et 10,6 GHz. Le débit est de 480 Mbit/s sur une portée de 3m et décroît à environ 120 Mbit/s à une dizaine de mètres [Kohno 04].

En conclusion, les STI englobent tous les modes de transport et tiennent compte de toutes les composantes du système de transport: le véhicule, l'infrastructure et le conducteur ou l'utilisateur, qui interagissent d'une façon dynamique. Dans les STI, la technologie ULB est exploitée pour trois principales applications: le radar à courte portée, les systèmes de localisation en particulier pour les applications intérieures et les systèmes de communications inter-véhicules ou avec l'infrastructure. Divers systèmes basés sur l'ULB ont déjà été mis en

œuvre. Le contexte de notre étude s'intègre dans le cadre de la communication à haut débit pour les systèmes de transport intelligents en utilisant la technologie ULB.

Le système proposé se base sur la technologie ULB qui se caractérise d'une part par la largeur de bande occupée instantanément par le signal ULB qui conduit à une résolution temporelle très fine. D'autre part, la transmission robuste dans un canal multi-trajets reste robuste grâce à la très courte durée des impulsions émises. Enfin, la coexistence de la technologie ULB avec les applications existantes est assurée grâce à sa faible densité spectrale. Le choix de la technologie ULB permet une implémentation simple à faible consommation et faible coût.

La technologie ULB sera présentée et détaillée dans la section suivante. Nous présenterons son historique, son principe, ses avantages, ses inconvénients ainsi que les différentes réglementations imposées par différents organismes de normalisation. Ensuite, nous expliquerons les domaines d'applications potentiels de la technologie ULB. Nous terminerons la section par la présentation des défis de l'ULB par rapport au haut débit.

1.8 Généralités sur les techniques Ultra Large Bande (ULB)

L'ULB est une technologie sans fil qui se caractérise par une très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Le spectre des signaux utilisés s'étale sur une large bande de fréquences. Nous parlons souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz.

A l'origine, la technologie ULB a été conçue pour des applications militaires, puis elle a été utilisée pour les applications civiles. Par la suite, elle est devenue d'un grand intérêt pour la communauté scientifique et industrielle. Des systèmes de communications à très hauts débits ont été proposés à l'aide des propres caractéristiques de l'ULB comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle. Cette largeur de bande est convenable pour des émissions en milieux perturbés tels que les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes.

1.8.1 Historique

L'ULB a décrit pendant longtemps, des formes d'ondes sans porteuse, autrement dit, des signaux impulsionnels dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde. Dans la littérature, nous trouvons aussi d'autres dénominations telles que: impulse radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), time domain radio (radio du domaine temporel) et large relative band radio (radio à grande largeur de bande relative) [Barrett 00].
L'utilisation de la technologie ULB remonte à l'époque où G. Marconi a conçu la première transmission sans fil longue distance d'un code morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre [Siwiak 02]. Depuis 1948, les travaux dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'évoluer, tandis que les travaux sur l'ULB n'ont débuté réellement qu'à partir des années 60 aux Etats-Unis.

Le premier brevet dans le domaine des communications ULB porte sur la réalisation de Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins qui repose sur l'émission et la réception d'impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde [Ross 7].
A partir de 1994, les projets des Etats-Unis puis du monde entier ont marqué une augmentation rayonnante des travaux de recherches sur la technologie ULB et ont suscité un intérêt important dans la communauté des communications. En effet l'ULB laisse entrevoir l'opportunité d'atteindre de très hauts débits.

Depuis l'utilisation du terme ULB en 1989 et jusqu'en 2002, l'acronyme ULB désigne l'impulse radio (IR), à savoir les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courtes durées (inférieures à la nanoseconde) et présentant un très faible rapport entre la durée de l'impulsion et sa période de répétition. Par conséquent, la largeur de bande du signal est extrêmement élevée et sa densité spectrale de puissance (DSP) est très faible.

1.8.2 Définition et caractéristiques

Selon la définition donnée par la FCC (Commission fédérale des communications) de l'ultra large bande en février 2002, un signal est dit ultra large bande si sa bande passante est au minimum de 500 MHz à -10 dB ou sa bande passante fractionnelle est supérieure ou égale à 20%:

$$B_{frac} = 2.\frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (1.\ 1)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB.

Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps. Une autre définition peut être adoptée par les concepteurs de systèmes ULB, à savoir une bande passante à -10dB supérieure à 1.5GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système) [Babour 09].

1.8.3 Comparaison entre les Systèmes Ultra Large Bande et les Systèmes bande étroite

La technique ULB transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1ns) tandis que les techniques classiques envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB (figure 1.14) [Babour 09].

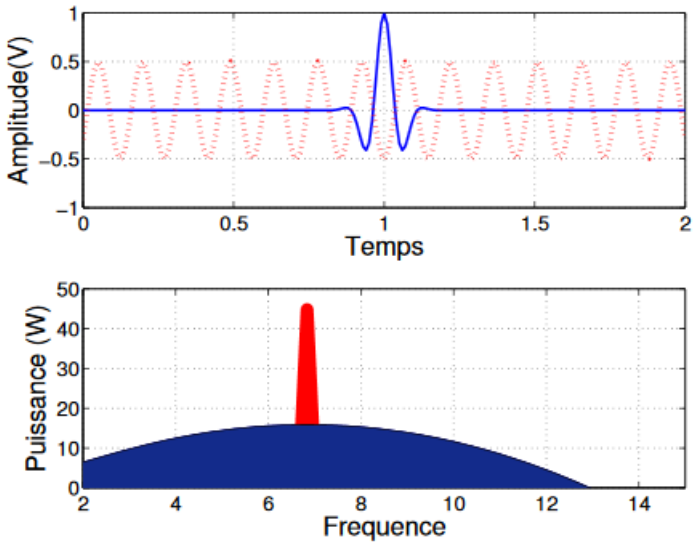


Figure 1. 14: Représentations temporelle et fréquentielle d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [Ross 73]

Depuis Février 2002, la FCC a alloué le spectre 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence. Le masque spectral de puissance de l'ULB est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale: -41.3dBm/MHz) sur toute sa bande

de fréquence. Cette puissance permet la coexistence avec d'autres systèmes à bande étroite [Ross 73]. Ces caractéristiques ont été l'occasion pour les concepteurs de relever de nombreux défis dans une grande variété de domaines comprenant la conception de système RF mais aussi la conception d'antennes [Babour 09].
Dans les systèmes de communications sans fil basés sur la technologie ULB impulsionnelle, l'information en bande de base peut moduler directement des impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale.

1.8.4 Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications basés sur la technologie ULB impulsionnelle, l'information en bande de base peut moduler directement des impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée : les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôle en tension (VCO) ni un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF [Ross 73].

1.8.5 Réglementation de l'ULB dans le monde

La largeur de bande des systèmes ULB est très grande (quelques GHz) et coexiste avec d'autres systèmes de communications et d'autres utilisateurs. L'ULB doit tout de même respecter la réglementation bien que sa puissance d'émission soit très faible. L'ULB se distingue par l'absence de licence pour accéder à la bande, ce qui autorise l'accès au contenu librement et à moindre coût. Cependant, les réglementations prises autour des signaux ULB changent d'une zone géographique à une autre. Dans la suite nous présentons les réglementations de l'ULB dans le monde.

La FCC a défini le masque réglementaire de l'ULB aux Etats-Unis. L'émission de signaux avec une puissance moyenne maximale de -41.3 dBm/MHz sur la bande 3.1GHz-10.6GHz est autorisée pour les applications de communications et de localisation. L'Europe a commencé à établir les spécifications de ses propres spectres d'émission pour les systèmes

ULB. L'ETSI (le département européen des standards de télécommunication) a proposé les limites présentées dans la figure 1.15. Ce projet est toujours en discussion avec les entreprises impliquées dans le développement des systèmes ULB étant donné que le spectre d'émission proposé est plus restrictif que celui de la FCC. En juillet 2007, l'ETSI a proposé un standard pour les niveaux d'émission des signaux ULB (EIRP=-41.3 dBm/MHz) pour un spectre de fréquence allant de 6 à 9 GHz [Hirt 07].

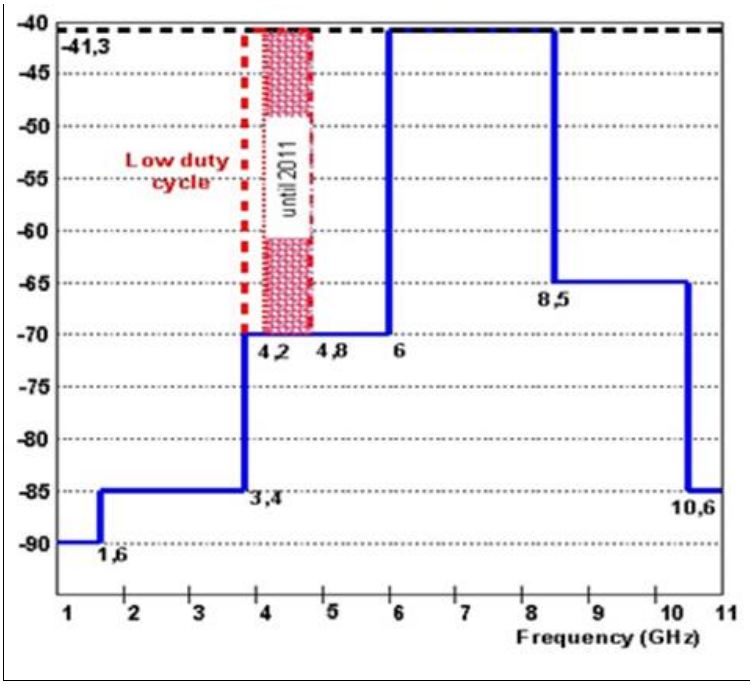


Figure 1. 15: Masque d'émission indoor en Europe

1.8.6 Avantages de l'IR-ULB

La technologie ULB offre certains avantages par rapport aux technologies à bande étroite notamment grâce à la transmission qui se base sur l'envoi d'impulsions de durées brèves. Les principales qualités de la radio impulsionnelle ultra large bande peuvent être résumés comme suit:

- **Capacité du canal**

Les systèmes ULB possèdent une capacité de transmission liée à la largeur du canal qui s'avère très importante et qui constitue un des avantages majeurs de cette technologie. La capacité du canal peut être définie comme le nombre maximal de données qu'un canal peut

supporter par seconde. Cette forte capacité s'exprime en exploitant la formule de Hartley-Shannon:

$$C = B\log_2(1+SNR) \qquad (1.2)$$

Où C est la capacité maximale du canal, B la bande passante du système, SNR le rapport signal à bruit. A partir de cette formule de Hartley-Shannon, nous déduisons qu'une bande passante de quelque GHz est capable de garantir une capacité ou un débit de plusieurs Gbits/s. Cependant, puisque les régulateurs aux États-Unis et en Europe limitent la puissance de rayonnement des systèmes ULB, les applications ULB atteignent en général un débit maximal de l'ordre de 480 Mb/s lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur est inférieure ou égale à 10 m. Pour des applications qui demandent une portée plus importante, un compromis entre débit et distance doit être envisagé.

- **Fonctionnement assuré avec un SNR bas**

Si nous revenons à la formule 2.2, la relation entre la capacité et le SNR est logarithmique. En conséquence, les systèmes ULB peuvent opérer dans des conditions de communication dégradées avec un SNR relativement bas et pourront assurer un fonctionnement sans faille grâce à leurs bandes passantes conséquentes.

- **Architecture simple**

Les systèmes ULB présentent l'avantage d'être simples à réaliser avec un coût bas. A la différence des systèmes à bande étroite, les systèmes ULB sont des systèmes impulsionnels qui utilisent la propagation d'une impulsion brève et n'ont pas besoin de fréquences porteuses, ce qui supprime le besoin d'un oscillateur pour transposer le signal modulé à la fréquence de travail et d'un oscillateur à la réception pour revenir en bande de base. Cette simplicité de conception des équipements d'émission et de réception permet une implémentation intégrale notamment en technologie CMOS de l'émetteur et du récepteur. En utilisant la technologie CMOS, nous disposons de systèmes miniatures accessibles à des coûts de production faibles.

- **Spectre semblable au bruit**

Les systèmes ULB présentent un spectre d'émission semblable au bruit grâce à la puissance moyenne de transmission limitée et aux caractéristiques pseudos-aléatoires du

signal émis. Cette propriété rend le signal ULB difficile à détecter et à intercepter, car avec une puissance d'émission si faible les récepteurs non adaptés doivent être à très faible portée pour espérer une détection. De plus, les impulsions ULB sont modulées dans le temps avec un code pseudo-aléatoire unique à chaque communication et il est improbable de pouvoir capter le signal si la plage temporelle exacte est inconnue. En d'autres termes, il faut une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur pour pouvoir reconstituer le signal émis. La capacité anti-compromission s'avère donc élevée et la technologie ULB peut être utilisée dans des applications qui demandent une sûreté renforcée. Ces éléments constituent une des raisons essentielles de l'utilisation de cette technique pour des applications militaires, bien avant que les régulateurs s'y intéressent.

- **Résistance aux effets de multi-trajets**

Dans tout système de communication sans fil, la présence d'obstacles génère des problèmes de multi trajets. Les systèmes à bande étroite sont très sensibles à ces problèmes à cause du chevauchement du signal principal avec les signaux des trajets secondaires. Dans le cas des systèmes ULB, l'impulsion émise dure de l'ordre de quelques nanosecondes. De ce fait, les trajets secondaires décalés dans le temps, souvent de valeurs bien supérieures à cette durée, n'ont pas la possibilité temps d'interférer avec le trajet principal. Cependant, cette immunité face aux multi-trajets dépend essentiellement de l'environnement de propagation, de l'application et du nombre d'impulsions transmis par donnée émise. En effet, pour les applications ULB indoor (intérieur d'un bâtiment, laboratoire en l'occurrence) par exemples, la présence des obstacles dégrade le signal et rend nécessaire l'utilisation des récepteurs ou égaliseurs complexes afin de remédier aux problèmes des multi-trajets. Ceci augmente la complexité du système global et grève son coût.

- **Excellente résolution temporelle**

Les systèmes ULB transmettent une impulsion très brève dans le domaine temporel. Cette propriété donne un avantage à la technologie ULB en la rendant intrinsèquement précise dans le cas du développement de techniques de localisation exploitant la mesure de temps de vol des signaux. L'ULB peut être donc utilisée dans des applications de localisation exigeant une forte précision (des centimètres de précisions).

- **Détection au-travers les obstacles**

Les systèmes ULB possèdent une bonne capacité de pénétration des obstacles grâce aux basses fréquences présentes dans le spectre ULB. Contrairement aux technologies à bande étroite, l'ULB peut être exploitée pour développer des applications de localisation à travers certains murs et des applications de visions derrière des obstacles comme les radars «through the wall». Cela s'avère d'autant plus possible lors de l'exploitation des fréquences basses de la bande ULB. La section suivante introduit maintenant quelques modulations parmi celles les plus utilisées dans l'ULB, présente les deux techniques majeures d'accès au canal ULB et se termine par une présentation des codes d'étalement de spectre habituellement employés.

De ce fait, à la faveur de la variété de paramètres qui caractérise l'ULB, des architectures adaptatives peuvent être conçues. Ces dernières peuvent optimiser les performances du système en fonction du débit requis, de la portée, de la puissance ou de la qualité de service. La technologie ULB est apte à fournir des débits élevés (de l'ordre de 1 Gbps) sur de très courtes distances (moins de 10m). Parmi les objectifs de notre travail, on doit sélectionner une modulation et une architecture déterminée, selon les exigences en termes de performances et de débit.

1.8.7 Les défis de l'Ultra Large Bande

Les nombreux avantages de la technologie ULB la rendent très convenable pour les futures communications sans fil et autres applications principalement pour les transports intelligents. Cependant, pour que l'ULB devienne une technologie répandue et omniprésente, elle a quelques défis qui doivent être surmontés.

1.8.8 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

Les applications potentielles de la technologie radio concernent les systèmes très haut débit courte portée (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m) et les systèmes bas débit longue portée (typiquement 200 kbit/s à 100 m). Ces deux modes d'utilisation du spectre radio ULB permettent d'envisager un certain nombre d'applications pour les systèmes ULB.

Ces applications présentées dans la figure 1.16 peuvent être classées sous 4 catégories en fonction des bandes de fréquence [Bennett 78]:

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules.

- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall".
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

Figure 1. 16: Exemple d'applications pour l'ULB

1.8.8.1 Applications liées aux communications

La communication sans fil à courte portée et à très haut débit a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC dès 2002. Le débit des réseaux personnels sans fil traditionnels pourra être augmenté grâce à la technologie ULB. Les usagers peuvent exploiter ce mode d'utilisation pour l'accès au réseau internet sans fil ou pour la connexion entre différents périphériques (imprimante, lecteurs, . . . etc.) en environnement limité, de la taille d'une ou plusieurs pièces d'habitation par exemple.

En raison des très hauts débits potentiels à courte portée, des applications nécessitant plus de débit sont également envisageables à une portée de 1m à 4m, comme par exemple un transfert multimédia de haute qualité entre un lecteur DVD et un écran. Les promoteurs de l'ULB ont également proposé une alternative sans fil pour la norme Ethernet.

Pour des débits plus faibles, nous pouvons envisager des portées un peu plus grandes (50m) ce qui donne le potentiel à un grand nombre d'applications [Porcino 03]. Nous pouvons citer par exemple:

- Les applications de domotique comme les systèmes de sécurité, l'automatisation de la maison, ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs ou des télécommandes avec un débit de quelques kbit/s.
- Les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC avec un débit de quelques centaines de kbit/s.
- La télésurveillance avec un débit de 1 Mbit/s.

1.8.8.2 Applications liées aux radars et aux domaines médicaux

Les radars traditionnels à bande étroite sont parmi les premiers types de radar proposés par le marché. Cependant, ces derniers présentent de nombreux inconvénients notamment l'impossibilité d'émettre et de recevoir des informations en même temps, ce qui implique que l'on a très souvent des zones aveugles de plusieurs centaines de mètres à proximité des sources et une résolution très faible car le radar traditionnel est un dispositif à bande étroite.
Du fait de sa très large bande passante, le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite. En effet, ce type de radar présente une meilleure résolution et possède certains avantages dont la capacité de pénétration des matériaux des sols, des murs, de la végétation, de la neige (utilisation possible des radars en basse fréquence pour améliorer la pénétration), l'amélioration de la détection des cibles (diminution forte des zones aveugles) et la robustesse par rapport aux perturbations.

En fonction des catégories de radar ULB, nous distinguons une panoplie d'application, telles que la détection de véhicules, le contrôle de construction de bâtiment, l'archéologie, la détection de matériaux...etc. Les radars ULB sont également utilisés dans les hôpitaux et à domicile afin de mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires et autres paramètres vitaux du patient [Staderini 02].
En imagerie médicale, l'ULB intervient pour détecter les mouvements d'une façon non exhaustive. Nous pouvons ainsi voir des images du cœur, de la poitrine et des poumons. Il existe bien d'autres applications en médecine où les radars ULB sont utilisés. Nous pouvons citer entre autres la prévention d'apparition de cancer ou encore la surveillance respiratoire.

1.8.8.3 Applications liées à la localisation et à la poursuite

Dans les applications de localisation et de poursuite de personnes et d'objets, la technologie ULB est très demandée. Elle permet une grande précision dans la mesure des distances puisque la résolution obtenue est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion [Cramer 02]. Par conséquent, la technologie ULB présente une opportunité unique pour hybrider les fonctionnalités de localisation et de communications numériques sans-fil. Cela constitue une des exigences fortes liées à de nombreuses applications émergentes. L'ULB adresse deux standards WPAN:

- IEEE 802.15.3a: un standard haut débit HDR-UWB (High Data Rate UWB) (de 1Mbps jusqu'à plusieurs centaines de Mbps).
- IEEE 802.15.4a: un standard bas-débit LDR-UWB (Low Data rate UWB) (de quelques kbps à 1Mbps).

Des applications de l'ULB sont prévues dans le milieu industriel. En profitant des possibilités de localisation à longue portée, des réseaux de capteurs ULB pourront être déployés dans les chaînes de production ou les hangars de stockage afin de procéder au suivi et à la gestion automatique des opérations. Ce type d'application est adapté au standard LDR-UWB (norme IEEE 802.15.4a).

1.9 Conclusion

Le résultat de la révolution des technologies d'information et de communication a fait apparaître les systèmes de transport intelligents qui constituent un élément important dans les réseaux véhiculaires. Dans ce premier chapitre, nous avons mis en évidence le contexte général et les différentes technologies qui devraient aider au déploiement des STI. L'objectif de ce chapitre est la mise en évidence de la relation entre les STI et les nouvelles technologies afin de mieux comprendre ses principales composantes ainsi que leur fonctionnement. Dans ce cadre, nous avons présenté de nouveaux projets visant le déploiement des systèmes coopératifs de transport intelligent.

Nous avons consacré la deuxième partie de ce chapitre de mémoire de thèse à la présentation de la technologie ULB. La communauté scientifique a révélé un grand intérêt envers cette technologie dès le début des années 70. Aujourd'hui, l'ULB est une technologie

employée dans différentes applications. Pour générer un signal ULB, plusieurs moyens techniques peuvent être utilisés selon les critères définis par la réglementation.

Les systèmes basés sur la technologie ULB se différencient des systèmes traditionnels par différents privilèges majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal ULB conduit à une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de communications bas ou haut débits.

D'autre part, la transmission robuste dans un canal multi-trajets reste robuste grâce à la très courte durée des impulsions émises. Enfin, la coexistence de la technologie ULB avec les applications existantes est assurée grâce à sa faible densité spectrale. La technique ULB se caractérise aussi par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût. Tous ces avantages ont orienté notre choix vers un système de communication V2 basé sur l'ULB associées aux schémas de réseaux adhoc.

L'amélioration du débit pour les applications ULB devient de plus en plus un besoin du grand public. Aussi, l'objectif de notre travail est de proposer des nouvelles modulations permettant d'atteindre des hauts débits, répondant aux exigences de la qualité de service requise pour les communications courtes portées dans le cadre du transport intelligent. Dans le chapitre suivant, nous présentons en détail les principales composantes du système IR-ULB basé sur la modulation M-OAM à haut débit ainsi que le nouveau système d'accès multiple proposé.

Chapitre 2:

Nouveau système de communication à haut débit

2.1 Introduction 63
2.2 Formes d'ondes ultra large bande 63
2.3 Les polynômes orthogonaux 66
2.4 Fonctions d'Hermite 67
2.5 La comparaison entre les formes d'onde ULB 70
2.6 Modulations classiques associées à l'ULB-IR 72
2.7 Modulations proposées 75
2.8 Les performances des modulations M-OAM dans un canal AWGN 83
2.9 Étude théorique de la probabilité d'erreur 83
2.10 L'évaluation des performances du système M-OAM sous l'effet des canaux IEEE 90
2.11 Les performances du système M-OAM dans le cas de l'égalisation 97
2.12 Système ultra large bande multiutilisateurs 101
2.13 Présentation du système proposé 106
2.14 Conclusion 107

2.1 Introduction

Les objectifs visés par les STI (Système de Transport Intelligent) impliquent la transition vers un système de gestion des transports entièrement intégré, améliorant l'efficacité, la sécurité, la productivité et la mobilité. Ces systèmes interpellent une vaste gamme des technologies qui entrent dans la conception, la construction, la gestion et l'exploitation des systèmes de transport [Papadimitratos 09]. Le déploiement de ces multiples services nécessite l'échange de données entre les véhicules (V2V) ou avec les infrastructures (V2I). Pour cette raison, le haut débit et la bonne qualité de service sont deux conditions stratégiques dans cette nouvelle classe de réseaux.

Le principal objectif de notre travail est de développer un système de communication V2V très haut débit basé sur la technologie IR-ULB (Ultra Large Bande impulsionnelle) avec un nombre élevé d'utilisateurs simultanément. La particularité de ce système d'accès multiple proposé réside dans l'intelligence de son récepteur qui permet de détecter l'arrivée de l'information, d'identifier le type de la modulation utilisée par chaque utilisateur selon le débit à transmettre. Ce récepteur sera performant vis-à-vis des canaux bruités.

En effet, la garantie d'un débit de transmission élevé et surtout d'une bonne qualité de service à un grand nombre d'utilisateurs sont les défis à surmonter dans la conception d'un tel système de communication. Par conséquent, des schémas de modulation originaux appelés Orthogonal Amplitude Modulations (M-OAM) sont proposés dans ce présent chapitre dans le but d'améliorer le débit de données. Cette proposition est fondée sur l'utilisation des fonctions de Gegenbauer modifiées (MGF), dérivées des polynômes orthogonaux. Un débit de données très élevé est assuré par cette modulation proposée avec une faible complexité et une grande robustesse contre les effets du canal de propagation [El Abed 12][Hamidoun 16].

2.2 Formes d'ondes ultra large bande

Actuellement, les systèmes ULB exploitent des formes d'ondes impulsionnelles non sinusoïdales (comme les formes Gaussiennes, Monocycles, Laplaciens, Hermite et Gegenbauer) qui devraient avoir certaines propriétés pour une meilleure transmission.

Dans les systèmes de communication, une des fonctions primordiales est la représentation d'un symbole par une forme d'onde analogique, envoyée à travers un canal de propagation. En général dans les systèmes ULB classiques, la forme d'onde analogique utilisée est une simple impulsion, qui est rayonnée directement dans l'air. Ces courtes impulsions ont des largeurs typiques de moins de 1ns et donc une bande passante de plus de 1GHz.

2.2.1 L'impulsion Gaussienne

La définition mathématique de cette classe de formes d'onde est similaire à la fonction de Gauss décrite par l'équation 2.1 [Taylor 01]:

$$G(t) = K_1 * \exp(\frac{-t^2}{2\sigma^2}) \quad (2.1)$$

Avec σ est l'écart-type pour contrôler la largeur de l'impulsion et K_1 représente son amplitude.

La valeur moyenne de cette forme d'onde est non nulle et correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut généralement pas se propager sans déformation et donc c'est préférable d'utiliser l'impulsion monocycle au lieu de la gaussienne.

2.2.2 L'impulsion monocycle Gaussienne

Le passage de l'impulsion gaussienne par un filtre passe haut entraine la création de plusieurs formes d'onde. Ce filtrage n'est autre que la dérivée de l'équation de Gauss (équation 2.1). Par exemple une monocycle Gaussienne présente la dérivée première d'une impulsion de Gauss et est définit comme suit:

$$y_{g2}(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.2)$$

où $-\infty < t < +\infty$, K_2 est une constante de normalisation d'amplitude et τ est la constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion [Proakis 01].

2.2.3 Le doublet de Gauss

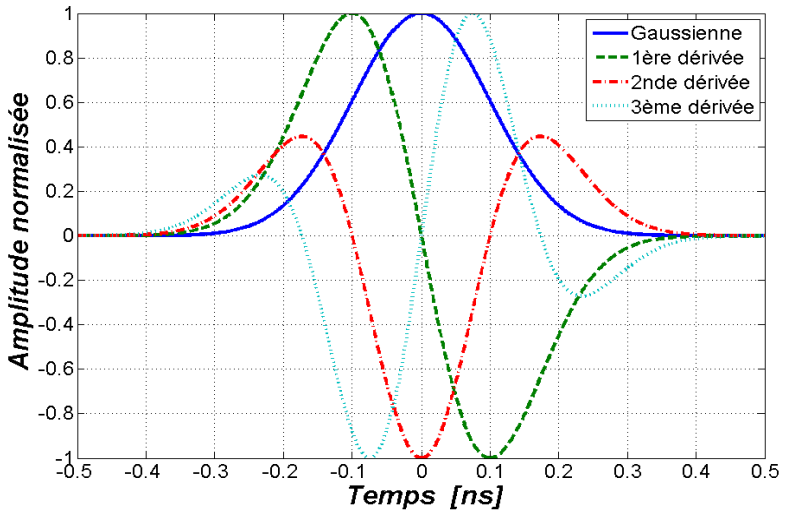


Figure 2. 1 : La présentation temporelle des impulsions gaussienne, monocycle, et doublet

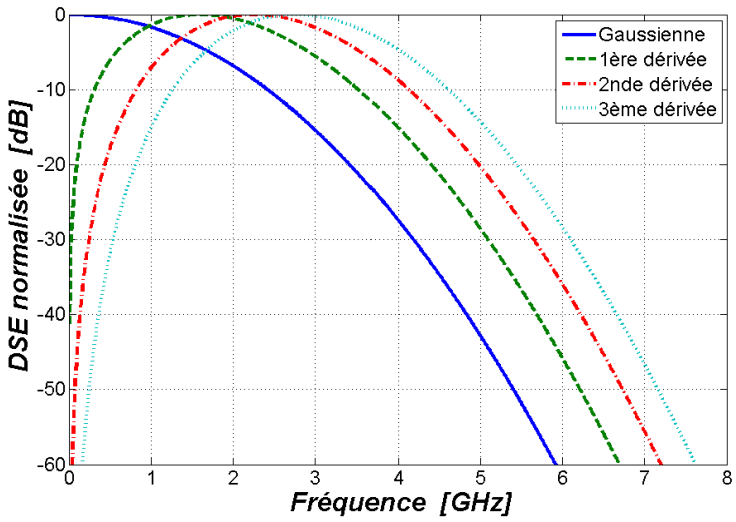


Figure 2. 2: La présentation fréquentielle des impulsions gaussienne, monocycle et doublet

Dans les systèmes de radio, la forme d'onde de la famille gaussienne la plus utilisée par impulsion a été proposée par Win et Sholtz [Win 97], il s'agit de la dérivée seconde de la Gaussienne nommée doublet de Gauss. Cette forme d'onde est définie par l'équation 2.3:

$$y_{g3}(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2}\left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right)e^{-(t/\tau)^2} \qquad (2.3)$$

où $-\infty < t < +\infty$, K_3 est une constante de normalisation d'amplitude et τ indique le paramètre permettant de contrôler la largeur de l'impulsion.

Les figures 2.1 et 2.2 montrent les représentations des impulsions gaussiennes, monocycle, et doublet de Gauss en temps et en fréquence, respectivement. Dans tous les cas de figure la valeur de τ est constante; τ = 50 ps. Les constantes K_1, K_2 et K_3 sont ajoutées aux équations (2.1)-(2.2)-(2.3) afin de déterminer l'énergie des impulsions de Gauss [Lamari 07].

2.3 Les polynômes orthogonaux

Historiquement, les systèmes de sinus et cosinus ont été synonyme de système de communication. Le terme fréquence a fait référence implicitement à ces fonctions orthogonales et par conséquent, la théorie générale de la communication est basée sur le système de fonctions sinus et cosinus.

Ces dernières années, d'autres formes d'ondes fondées sur des polynômes orthogonaux ont été conçues pour établir les systèmes de communication ULB. Comme un exemple d'impulsions orthogonales qui peuvent être utilisées pour les communications ULB, nous présenterons les polynômes modifiés de Hermite et les fonctions modifiées de Gegenbauer.

Par définition, une famille de polynômes $f_n(x)$ (où n représente le degré du polynôme) est dite orthogonale sur l'intervalle de définition [a, b], si elle satisfait la condition:

$$\int_a^b \omega(x) f_n(x) f_m(x) dx = 0 \qquad (2.4)$$

Avec m et n des entiers non négatifs distincts, et $\omega(x)$ *le poids du produit scalaire généralisé.*

En supposant que $\omega(x)$ est strictement positive sur l'intervalle de définition, l'équation 2.4 peut alors être réécrite sous la forme d'un produit scalaire:

$$\int_a^b f_n(x) f_m(x) dx = 0 \qquad (2.5)$$

L'équation 2.5 assure que les fonctions f_n *constituent une base orthonormée pour un espace de fonctions sur l'intervalle de définition [a, b].*

2.4 Fonctions d'Hermite

L'objectif des fonctions d'Hermite modifiées est de générer des formes d'onde orthogonales à partir des impulsions d'Hermite. Elles ont été proposées par Ghavami, Michael et Kohno pour les systèmes de communication ULB [Kohno 04].

$$h_{e_n}(t) = (-\sigma)^n \exp\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)\frac{d^n}{dt^n}\left(\exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right)\right) \quad (2.\ 6)$$

pour tout $n \in IN^*$ *et* $t \in IR$. L'expression généralisée des impulsions modifiées d'Hermite en fonction du paramètre σ est donnée par l'équation 2.7.

$$h_n(t) = k_n(-\sigma)^n \exp\left(\frac{t^2}{4\sigma^2}\right)\frac{d^n}{dt^n}\left(\exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right)\right) \quad (2.\ 7)$$

pour tout $n \in IN^*$ et $t \in IR$, avec $k_n = \sqrt{\frac{E_n}{\sigma n!\sqrt{2\pi}}}$ *permettant d'ajuster l'amplitude de l'impulsion d'ordre n et d'énergie* E_n. Les impulsions d'Hermite modifiées (MHP pour Modifie Hermite Pulses), vérifiant l'équation 2.7 avec une période T_b constante et normalisée à 1ns, sont définies par l'équation 2.8:

$$h_n(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{4}}\frac{d^n}{dt^n}e^{\frac{-t^2}{2}} \quad (2.\ 8)$$

Avec $n = 0,1,2...$ *et* $t \in]-\infty,+\infty[$. Les fonctions d'Hermite satisfont les équations différentielles et de récurrence suivantes:

$$\begin{aligned} &\frac{d^2h_n}{dt^2} + (n + \frac{1}{2} - \frac{1}{4}t^2)h_n = 0 \\ &\frac{dh_n}{dt} + \frac{t^2}{2}h_n = nh_n - 1 \\ &h_{n+1} = \frac{t}{2}h_n - \frac{dh_n}{dt} \end{aligned} \quad (2.\ 9)$$

Les 4 premiers ordres de ces fonctions sont ainsi donnés par:

$$
\begin{aligned}
h_0(t) &= e^{(\frac{-t^2}{4})} \\
h_1(t) &= te^{(\frac{-t^2}{4})} \\
h_2(t) &= (t^2-1)e^{(\frac{-t^2}{4})} \\
h_3(t) &= (t^3-3t)e^{(\frac{-t^2}{4})}
\end{aligned}
\qquad (2.\ 10)
$$

La figure 2.3 présente les premières fonctions temporelles d'Hermite (n=0:3).

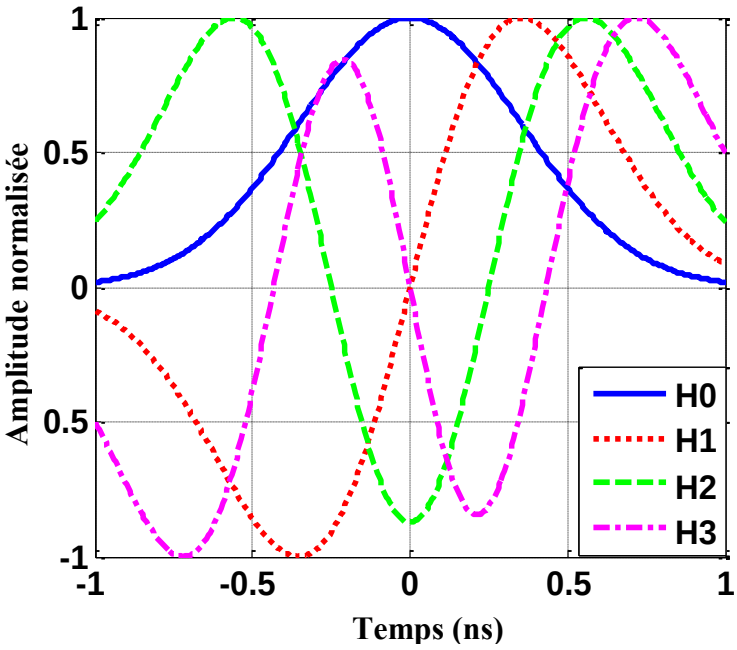


Figure 2. 3 : Les quatre premiers ordres des fonctions Hermites modifiées

2.5 Fonctions Gegenbauer

Ces polynômes ont été développés aux laboratoires IEMN-DOAE et IFSTAR-LEOST pour des applications de communication, ils sont orthogonaux dans l'intervalle [-1, 1] avec une fonction de poids $W(x)=(1-x^2)^{\beta-1/2}$ qui correspond à l'intégration sur une hypersphère de dimension unité avec $(\beta=1)$. Ils peuvent être considérés comme des généralisations des polynômes de Legendre pour des systèmes à symétrie sphérique en dimension (n+2). Ils sont parfois appelés polynômes ultrasphériques. Ces derniers sont donnés en termes de polynômes de Jacobi [Rouvaen 03] et satisfont une équation différentielle du second ordre [Elbahhar 05]:

$$(1-x^2)G''_{n,\beta}(x)-(2\beta+2)xG'_{n,\beta}(x)-n(n+2\beta+2)G_{n,\beta}(x)=0 \qquad (2.\ 11)$$

Avec $\beta > -1$
x : le temps en nanosecondes (ns) [-1,1]
n : l'ordre du polynôme
β *: paramètre définissant la famille de polynôme de Gegenbauer (ici nous choisirons* $\beta = 1$*)*

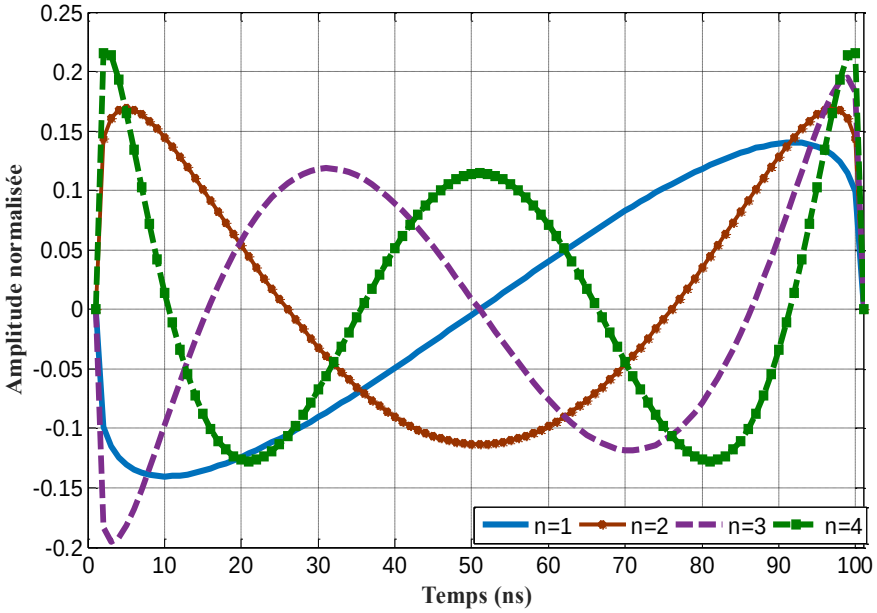


Figure 2. 4 : La représentation temporelle des quatre premières impulsions modifiées de Gegenbauer

Les différents ordres des polynômes Gegenbauer sont reliés (n>1) par l'équation de récurrence:

$$G_n(\beta,x)=2(1+\frac{n+\beta-1}{n})xG_{n-1}(\beta,x)-(1+\frac{n+2\beta-2}{n})G_{n-2}(\beta,x) \qquad (2.\ 12)$$

Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont les suivants:

$$\begin{aligned} G_1(\beta,x)&=1*(1-x^2)^{(1/4)}\\ G_2(\beta,x)&=2x*(1-x^2)^{(1/4)}\\ G_3(\beta,x)&=(-1+4x^2)*(1-x^2)^{(1/4)}\\ G_4(\beta,x)&=(-4x+8x^3)*(1-x^2)^{(1/4)} \end{aligned} \qquad (2.\ 13)$$

Ces polynômes peuvent être utilisés dans un système ULB pour générer des impulsions très courtes. Pour ce faire, la multiplication de $G_n(\beta,x)$ par la racine carrée de la fonction poids de cette famille de polynômes $\omega(x,\beta)$ a été proposée [Elbahhar 05]. La

représentation temporelle des quatre premières impulsions modifiées de Gegenbauer est donnée dans la figure 2.4.

Les fonctions d'auto-corrélation des polynômes de Gegenbauer modifiés illustrées dans la figure 2.5 ont une forme semblable à la fonction sinc(x), dans laquelle la valeur maximale du pic est obtenue à l'origine. Cette fonction d'auto-corrélation devient de plus en plus étroite quand l'ordre de l'impulsion croît, une propriété qui s'avérera très importante pour l'accès multiple.

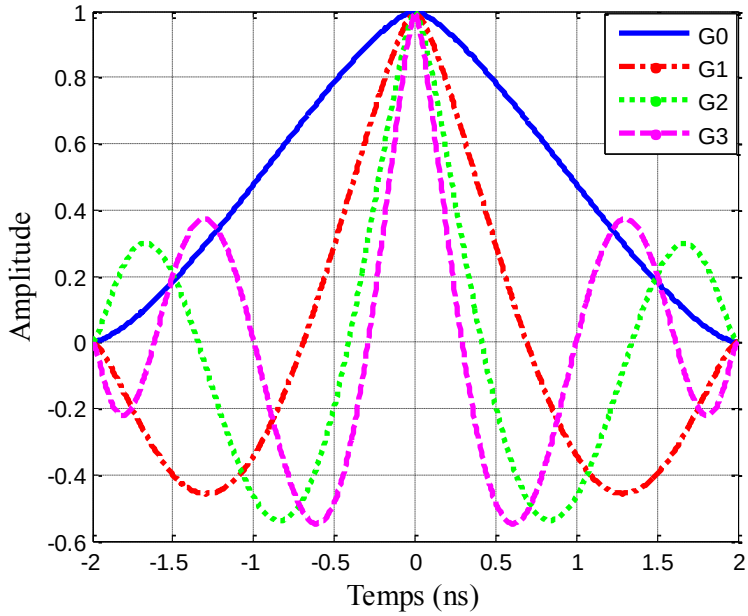


Figure 2. 5: L'auto-corrélation des quatre premiers ordres de polynômes de Gegenbauer modifiés

2.6 La comparaison entre les formes d'onde ULB

Dans l'intention de choisir la meilleure famille d'impulsions pour le système ULB proposé, une étude basée sur le critère d'efficacité est présentée dans cette section. L'efficacité d'une forme d'onde est définie comme le rapport entre la dynamique, qui est la différence entre l'amplitude du pic de corrélation et l'amplitude maximale des lobes secondaires, et la largeur du pic L à -3dB [Proakis 01].

$$Efficacite = \frac{Dynamique}{L} \quad (2.\ 14)$$

Ce paramètre reflète la capacité que la forme d'onde soit détectée. Le tableau 2.1 expose les résultats obtenus pour les quatre premières formes d'onde de MGF, les quatre premières fonctions d'Hermite, l'impulsion Gaussienne et l'impulsion Monocycle.

Le tableau 2.1 montre que le troisième ordre (G_3) des MGF est le meilleur choix avec la plus grande efficacité, suivi successivement par l'impulsion monocycle, le premier ordre de la fonction Hermite (H_1) et l'impulsion gaussienne. Dans le cadre de comparaison des familles Hermite et Gegenbauer, un paramètre intéressant à considérer est la dynamique d'inter-corrélation (CCD: cross-correlation dynamic). En effet, une valeur élevée de ce paramètre reflète les faibles interférences inter-utilisateurs, utilisant chacun un ordre de fonction distinct [Rouvaen 03]. La dynamique d'inter-corrélation (en dB) est donnée dans le tableau 2.2, pour n=0-3, m = n+1 et n=0-2, m=n+2.

Forme d'onde	Dynamique	Largeur de pic	Efficacité
G_0	1	386	26.10^{-4}
G_1	1	150	67.10^{-4}
G_2	0.70	89	79.10^{-4}
G_3	0.63	62	**102.10^{-4}**
H_0	1	234	43.10^{-4}
H_1	1	124	81.10^{-4}
H_2	0.61	94	65.10^{-4}
H_3	0.58	74	78.10^{-4}
Gaussian	1	142	70.10^{-4}
Monocycle	1	115	87.10^{-4}

Tableau 2. 1: L'efficacité des formes d'ondes étudiées

Le tableau 2.2 montre que les fonctions de Gegenbauer modifiées donnent des valeurs plus élevées de CCD. À partir des résultats obtenus, les fonctions de Gegenbauer modifiées présentent plus d'avantages par rapport à ceux d'Hermite. Cette famille de formes d'onde sera donc utilisée dans notre modèle.

Fonctions H_n	***CCD***	***Fonctions G_n***	***CCD***
$H_0 - H_1$	4.3	$G_0 - G_1$	6.2
$H_1 - H_2$	4.6	$G_1 - G_2$	5.3

$H_2 - H_3$	4.7	$G_2 - G_3$	5.2
$H_3 - H_4$	4.7	$G_3 - G_4$	5.2
$H_4 - H_5$	5.7	$G_4 - G_5$	11.9
$H_5 - H_6$	6.1	$G_5 - G_6$	11.0
$H_6 - H_7$	6.2	$G_6 - G_7$	10.5

Tableau 2. 2: La comparaison des formes d'ondes Hermite et Gegenbauer

Ces signaux sont émis sous forme de train d'impulsions. Une simple répétition de ces impulsions à intervalle de temps régulier et sans modulation ne contient aucune information. Cependant, pour pouvoir établir une transmission de valeur, il faut coder ces trains d'impulsions.

2.7 Modulations classiques associées à l'ULB-IR

En ULB-IR, les modulations les plus utilisées sont la PPM (Pulse Position Modulation), la PAM (Pulse Amplitude Modulation) et la BPSK (Binary Phase-Shift Keying).

2.7.1 La modulation PPM

Cette technique se base sur le décalage dans le temps de la position de l'impulsion suivant le symbole à transmettre. Lorsque la donnée à envoyer est 1, aucun décalage dans le temps n'est pris en compte, donc l'impulsion originale est envoyée. A l'inverse lorsque la donnée à envoyer est égale à 0, un décalage est ajouté [Lamari 07]. L'expression d'un signal modulé en position est donnée par l'équation:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{+\infty} t - m(t - jT - \delta d_j) \qquad (2.\ 15)$$

d_j : représente le bit émis 0 ou 1, δ : le paramètre de décalage, T: la période de répétition et m(t): la forme d'onde utilisée.

Un exemple d'un signal PPM composé de six impulsions où chaque symbole est représenté par une seule impulsion est présenté dans la figure 2.6. Les principaux avantages de cette modulation sont les suivants:

- Grâce à la définition de différentes valeurs de décalage en temps, c'est une modulation à grand nombre d'états.
- La mise en œuvre de cette modulation à l'émission est relativement simple, étant donné qu'il suffit de contrôler exactement l'instant d'émission de l'impulsion.

Dans ce schéma de modulation, le décalage introduit dans le symbole était au début de l'ordre de la durée de l'impulsion. Par la suite, la modulation PPM grande échelle est apparue, dans laquelle ce décalage est devenu très supérieur à la durée de l'impulsion émise.

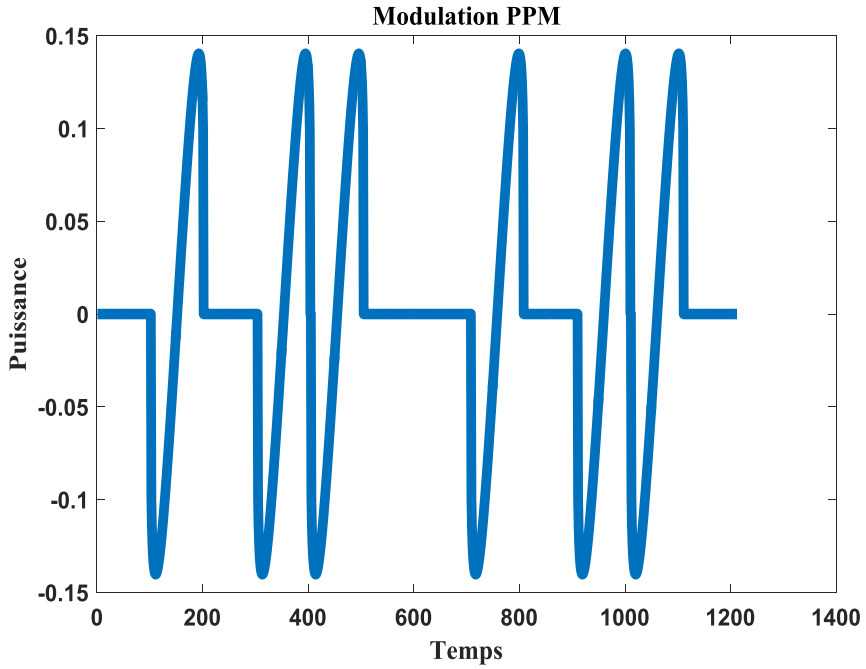


Figure 2. 6: Modulation PPM

2.7.2 La modulation BPSK

La modulation BPSK consiste à coder l'information par la polarité de l'impulsion [Proakis 01] [Güvenç 03]. L'expression du signal modulé en BPSK est de la forme suivante:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k m(t - kT_s) \qquad (2.16)$$

Avec: T_s: La période de répétition, m(t): La forme d'onde utilisée, $a_k \in \{-1,1\}$

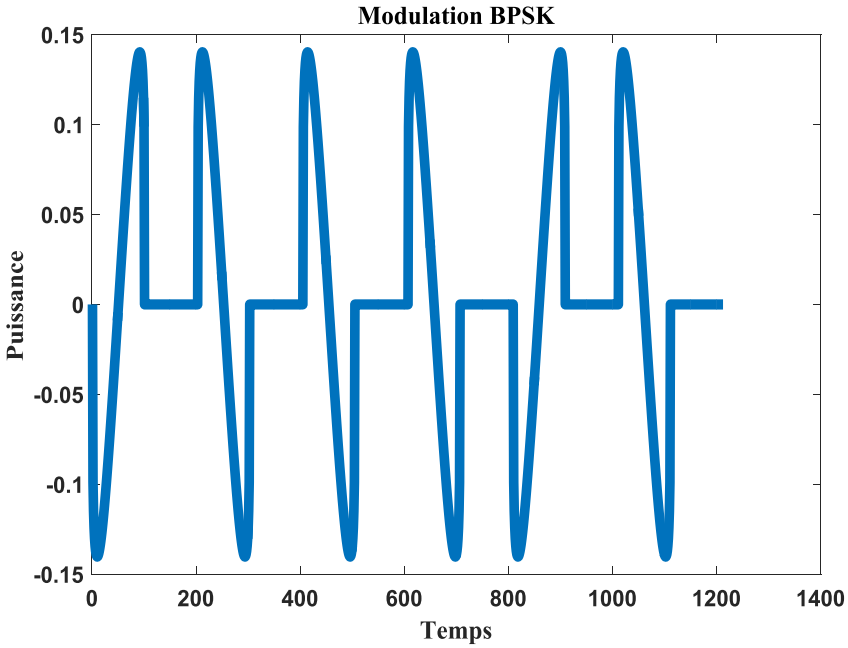


Figure 2. 7: **La modulation BPSK**

La modulation BPSK est présentée dans la figure 2.7. Dans ce cas, la polarité de l'impulsion est positive si d_j=1, et négative si d_j=0. Une grande immunité aux interférences avec les autres systèmes est assurée avec cette modulation. Néanmoins, elle est incapable de fournir un nombre d'états supérieurs à 2 et aussi son implémentation reste complexe puisque les deux polarités doivent être produites par le générateur.

2.7.3 La modulation d'amplitude

La modulation PAM présente une alternative à la modulation par position d'impulsion. L'amplitude des impulsions émises varie pour coder les différents symboles [Güvenç 03]. La forme du signal émis est exprimée par l'équation suivante:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{+\infty} d_j m(t - jT) \qquad (2.\ 17)$$

Avec: d_j : Un code binaire, T: La période de répétition et m(t): La forme d'onde utilisée

Un cas particulier de la modulation PAM est la modulation du tout ou rien (OOK : On Off Keying). Cette modulation présentée dans la figure 2.8, transmet pour un bit 1 une impulsion et pour un bit 0 aucun signal (0V).

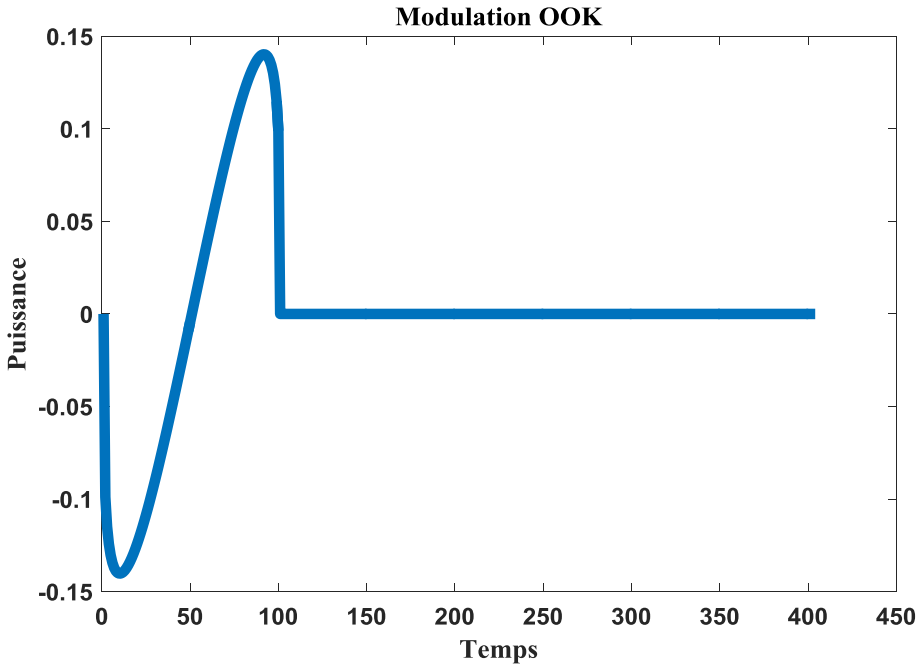


Figure 2. 8: La modulation OOK

2.8 Modulations proposées

Les modulations M-OAM que nous proposons s'inspirent des modulations classiques QAM et requièrent l'orthogonalité des formes d'onde exploitées. Le reste de ce chapitre décrit le système proposé qui offre une grande robustesse avec une faible complexité et une implémentation très simplifiée.

2.8. 1 La modulation PPM-Bipolaire

La modulation PPM-bipolaire proposée est fondée sur l'association de la modulation antipodale et la modulation de position. L'intention de cette modulation est d'augmenter le débit tout en conservant les mêmes performances en termes de taux d'erreur par bits.

Les données binaires sont codées par la construction des symboles, chaque symbole est caractérisé par 2 bits. Le signe de l'impulsion est déterminé par le premier bit envoyé alors que le deuxième bit précise sa position. L'équation du symbole est la suivante [El Abed 12]:

$$x_i(t) = (2S_{iSMB} - 1)m(t + (2S_{iLMB} - 1)T) \qquad (2.\ 18)$$

et $$m(t) = 2\alpha Kt\exp(-\alpha t^2) \quad (2.\ 19)$$

Avec: S_i: Le symbole envoyé, m(t): La forme d'onde utilisée, T: L'intervalle de temps LSB: Bit de poids le plus faible (Low Significant Bit), MSB : Bit de poids le plus fort (Most Significant Bit).

La figure 2.9 montre une série d'impulsions monocycles modulées en PPM-Bipolaire:

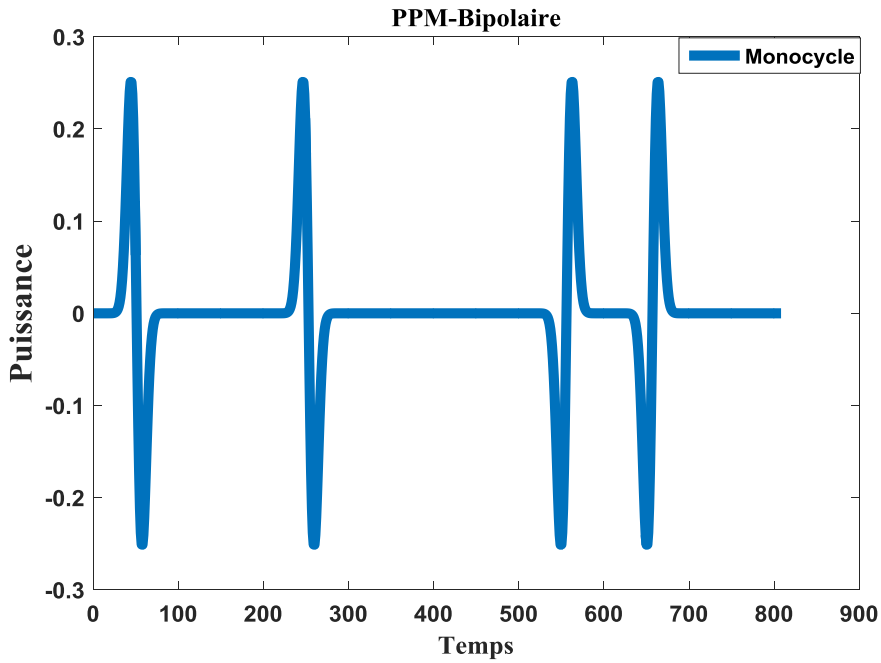


Figure 2. 9: La série des impulsions monocycle modulées en PPM-Bipolaire

2.8. 2 Les modulations M-OAM

Cette nouvelle modulation permet d'avoir un débit plus important que celui offert par les modulations classiques avec de bonnes performances en termes de taux d'erreur par bit. Le concept des modulations M-OAM se base sur le principe de la modulation QAM en remplaçant les porteuses par des formes d'ondes orthogonales. Par conséquent, le cosinus de la modulation QAM est remplacé par un ordre des polynômes de Gegenbauer et le sinus par un deuxième ordre. Un très haut débit est offert par cette modulation qui reste robuste par rapport aux effets du canal de propagation.

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 variables [Maatougui, El

hillali 15]. L'augmentation de n permet d'augmenter le nombre de bits transmis par symbole et par conséquent le débit offert. Selon la valeur de n, nous présenterons les trois cas de modulations les plus utilisés: 4-OAM, 16-OAM et 64-OAM ainsi que les cas particuliers: 8-OAM et 32-OAM.

2.8. 3 La modulation 4-OAM

La 4-OAM s'appuie sur les fonctions Gegenbauer. Il s'agit de l'envoie de 2 bits/symbole; le premier bit précise la position de l'impulsion et le deuxième bit indique la phase. Par rapport à un système ULB classique, le débit obtenu par cette modulation est doublé. Les quatre possibilités de symboles 4-OAM sont illustrées dans le tableau 2.3.

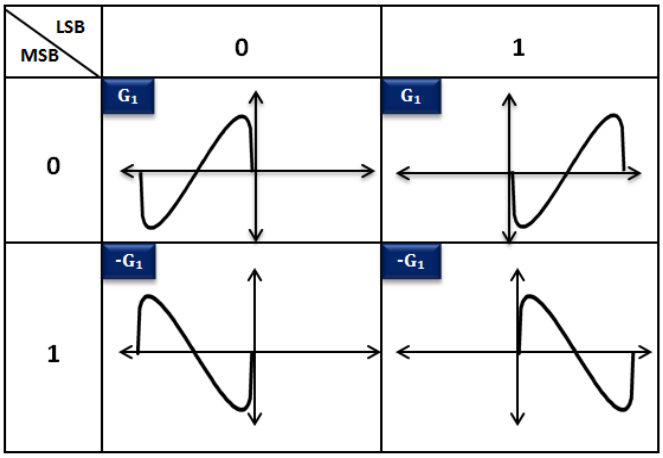


Tableau 2. 3: Les symboles de la modulation 4-OAM

Nous rappelons l'équation d'un symbole:

$$S_i = (2d_{iMSB} - 1) \times m(t + 2d_{iLSB}\delta) \qquad (2.\ 20)$$

Avec 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 et* d_{iLSB} *est le bit ayant le poids faible.*

Le signal émis s'exprime ainsi:

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N} \sqrt{E_s}(2d_{2k} - 1) \times m(t + 2d_{2k+1}\delta + kT) \qquad (2.\ 21)$$

Avec N le nombre de symboles envoyés, T la période d'un symbole et Es l'énergie d'un symbole.

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

$$r_{c_i}(t) = R(t) * m_i(t) + n(t) * m_i(t)$$
$$= \sum_{k=0}^{N} \sqrt{E_s}(2d_{2k} - 1) \times m(t) * m(t + 2d_{2k+1}\delta + kT) + n(t) * m(t) \qquad (2.\ 22)$$

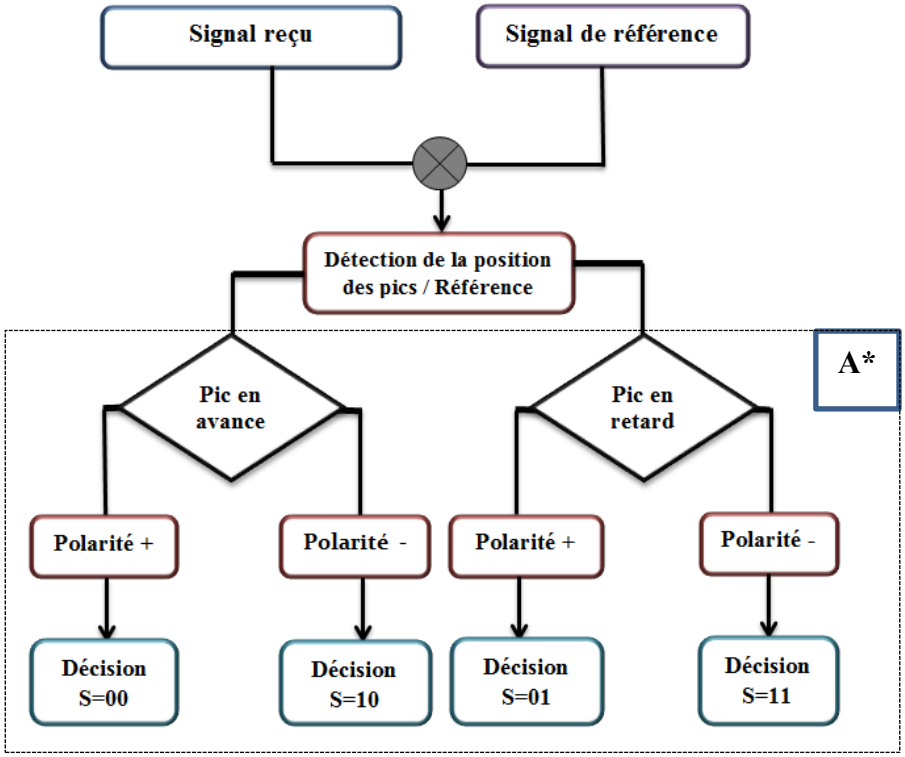


Figure 2. 10: L'algorithme de décodage des signaux modulés en 4-OAM

* Le bloc A s'utilise pour le décodage des signaux des autres modulations.

A travers cette modulation, le signal est quantifié sur plusieurs bits. Dans ce cas, les performances du corrélateur augmentent grâce à l'optimisation de la corrélation. Afin de retrouver les bits envoyés, nous utilisons une méthode de prise de décision par rapport à la position du pic et sa polarité. Les étapes de récupération des signaux modulés en 4-OAM sont synthétisées dans la figure 2.10 [Hamidoun, Elassali 15] [Maatougui 15].

2.8. 4 La modulation 16-OAM

La modulation à 16-OAM consiste à envoyer 4 bits/symbole. Par conséquent, pour obtenir un symbole, il suffit d'additionner la première forme d'onde G_1 codant les deux premiers bits en modulation 4-OAM avec la deuxième forme d'onde G_2 codant les deux bits

suivants en 4-OAM. Le tableau 2.4 présente les symboles obtenus par la modulation 16-OAM [Hamidoun 15].

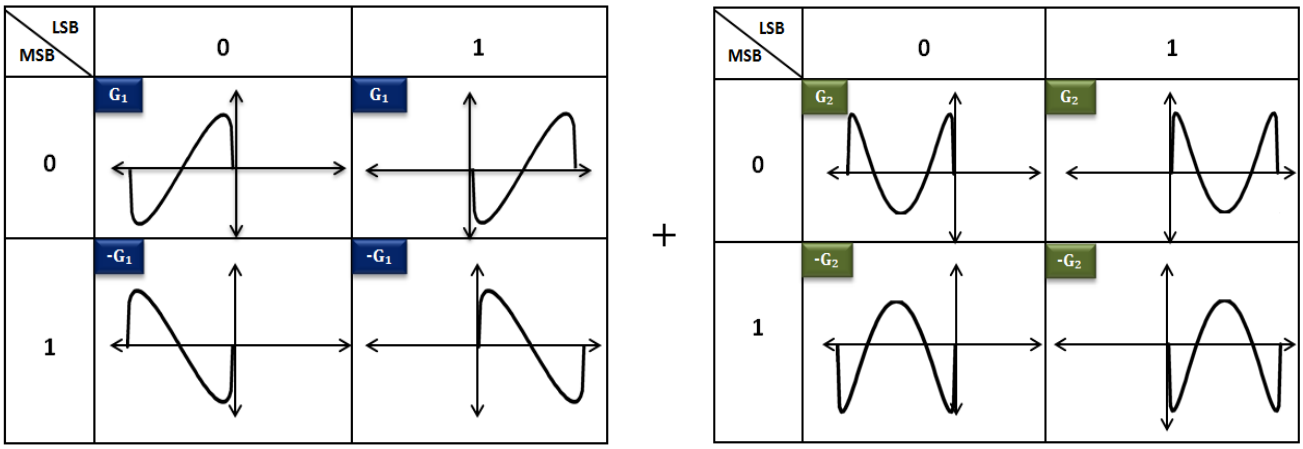


Tableau 2. 4: Les symboles de la modulation 16-OAM

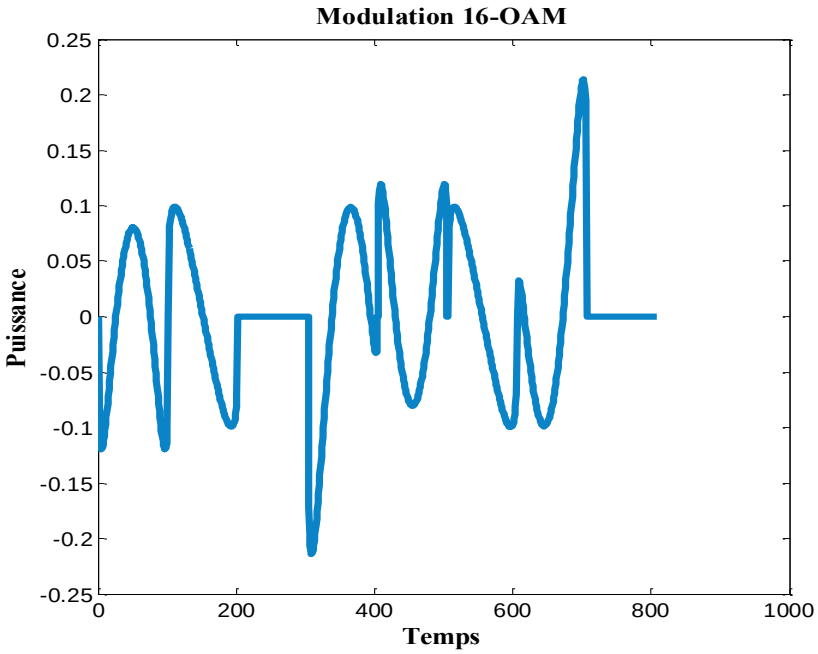


Figure 2. 11: Exemple de la modulation 16-OAM pour transmettre les données

Le débit transmis peut être augmenté davantage par cette modulation. En général, il est nécessaire de trouver un bon compromis entre le haut débit et la complexité du système. La figure 2.11 montre un exemple de la modulation 16-OAM de 4 bits.

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

$$R(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2.\ 23)$$

$n(t)$ *est le bruit,* $s(t)$ *est le signal envoyé et* $h(t)$ *est la réponse impulsionnelle du canal.*

Après la corrélation avec le signal de référence, le signal obtenu est donné par l'équation:

$$r(t) = R(t) * m_i(t) + n(t) * m_i(t) \quad (2.\ 24)$$

Avec $m_i(t)$ *est la forme d'onde utilisée (*G_1 *ou* G_2*).*

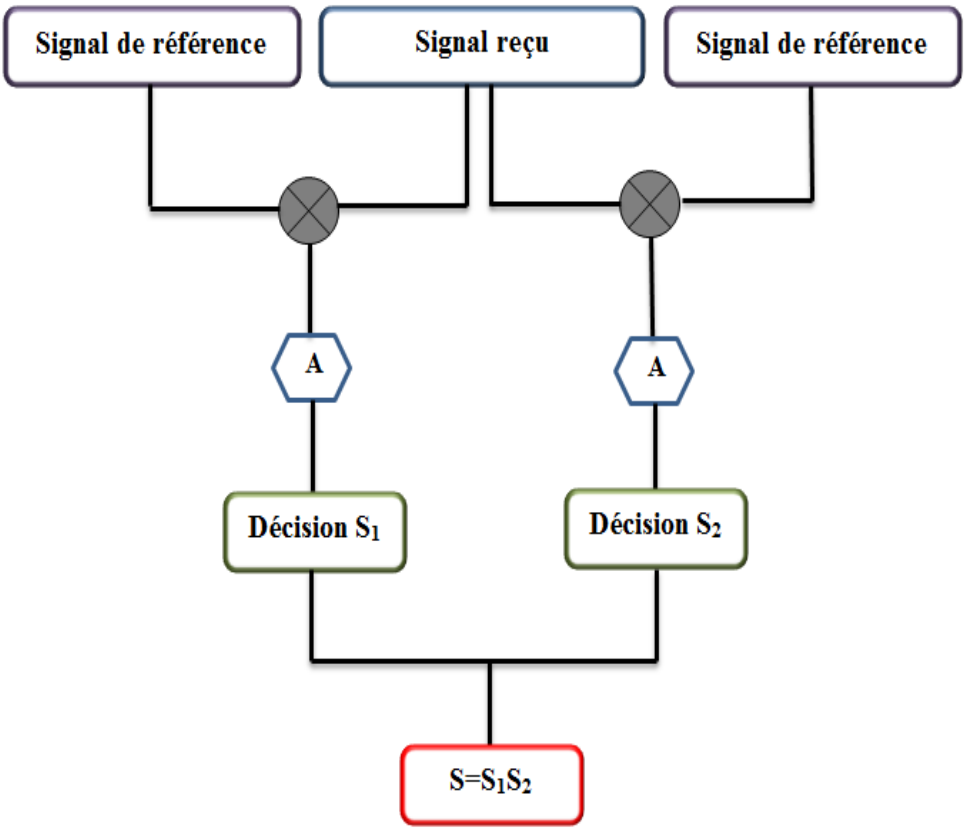


Figure 2. 12: L'algorithme de décodage des signaux modulés en 16-OAM

Les étapes de décodage des signaux modulés en 16-OAM sont présentées dans la figure 2.12. Ce décodage se base sur deux corrélations: la première entre le signal reçu et la forme d'onde G_1 pour avoir une décision sur les deux premiers bits S_1 et la deuxième entre le signal reçu et la forme d'onde G_2 pour avoir les deux seconds bits S_2. Ensuite, les deux symboles S_1 et S_2 sont combinés.

2.8. 5 La modulation 64-OAM

Dans ce cas, 6 bits/symbole sont envoyés. Autrement dit, le signal envoyé est composé de trois sous-symboles. Chaque sous-symbole est composé d'une combinaison de position et de phase, et est représenté par un ordre de polynômes de Gegenbauer différent du sous-symbole suivant. Trois ordres sont donc utilisés dans ce cas (G_1, G_2 et G_3) mais les autres ordres peuvent être également exploités. Le signal envoyé est la somme de ces derniers. Les symboles obtenus par la modulation 64-OAM sont illustrés dans le tableau 2.5 [Maatougui 15].

Les modulations 8-OAM et 32-OAM sont des cas particuliers de la modulation M-OAM avec M = 2n et n de valeur impaire (3 et 5).

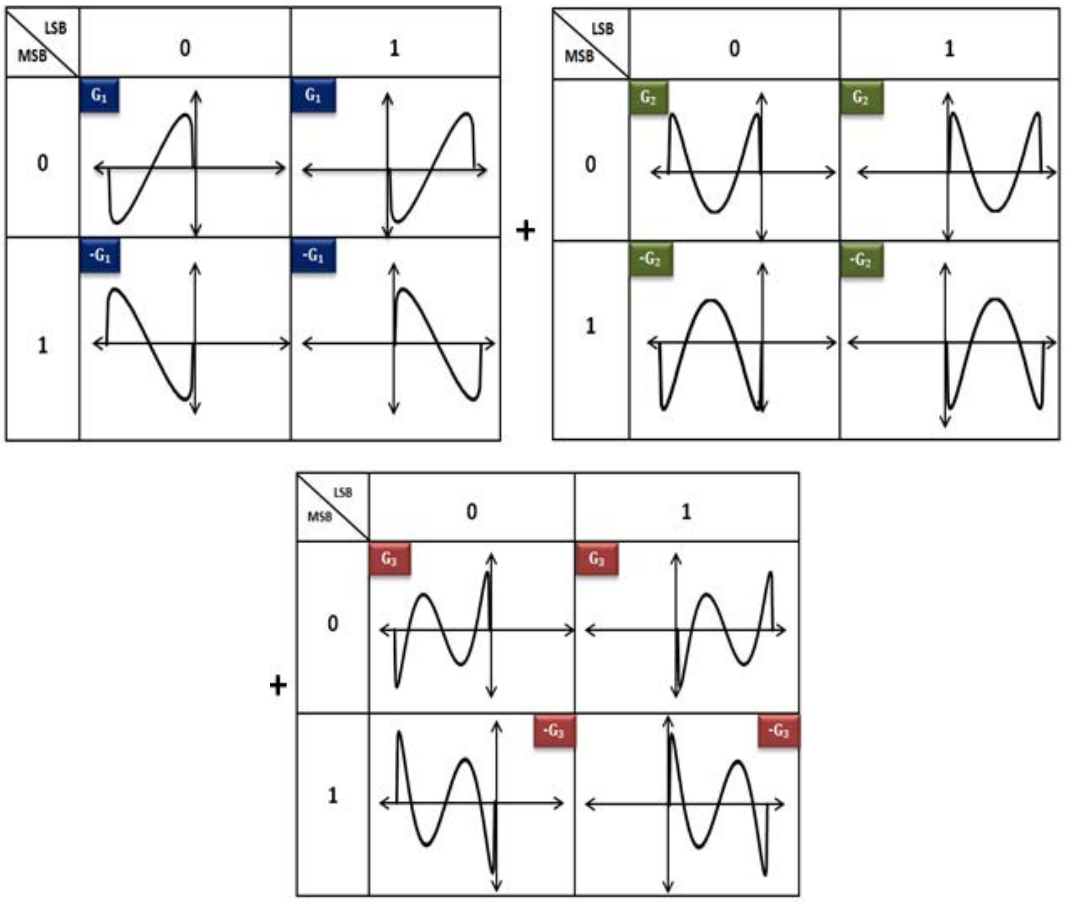


Tableau 2. 5: Les symboles de la modulation 64-OAM

Dans la modulation 8-OAM, 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. Dans ce cas, la décision est prise

suite à une succession des mêmes étapes que pour la modulation 4-OAM. Le symbole S1 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 [El Abed 12].

Le tableau 2.6 donne les combinaisons possibles de la modulation 8-OAM.

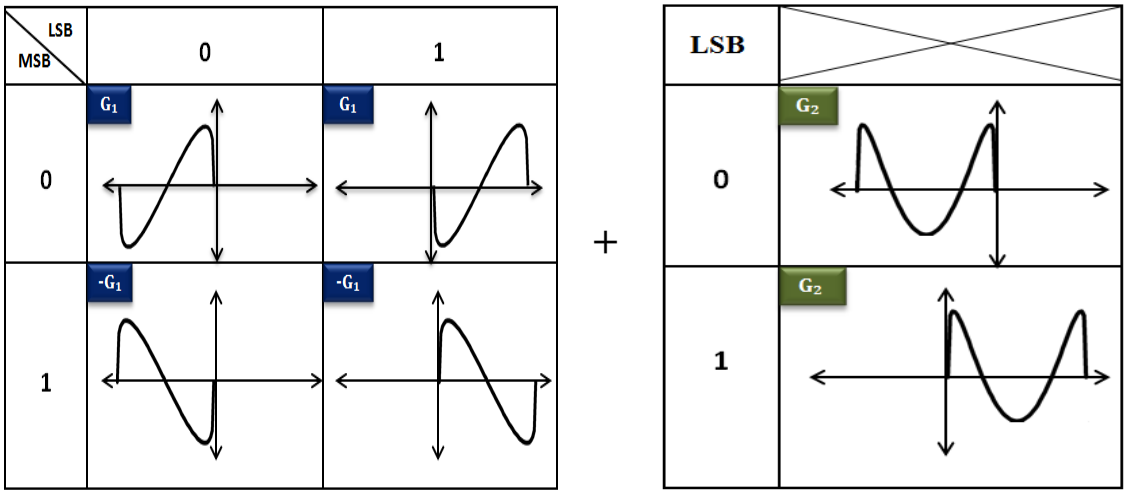


Tableau 2. 6: Les symboles de la modulation 8-OAM

2.6. 2 La modulation 32-OAM

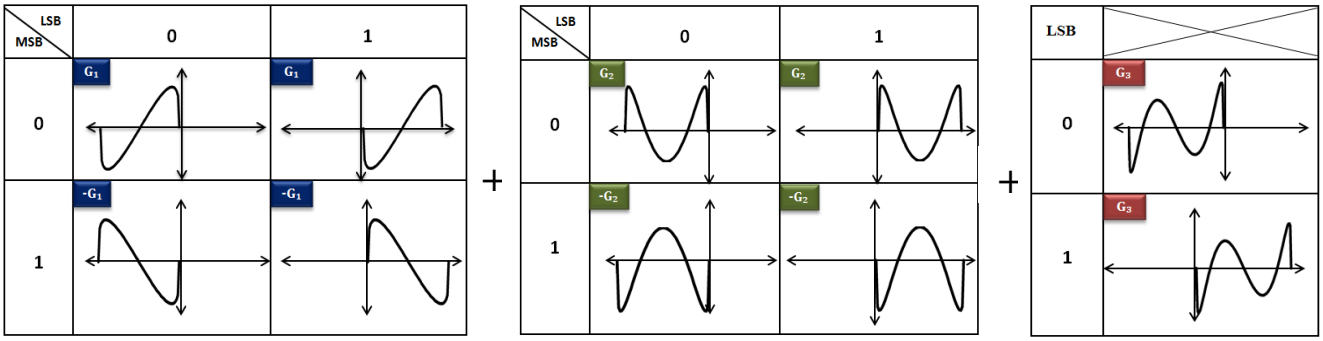


Tableau 2. 7: Les symboles de la modulation 32-OAM

La modulation 32-OAM envoie 5 bits/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. Ainsi, la modulation 32-OAM augmente le débit cinq fois par rapport à un système ULB conventionnel. Le tableau 2.7 illustre les combinaisons possibles de la modulation 32-OAM.

2.9 Les performances des modulations M-OAM dans un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise)

Dans cette section nous allons simuler la chaîne de transmission avec les modulations M-OAM pour M = {4, 16, 64} dans le cas d'un canal AWGN (figure 2.13), dans le but d'évaluer la performance et la robustesse des différents états de modulations OAM. Nous pouvons noter que le BER décroît de façon exponentielle lorsque le SNR augmente. Nous remarquons également que pour une faible valeur du paramètre M, la modulation est plus robuste par rapport au bruit.

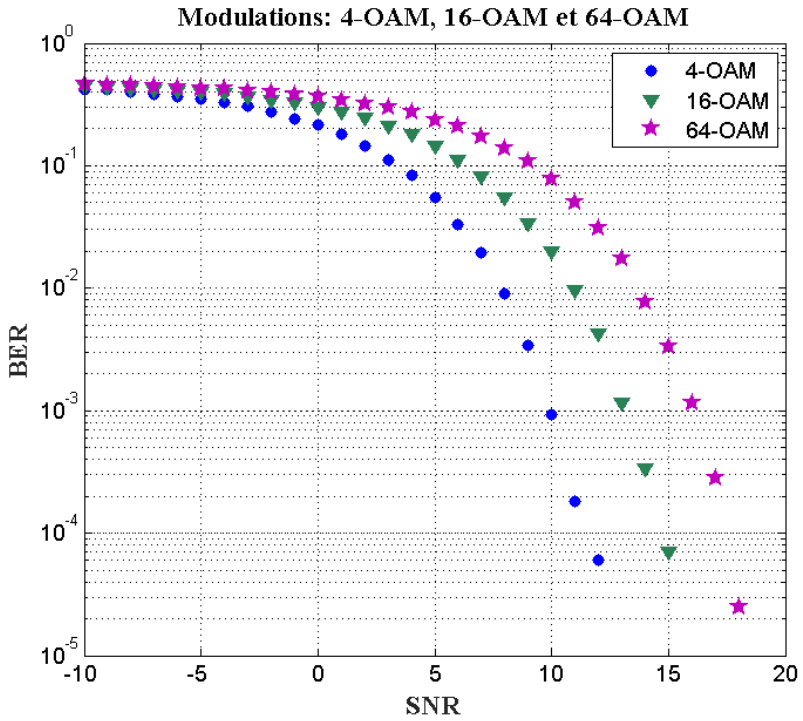


Figure 2. 13: Les modulations M-OAM dans le cas d'un canal AWGN

Par conséquent, une bonne communication peut être établie par la modulation 4-OAM avec un rapport signal sur bruit 10dB. Cependant, il faut indiquer que le débit de données offert par cette modulation reste approximativement limité. Pour répondre aux applications qui nécessitent le haut débit, les modulations 16-OAM et 64-OAM sont nécessaires si le SNR est suffisant. Ainsi, nous devons faire un compromis entre la qualité de la communication exigée et le débit de données souhaité.

2.10 Étude théorique de la probabilité d'erreur

2.10. 1 La distance euclidienne et la probabilité d'erreur

L'approche vectorielle est l'une des méthodes existantes de calcul de la probabilité d'erreur. Cette approche utilise la constellation des signaux comme outil. En effet, la probabilité d'erreur dépend de la distance euclidienne entre ces signaux. Cette distance représente l'écart entre deux points vectoriels. Pour deux points vectoriels $u=(u_1,u_2)$ et $v=(v_1,v_2)$, l'expression de la distance euclidienne est définie par [Proakis 01]:

$$d=\sqrt{(u_1-v_1)^2+(u_2-v_2)^2} \tag{2. 25}$$

Considérons deux vecteurs de signaux s_1 et s_2, séparés par la distance euclidienne:

$$d_{12}^2=\|s_1-s_2\|^2 \tag{2. 26}$$

Le vecteur de signal reçu est $r=S_i+n$. *Où* n *représente le bruit*. Le maximum de vraisemblance, ou la distance minimale décidée par le récepteur cohérent en faveur des points de signaux s_1 ou s_2, est la distance euclidienne la plus proche entre les points des signaux s_1 et s_2 d'un côté et le point de signal reçu r de l'autre. La probabilité d'erreur entre s_1 et s_2 est:

$$P_e(s_1,s_2)=Q\left(\sqrt{\frac{d_{12}^2}{2N_0}}\right) \tag{2. 27}$$

$$avec \quad Q(x)=\frac{1}{2}*erfc(x/\sqrt{2})$$

Où d_{12}^2 *est le carré de la distance euclidienne entre* s_1 *et* r, N_0 *est la puissance moyenne du bruit*.

Supposons maintenant que nous avons une collection de vecteurs de M signaux, s_1, s_2, …, s_M. Le récepteur observe le vecteur reçu r et décide en faveur du vecteur de signal qui est le plus proche en distance euclidienne (ou carré distance euclidienne) à r. Cette décision nous donne ce qu'on appelle le maximum de vraisemblance:

$$\hat{s} = \text{argmin}_{si} \left\| r - s_i \right\|^2 \quad (2.28)$$

Le vecteur de signal reçu se trouve dans la $N^{ème}$ dimension d'espace euclidien R_N. Supposons qu'on forme M partition de R_N de la façon suivante:

$$R_i = r : \left\| r - s_i \right\| = \min_j \left\| r - s_j \right\| \quad (2.29)$$

Le R_i, i=1,…, M sont appelés régions de Voronoï. La décision du maximum de vraisemblance peut être mise sous la forme:

$$\hat{s} = s_i, \ r \in R_i \quad (2.30)$$

Dans l'hypothèse d'équiprobables symboles transmis, la probabilité d'erreur par symbole peut être écrite comme:

$$P_M = 1 - P_C = 1 - \frac{1}{M} \sum_{j=1}^{M} P_{C/s_j} \quad (2.31)$$

Où P_{C/s_j} est la probabilité de décision correcte lorsqu'un s_j est envoyé.

2.10. 2 La formule générale de la probabilité d'erreur par Symbole

La probabilité d'erreur par symbole pour le système binaire (en M = 2) dans un canal AWGN possède la formule générale [Proakis 01]:

$$\begin{aligned} P_e &= \sum_{k=1}^{M} p_k P_{ek} \\ P_{ek} &= P\left[r \notin R_K / s_k \right] \\ P_{ek} &= \frac{1}{2} * erfc(\sqrt{d_k^2 / 4N_0}) \\ P_s &= \sum_{M} \frac{KN}{M} \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{4N_0}}) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Où $d_{\min}$ est la distance euclidienne minimale entre les points de constellation, K est le nombre de points distincts ayant N voisins dont la distance est minimale $d_{\min}$, et N_0 est la puissance moyenne du bruit ou la variance du bruit et erfc(x) la fonction d'erreur complémentaire de x. On a:

$$erfc(x) = 1 - erf(x) \tag{2. 33}$$

Ainsi, l'équation (2.32) peut être exprimée en fonction de:

$$P_s = \sum_M (\frac{KN}{M}) Q(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{2N_0}}) \tag{2. 34}$$

2.10. 3 Le choix de la base orthogonale

Nous constatons que les deux fonctions utilisées au sein d'un slot en PPM sont $w(t)$ et $w(t-\delta)$. Ces deux fonctions qui ne sont pas forcément orthogonales, ouvrent un espace à deux dimensions dans l'espace des fonctions. Nous proposons de les utiliser pour former la base orthogonale composée par les deux signaux f_1 et f_2.

$$f_1(t) = \frac{1}{2}(w(t) - w(t-\delta)) \quad \text{Et} \quad f_2(t) = \frac{1}{2}(w(t) + w(t-\delta)) \tag{2. 35}$$

Le décalage δ caractérise la base et peut prendre à priori toutes les valeurs possibles à l'exception de 0. Le décalage δ est égal à la longueur de l'impulsion. Quel que soit le signal w(t), les fonctions f_1 et f_2 restent orthogonales [Proakis 01]. En effet:

$$\int f_1(t) f_2(t) dt = 0 \tag{2. 36}$$

Nous remarquons que f_1 et f_2 ne sont pas forcement orthonormaux:

$$\|f_1\|^2 = 1/2(\|w\|^2 - \gamma(\delta)) \text{ Et } \|f_2\|^2 = 1/2(\|w\|^2 + \gamma(\delta)) \tag{2. 37}$$

Avec, $\gamma(\delta) = \int w(t).w(t+\delta)dt$ *l'autocorrélation de* w. Les signaux f_1 et f_2 sont orthonormaux si et seulement si $\gamma(\delta) = 0$. Nous pouvons désormais représenter les symboles utilisés à l'aide de la base orthogonale (f_1, f_2).

2.10. 4 La modulation PPM

Pour l'impulsion $w(t)$, nous pouvons prendre par exemple la dérivée seconde de la gaussienne. Les deux symboles utilisés sont $s_1(t) = w(t)$ et $s_2(t) = w(t-\delta)$, qu'on peut écrire de la façon suivante:

$$s_1(t) = f_1(t) + f_2(t) \text{ Et } s_2(t) = f_2(t) - f_1(t) \quad (2.38)$$

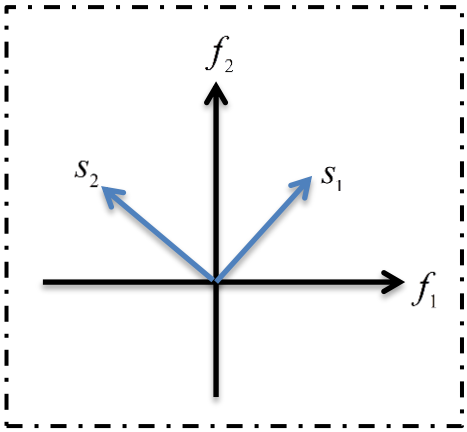


Figure 2. 14: La constellation de la modulation PPM

Les deux symboles s_1 et s_2 sont orthogonaux, comme illustré sur la constellation de la figure 2.14: $\int s_1(t)s_2(t)dt = 0$. Il s'agit alors de la modulation PPM orthogonale. La distance minimale entre s_1 et s_2 est donnée par: $d_{\min} = \sqrt{2} * \|s_1\|$. La probabilité d'erreur est donc comme suit:

$$P_e = Q(\sqrt{E_m / N_0}) \text{ Ou } P_e = \frac{1}{2} * erfc(\sqrt{(\gamma_d / 2)}) \quad (2.39)$$

Comme nous pouvons le remarquer sur la figure 2.14, il n'y a pas d'information pertinente portée sur la dimension f_2. La même énergie est envoyée sur la dimension f_2 pour les deux symboles. Seule la partie du signal envoyée sur la dimension f_1 est utile [Sklar 02]. Nous pouvons donc noter la non optimalité de la modulation PPM de cette manière: la PPM n'est pas optimale car l'énergie est envoyée inutilement sur la dimension f_2. Si nous envoyons uniquement la partie du signal portée par la dimension f_1, la probabilité d'erreur serait la même alors que la dépense d'énergie serait réduite. Cela correspondrait à envoyer f_1, ou $-f_1$. Ce qui est une forme de modulation bipolaire, présentée dans la section suivante.

2.10. 5 La modulation Bipolaire

Les deux symboles utilisés classiquement en modulation bipolaire sont $s_1(t) = w(t)$ et $s_2(t) = -w(t)$ (figure 2.15) ce qui peut s'écrire:

$$s_1(t) = f_1(t) + f_2(t),\ s_2(t) = -f_1(t) - f_2(t) \qquad (2.\ 40)$$

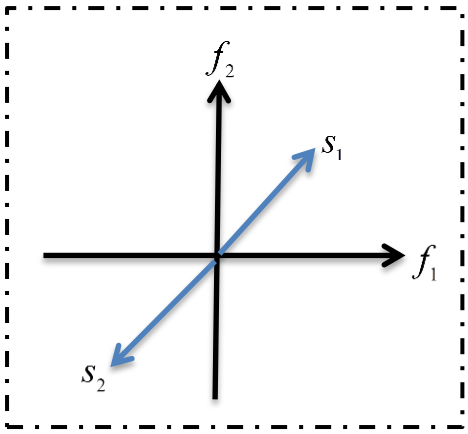


Figure 2. 15: La constellation de la modulation Bipolaire

La distance minimale entre s_1 et s_2 est: $d_\min = 2 * \|s1\|$. Par la suite, la probabilité d'erreur s'écrit sous la forme:

$$P_e(t) = Q(\sqrt{((2 * E_m) / N_0)}) \text{ ou } P_e = \tfrac{1}{2} * erfc(\sqrt{\gamma_d}) \qquad (2.\ 41)$$

En observant les deux constellations de PPM et Bipolaire, nous pouvons constater qu'il est possible de passer continument de la modulation PPM à la modulation bipolaire. Soient s_1 et s_2 les symboles classiques de la PPM, lorsque $\gamma(\delta) / \gamma(0)$ tend vers -1 la modulation PPM tend vers la bipolaire [Sklar02].

2.10. 6 La modulation PPM-Bipolaire ou 4-OAM

Soient p_1 et p_2 les deux symboles utilisés pour la modulation PPM tels que:

$$p_1(t) = m(t) \text{ et } p_2(t) = m(t - \delta) \qquad (2.\ 42)$$

$m(t)$ *est la forme d'onde et* δ *le décalage caractérisant la modulation PPM avec* δ *est égale à la longueur de l'impulsion*. Les deux symboles sont donc orthogonaux: $\int p_1(t) p_2(t) dt = 0.$

Sachant que la modulation 4-OAM est la combinaison d'une modulation PPM (symboles orthogonaux) et une modulation antipodale (symboles antipodaux), nous parlons alors d'une modulation bi-orthogonale. La distance minimale entre les symboles est: $d_{\min} = \sqrt{2} * \|s_1\|$ (figure 2.16).

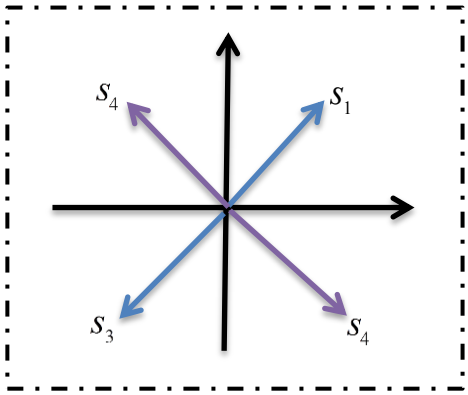


Figure 2. 16: La constellation de la modulation 4-OAM

$$P_{ePPM-bipolaire} = \frac{1}{2} * erfc(\sqrt{(E_m / (2 \times N_0))}) \quad (2.43)$$

Avec E_m : *l'énergie moyenne et* N_0 : *la densité spectrale de puissance mono-latérale du bruit.*

2.10. 7 La modulation 16-OAM et 64-OAM

Le signal envoyé par un système M-OAM est:

$$e(t) = \sum_{k=0}^{N} \sqrt{\frac{E_s}{N_p}} \sum_{p=0}^{N_{p-1}} (2b_{2Np_k+2p} - 1) * m(t + 2b_{2Np_k+2p+1}\delta + KT) \quad (2.44)$$

Pour les signaux modulés en 16-OAM, nous avons deux corrélations, chacune donne des informations sur deux bits et la décision de chaque corrélation est indépendante du résultat obtenu pour l'autre. Ainsi, les deux corrélations sont indépendantes. Aussi, nous avons des symboles équiprobables. En conséquence, la probabilité d'erreur est donnée par:

$$P_{e(16-OAM)} = \frac{1}{2} * erfc(\sqrt{\frac{E_m}{4 \times N_0}}) \quad (2.45)$$

Ainsi la modulation 64-OAM est la concaténation de trois modulations 4-OAM. En prenant en compte la probabilité d'apparition de chaque symbole, qui est de 1/16 et l'énergie symbole qui est six fois l'énergie d'un bit, la probabilité d'erreur peut être écrite sous la forme suivante:

$$P_{e(64-OAM)} = \frac{1}{2} * erfc(\sqrt{\frac{E_m}{6 \times N_0}}) \quad (2.46)$$

La figure 2.17 compare le taux d'erreur binaire (BER) des modulations M-aire OAM. On note qu'en augmentant le nombre de symbole M, les performances BER de M-aire OAM se dégradent en raison de la distance euclidienne qui diminue entre les symboles.

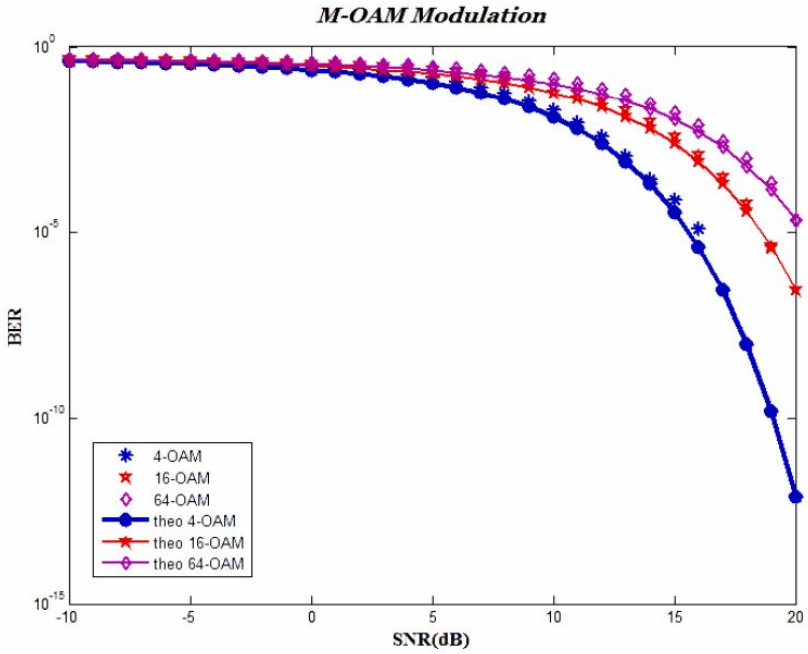


Figure 2. 17: Les modulations M-OAM: comparaison entre les résultats théoriques et la simulation

2.11 L'évaluation des performances du système M-OAM sous l'effet des canaux IEEE

La modélisation d'un canal de propagation est une étape importante pour l'évaluation des performances de tout système de communication numérique, d'autant plus que pour la conception des systèmes, comme c'est le cas de notre approche. Dans le cadre de la technologie ULB, le canal se caractérise par un grand nombre de trajets, un temps de résolution très bref et des atténuations distinctes dues aux effets de la propagation [Akbar 13]. En effet, le comportement du canal de propagation influence les choix de modulation, des techniques d'émission et les stratégies de réception du signal ULB. C'est dans ce contexte que nous étudions l'effet des canaux IEEE sur le système de communication proposé. Ces canaux représentent des caractéristiques adaptatives à l'environnement réel des communications véhiculaires.

2.11. 1 Le modèle IEEE 802.15.3a

Un modèle de canal a été mis en place par le groupe de travail IEEE 802.15.3a dans le but d'étudier les différents systèmes convenables aux standards hauts débits et courte portée indoor [Molisch 03]. Le modèle IEEE 802.15.3a est dérivé du modèle de canal de Saleh et Valenzuela, c'est un modèle réel et la décroissance des amplitudes suit une loi de type log-normale à la place d'une décroissance exponentielle.

Des éléments sont fournis pour caractériser les taux d'arrivée des clusters Λ et des rayons λ, ainsi que les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-clusters (Γ et γ). Ce modèle présente une référence pour les études de systèmes ULB. Il s'applique dans les environnements intérieurs à courte portée (de 0 à 10m). Cependant, une approche théorique modélise les pertes par propagation, en utilisant un coefficient $N_d = 2$ pour la situation LOS (Line-Of-Sight), ce qui équivaut à une propagation en espace libre.

- Λ et λ : les paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des clusters et des trajets.
- Γ et γ : les paramètres de la décroissance exponentielle de la moyenne des puissances des clusters et des trajets.
- σ_1 et σ_2 : les paramètres du fading log-normal pour les clusters et les trajets.
- σx : le paramètre du shadowing log-normal s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

  Quatre ensembles de valeurs pour ces paramètres sont fournis et reflètent chacun une configuration donnée :

  - CM1 : correspond à une distance de 0 à 4 m avec une visibilité directe (LOS).
  - CM2 : correspond à une distance de 0 à 4 m en absence du trajet direct (NLOS).
  - CM3 : correspond à une distance de 4 à 10 m en absence du trajet direct (NLOS).
  - CM4 : correspond à une importante dispersion des retards τ_{RMS} = 25ns, illustrant une configuration NLOS sévère avec un nombre et une densité des trajets très importants.

Les quatre ensembles des paramètres du modèle IEEE.802.15.3a sont donnés au tableau 2.8.

	CM1	***CM2***	***CM3***	***CM4***
Λ	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ	2.5	0.5	2.1	2.1

Γ	7.1	5.5	14	24
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_1	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941

Tableau 2. 8: Les valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a

Pour déterminer les valeurs des paramètres du modèle IEEE 803.15.3a selon les caractéristiques des quatre canaux CM1, CM2, CM3 et CM4, plusieurs mesures ont été réalisées [Molisch 03]. La figure 2.18 illustre la présentation temporelle des différentes réponses impulsionnelles des canaux IEEE 802.15.3a. Chaque canal est composé de 20 réponses impulsionnelles générées aléatoirement.

Nous constatons que pour le canal CM1, les retards ont relativement des valeurs faibles qui n'atteignent pas les 300ns vu qu'on est dans un environnement LOS. Les trois derniers modèles concernent un environnement NLOS, et on remarque bien ici que les retards augmentent proportionnellement à la distance et peuvent atteindre les 1000ns.

2.11. 2 Le modèle IEEE 802.15.4a

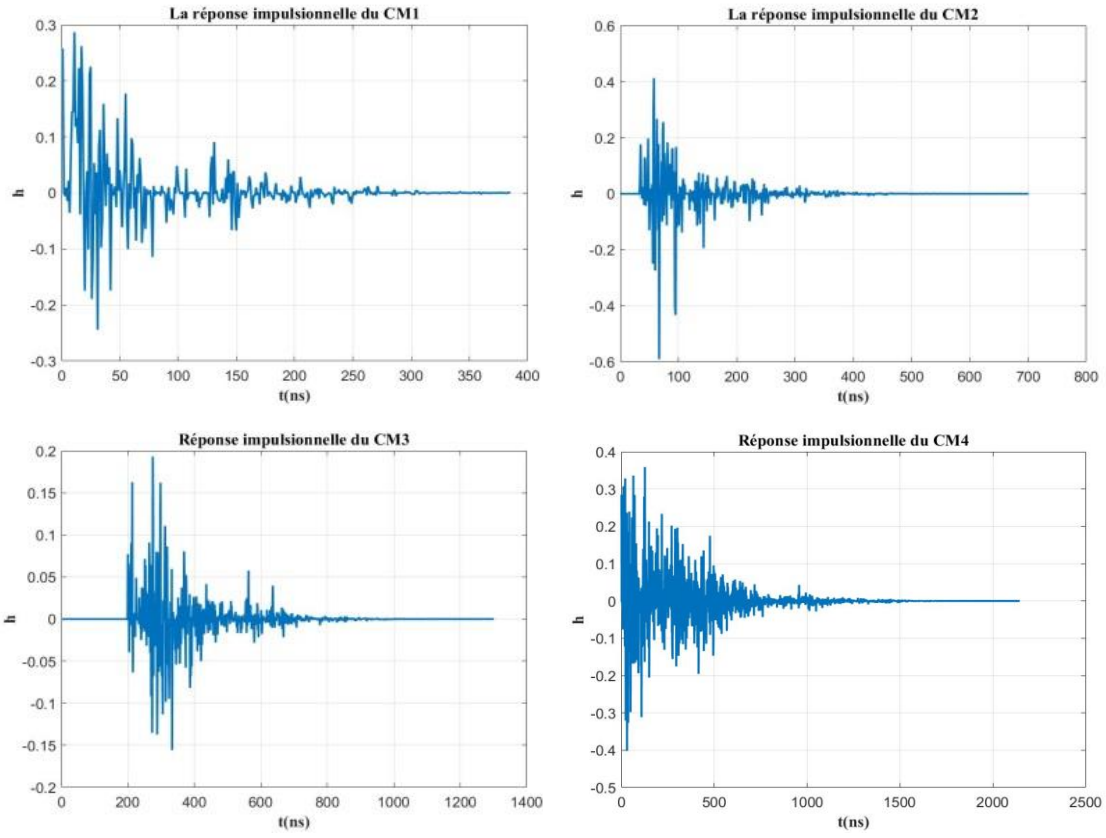


Figure 2. 18: Les réponses impulsionnelles des canaux IEEE.802.15.3a

L'objectif principal du groupe de travail TG.IEEE 802.15.4a a été d'étendre la portée des canaux 802.5.3a, ce qui revient à étendre la portée des canaux 802.5.3a et modéliser des temps d'étalement plus importants [Hamidoun 16]. Pour ce modèle, nous pouvons considérer deux bandes de fréquences ULB: 0,1 à 1 GHz et 2 à 10 GHz. Le modèle statistique 4a récupère la forme générale de celle du modèle IEEE 802.15.3a. Cependant, quelques différences sur la forme de sa réponse impulsionnelle sont notées:

- La phase $\theta_{k,l}$ de chaque rayon ne prend plus uniquement les valeurs 0 ou π, mais est distribuée uniformément entre 0 et 2π.
- Le nombre de composants multi-trajets est modélisé comme une variable aléatoire.
- L'arrivée des rayons suit une loi mixte composée de deux processus de Poisson. Le modèle propose donc deux taux d'arrivée des rayons λ_1 et λ_2, ainsi qu'un paramètre de mixité.
- Enfin, la décroissance exponentielle de chaque cluster augmente avec le retard. On a donc une dépendance du coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster du type: $\gamma_1 = \kappa_\gamma T_l + \gamma_0$. Où T_l est l'instant d'arrivée du l'$^{\text{ième}}$ cluster, et κ_γ décrit l'augmentation de $l^{ième}$ avec le retard.

Le modèle 4a prend en compte une modélisation réaliste des pertes par propagation, à la fois en distance et en fréquence. Le grand nombre de paramètres du modèle proposé lui permet de couvrir un vaste ensemble de types d'environnement, comme le montre le tableau 2.9.

	Résidentiel	*Office*	*Outdoor*	*Open Outdoor*	*Industriel*
LOS	CM1	CM3	CM5	X	CM8
NLOS	CM2	CM4	CM6	CM7	CM9

Tableau 2. 9: Les types d'environnement des canaux de la norme 802.15.4a

Le tableau 2.10 définit les groupes de bande de fréquence proposés par ce modèle et répartis en 16 canaux. Le premier canal est centré à 500 MHz et les 15 autres sont compris entre 3.1 GHz et 10.6 GHz [Hamidoun 16]. Malgré sa complexité, ce modèle présente l'avantage d'être très complet. Plusieurs jeux de paramètres sont fournis, basés sur des mesures expérimentales, et qui permettent à ce modèle de couvrir un vaste ensemble de types d'environnement.

Canal	*Fréquence centrale (MHz)*	*Largeur de bande (MHz)*
1	499.2	499.2
2	3494.4	499.2
3	3993.6	499.2
4	4492.8	499.2
5	3993.6	1331.2
6	6489.6	499.2
7	6988.8	499.2
8	6489.6	1081.6
9	7488.0	499.2
10	7987.2	499.2
11	8486.4	499.2
12	7987.2	1331.2
13	8985.6	499.2
14	9484.8	499.2
15	9984.0	499.2
16	9484.8	1355

Tableau 2. 10: Les canaux de la norme 802.15.4a et les paramètres associés

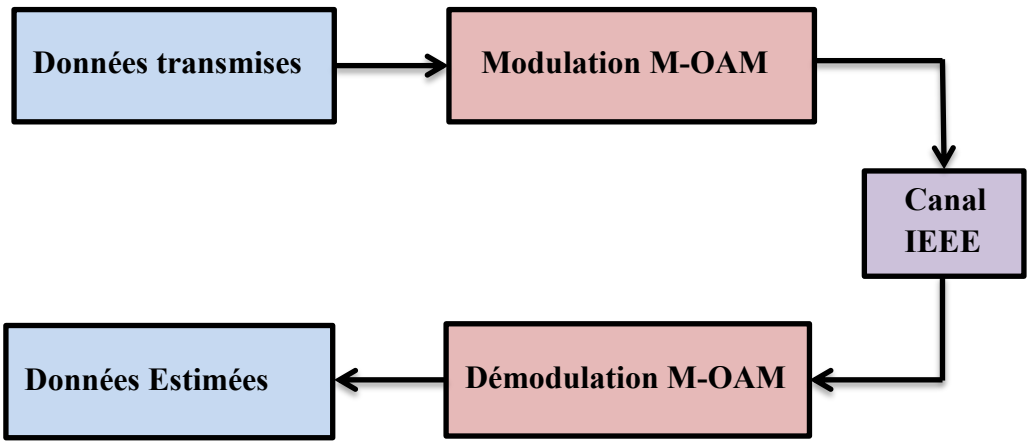


Figure 2. 19: La chaine de transmission M-OAM avec les canaux IEEE

L'implémentation des canaux IEEE dans notre système M-OAM va être présentée dans cette section. Chacun des éléments de la chaine de transmission illustrée dans figure 2.19 a été mis en œuvre. La modulation utilisée par l'émetteur est la 4-OAM avec les formes

d'onde de Gegenbauer. Le canal IEEE est représenté par les deux modèles 802.15.3a et 802.15.4a.

2.11. 3 L'effet des canaux IEEE 802.15.3a

Dans l'intention d'évaluer les performances du système proposé, nous avons calculé le BER (Bite Error Rate) en fonction du SNR (Signal Noise Rate) pour les canaux 3a ainsi que le canal AWGN afin de comparer leurs résultats.

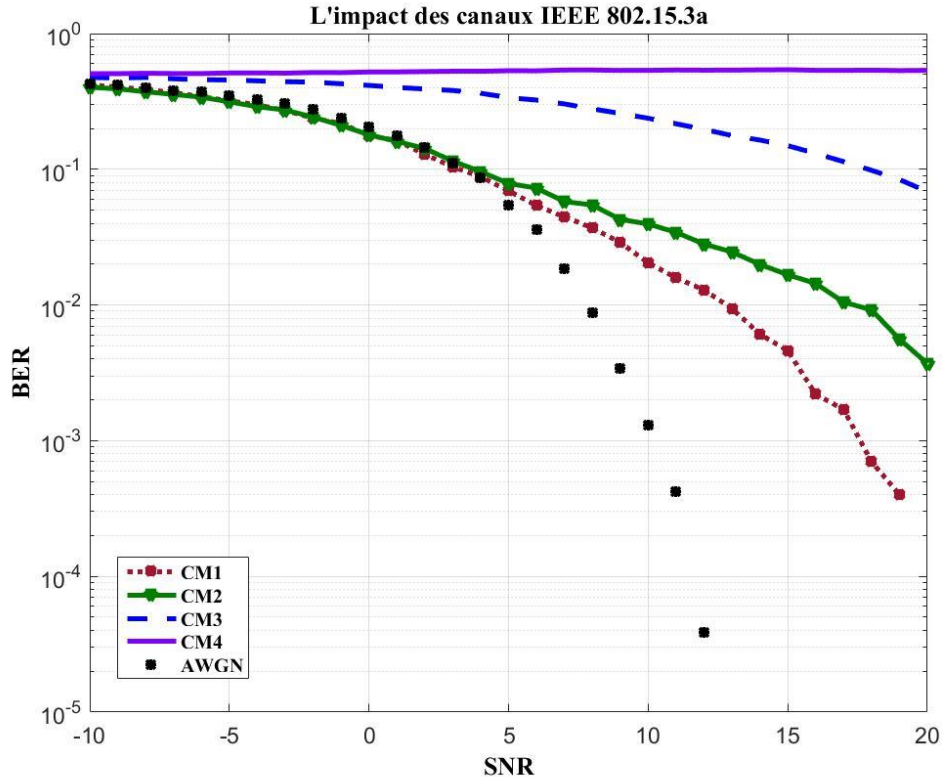


Figure 2. 20: Les performances du système M-OAM dans des canaux IEEE 802.15.3a

Pour nos simulations, nous avons choisi la forme d'onde G1 de largeur 2 ns, la modulation 4-OAM et un nombre de données de 3000 bits. Le bilan de cette simulation est illustré dans la figure 2.20. Nous percevons que la pente diffère d'un CM à un autre selon les paramètres qui caractérisent ces canaux, à savoir LOS/NLOS, la distance émetteur/récepteur qui est proportionnelle au BER, ainsi que le SNR. Avant l'introduction des canaux, la valeur du BER prenait des valeurs inférieures ou égales à 10^{-3} pour un SNR supérieur à 10dB. Alors qu'avec les canaux introduits, on note une dégradation du signal qui peut augmenter la valeur du BER jusqu'a 0.2 si on se positionne dans un environnement défavorable

2.11. 4 L'effet des canaux IEEE 802.15.4a

L'effet des canaux IEEE 802.15.4a sur le système M-OAM est évalué en termes de taux d'erreur binaire (BER) et également comparé avec le cas idéal (AWGN). La simulation de la chaine de transmission a été effectuée en utilisant la modulation 4-OAM avec la forme d'onde G_1. La durée de chaque symbole est de 2 ns. Le taux d'erreur binaire est calculé pour 300 réalisations avec 2000bits/canal. Les performances pour les canaux CM1 à CM4 sont représentées dans la figure 2.21.

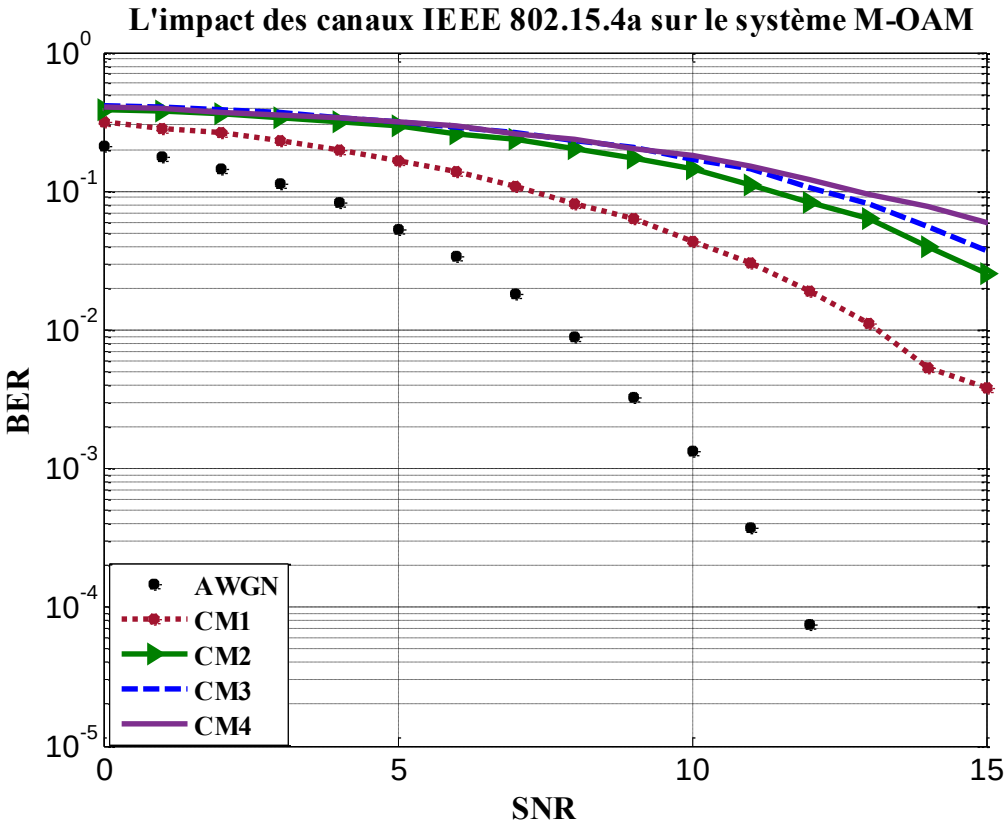


Figure 2. 21: Les performances du système M-OAM dans le cas des canaux IEEE 802.15.4a

Dans le cas du canal AWGN, le BER prend des valeurs inférieures à 10^{-3} pour un SNR supérieur à 10dB. Cependant, en présence des canaux IEEE 802.15.4a, nous remarquons une dégradation des performances, comme illustré dans la figure 2.21. En effet pour atteindre la même valeur du BER (10^{-1}), la valeur de SNR requise est de 7dB pour CM1 et 11dB pour

CM2. Cette dégradation est justifiée par la présence des trajets multiples, donnant lieu au phénomène d'interférences inter-symboles (ISI: Inter-Symboles Interférences).

L'allure de chaque courbe diffère d'un canal à un autre, en considérant les paramètres déterminant chacun d'eux, comme la présence ou pas d'une visibilité directe, le nombre de composantes des trajets multiples, le type d'environnement, ..., etc. En passant du CM1 à CM4, ces paramètres entrainent des conditions sévères et par conséquent les performances de notre système se dégradent. Le canal CM1 présente les meilleures performances alors que pour les autres canaux, nous avons plus de dégradations.
Nous pouvons conclure que parmi tous les modèles des canaux IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a, le choix du modèle le plus approprié pour les communications véhiculaires envisagées dépend de l'environnent de la communication (Tunnel ou Outdoor) ainsi que les paramètres qui le caractérise (multi-trajets, mobilité, NLOS, …, etc.).

2.12 Les performances du système M-OAM dans le cas de l'égalisation

Le principe de l'égalisation consiste à ajouter un filtre permettant de réduire les effets du canal. Dans la littérature, il existe deux types d'égaliseurs; les égaliseurs fixes qui sont valables pour les canaux invariants dans le temps et les égaliseurs adaptatifs, valables pour les canaux variants dans le temps. Pour choisir l'égaliseur le mieux adapté pour le système proposé, nous présenterons le résultat de la comparaison entre les deux types.

2.12. 1 L'égaliseur Zéro Forcing

C'est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est à priori le but recherché idéalement par l'égalisation. Par conséquent, les interférences inter-symboles (ISI) sont exactement compensées et on dit que les interférences ISI sont forcées à Zéro. Nous avons ainsi: $E(f) = \frac{1}{H_c(f)}$. *Avec* $e(t)$ *la réponse impulsionnelle de l'égaliseur et* $E(f)$ *sa fonction de transfert*. Dans ce type, nous adoptons simplement comme objectif l'élimination pure et simple des interférences ISI, sans se soucier du bruit additif qui

sera amplifié. En outre, cette solution exige une réponse impulsionnelle non nulle et donc elle ne sera appliquée que pour les valeurs non nulles de $H_c(f)$.

2.12. 2 L'égaliseur adaptatif LMS (Least Mean Square)

L'égalisation adaptative consiste à faire une mise à jour permanente des coefficients du filtre afin de minimiser l'erreur entre la sortie de l'égaliseur et un signal de référence. L'égaliseur adaptatif LMS permet d'atteindre le minimum d'une fonction et de traiter les données de manière séquentielle. $F_{MSE} = \left|Y(i) - D(i - i_0)\right|^2$ est inconnue au moment iT. Cet égaliseur consiste à remplacer F_{MSE} par une estimation faite à l'aide des valeurs instantanées

2.12. 3 L'égalisation MMSE

L'idée d'égaliseur MMSE est de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal émis et celui reçu. Ainsi, nous réduisons l'effet du canal [Mazen 09]. Afin d'assurer la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur et aussi calculer les coefficients de l'égaliseur, une séquence d'apprentissage a été ajoutée au début de la transmission. La figure 2.22 illustre l'architecture du récepteur MMSE. Les coefficients de l'égaliseur sont donnés par la formule suivante:

$$\begin{aligned} C_{MMSE} &= R_{y_0 y_0}^{-1} R_{ay_0} \\ Ry_0y_0 &= E(y_0 y_0^T) \\ Ray_0 &= E(ay_0^T) \end{aligned} \qquad (2.47)$$

Où $R_{y_0y_0}$ *indique l'auto-corrélation du signal reçu et* Ray_0 *est l'inter-corrélation de la séquence d'apprentissage avec le signal reçu.*

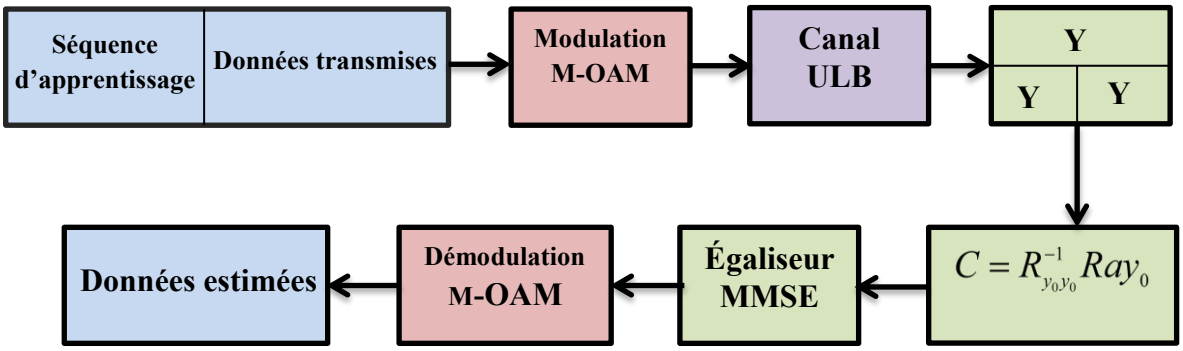


Figure 2. 22: L'égaliseur MMSE

Afin de sélectionner l'égaliseur convenable au système proposé, la comparaison entre les deux égaliseurs MMSE et LMS présentée dans le tableau 2.11, nous permet de conclure que dans le système M-OAM l'égaliseur MMSE offre de meilleures performances par rapport à l'égaliseur LMS.

	MMSE	*LMS*
Canal CM1	Amélioration de 5dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-2}	Amélioration de 4dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-2}
Canal CM2	Amélioration de 7dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-2}	Amélioration de 5dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-2}
Canal CM3	Amélioration de 5dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-1}	Amélioration minime
Canal CM4	Une probabilité d'erreur de 0.2 pour un SNR de 15 dB	Une probabilité d'erreur de 0.2 pour un SNR de 15 dB

Tableau 2. 11: Comparaison entre les égaliseurs MMSE et LMS

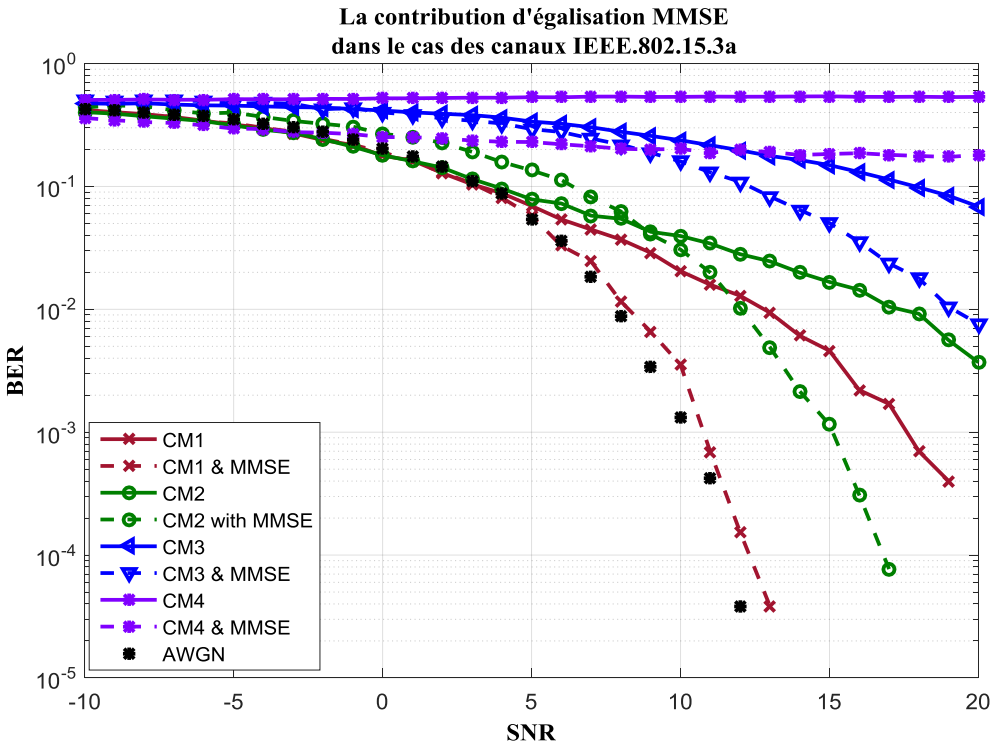


Figure 2. 23: La contribution d'égalisation MMSE dans le cas des canaux IEEE.802.15.3a

En raison de sa prise en compte effective du bruit, le MMSE assure une bonne égalisation [Proakis 01]. L'évaluation des performances du système a été effectuée par le

calcul du BER pour différentes valeurs de SNR, à travers la simulation de notre système ULB en utilisant la modulation 4-OAM.

La contribution de l'égalisation MMSE dans l'amélioration des performances du système M-OAM dans le cas des canaux IEEE 802.15.3a est illustrée dans la figure 2.23. Nous remarquons que pour le modèle CM1, la performance du système s'améliore avec une augmentation de presque 5 dB pour une probabilité d'erreur de 10^{-2}. Pour CM2, nous remarquons une amélioration de près de 7 dB pour la même valeur de probabilité d'erreur. En prenant un BER de 10^{-1} dans le cas de CM3, nous avons une amélioration de 5 dB avec l'égaliseur MMSE. Dans le cas d'un canal CM4, l'égaliseur MMSE reste insuffisant. D'autres études sont envisagées afin d'améliorer la qualité de transmission dans ce cas.

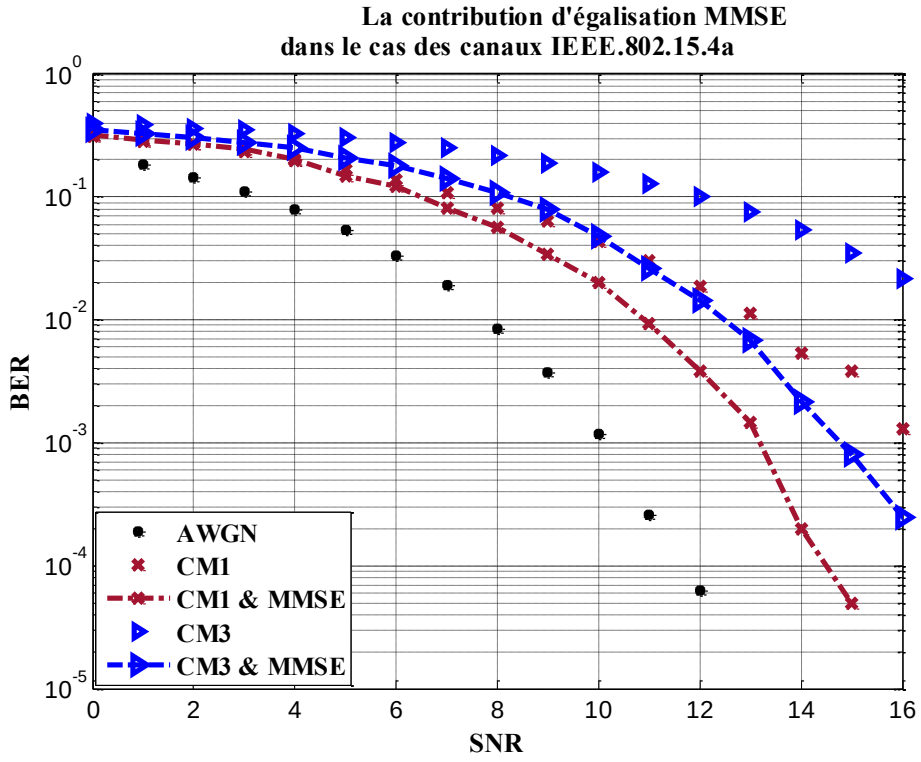


Figure 2. 24: La contribution d'égalisation MMSE dans le cas des canaux IEEE.802.15.4a

Dans la figure 2.24, nous montrons la contribution d'égaliseur MMSE pour réduire les effets d'interférences causées par les canaux IEEE.802.15.4a. Nous remarquons une amélioration significative pour les valeurs de SNR supérieures à 5 dB. Prenons l'exemple du BER=10^{-3}, pour le canal CM1, nous avons une amélioration de 4dB après l'introduction de MMSE. Pour le canal CM3, l'apport du MMSE a pu donner plus d'effet, nous constatons ainsi

un gain de 5dB pour un BER=210^{-3}. L'introduction d'égaliseur MMSE avec le canal CM4 n'a pas aboutie à une amélioration perceptible des performances du système par rapport à son inexistence.

D'après les résultats obtenus des différents scénarios considérés, nous pouvons conclure que l'égaliseur MMSE présente un meilleur choix pour minimiser l'impact des canaux IEEE sur les performances du notre système M-OAM. Par conséquent, nous allons adopter cette solution pour l'étude des performances du système d'accès multiple adaptatif proposé dans le chapitre 3. En ce qui concerne les modèles des canaux, nous limitons notre étude au modèle IEEE 802.15.4a, vu que ce dernier présente une généralisation des modèles IEEE et offre plus de diversité de type d'environnements.

2.13 Système ultra large bande multiutilisateurs

Dans les sections suivantes, nous présenterons les codes d'étalement nécessaires pour le développement de quelques systèmes multiutilisateurs. Les systèmes DS-ULB et MGF-ULB ainsi que le nouveau système DS-MGF-ULB proposé pour le système IR-ULB basé sur les modulations M-OAM.

2.13. 1 Étude des codes d'étalement

La génération des codes d'étalement se fait à l'aide de registres à décalage (Shift Registers) composés de bascules D. Les séquences générées par ce dernier dépendent des valeurs initiales des registres, du nombre de registre et des positions rétroactives. Ces dernières sont définies par le polynôme dit polynôme caractéristique ou générateur de la séquence.

La séquence construite est dite séquence à longueur maximale (Maximum Length Shift-Register Sequences, MLSR ou m-sequences) dans le cas où le polynôme caractéristique est un polynôme primitif et que son état initial est non nul [Elhillali, Tatkeu 06][Kossoou 14]. Le tableau 2.12 compare les codes d'étalement selon plusieurs critères comme la corrélation, l'inter-corrélation et le nombre de codes orthogonaux générés pour chaque famille. Selon le résultat de la comparaison illustré dans le tableau 2.12. Les deux codes SBPA et Gold donnent de bons résultats en corrélation. Par conséquent, dans la suite, nous utilisons les codes de

Gold puisqu'ils génèrent un nombre maximal de codes orthogonaux [Elhillali, Tatkeu 06][Hamidoun 16].

Famille	*Longueur du code (N)*	*Nombre de codes*	*Max d'intercorrélation*	*Max d'autocorrélation*
Gold	$2^n - 1$	$2^n + 1$	$(2^{(n+2)/2}+1)/N$	1
Kasami	$2^n - 1$	$2^{n/2}$	$(2^{n/2}+1)/N$	1
SBPA	$2^n - 1$	En fonction de la longueur	$(2^{n/2}+1)/N$	1
Walsh	2^n	2^n	1	1

Tableau 2. 12: Les codes d'étalement

2.13. 2 Système DS-ULB (Direct Sequence: étalement de spectre par séquence directe)

La solution DS-ULB appliquée en ULB a été proposée en 2003 [Welborn 03]. Elle est robuste aux effets des trajets multiples du canal, et aussi simple à mettre en œuvre d'un point de vue technologique. Cette technique est limitée par la perte d'orthogonalité des codes d'étalement qui survient, soit lors de la traversée du canal de propagation soit lors de la désynchronisation des émissions. Ce qui se traduit par l'apparition d'un bruit d'interférence important. Par conséquent, ces interférences limitent la capacité du système et nécessite un traitement complexe à la réception.

En exploitant cette technique, chaque utilisateur doit se distinguer par une séquence pseudo-aléatoire spécifique. Toutes les impulsions sont transmises au début de la trame et la séquence d'étalement est utilisée pour polariser l'impulsion. La forme du signal émis est donnée par l'expression suivante:

$$S^{(k)}(t) = \sqrt{P_k} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{N_c} d_i^{(k)} c_n^{(k)} w(t - iT_s - nT_c) \qquad (2.48)$$

Avec: d_i^k *: les symboles de données pour le* $k^{ième}$ *utilisateur,* c_n^k *: le code d'étalement et* $N_c = T_s / T_c$ *: le gain d'étalement de spectre.*

2.13. 3 Système MGF-ULB

Le technique MGF-ULB a recours aux formes d'onde orthogonales, qui sont très utiles pour les systèmes de communication. Cette technique exploite l'orthogonalité des formes d'onde MGF pour réaliser l'accès multiple. Ainsi, chaque utilisateur est caractérisé par un ordre spécifique des impulsions MGF [Lamari 07]. Nous considérons le cas d'une transmission simultanée de plusieurs utilisateurs, où chaque utilisateur k est affecté à un ordre unique de MGF, G_K. Dans ce cas, on considère que les signaux générés sont modulés en modulation binaire BPSK. Le signal associé au k^{ième} utilisateur est donné par:

$$S^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{Q-1} \sqrt{E_b} d_i^{(k)} G_k(t - iT_s - \delta_k) \qquad (2.\ 49)$$

Avec: N *: le nombre de bits transmis,* E_b *: l'énergie de bit et* T_s *: la période de symbole.*

2.14.4 Système DS-MGF-ULB

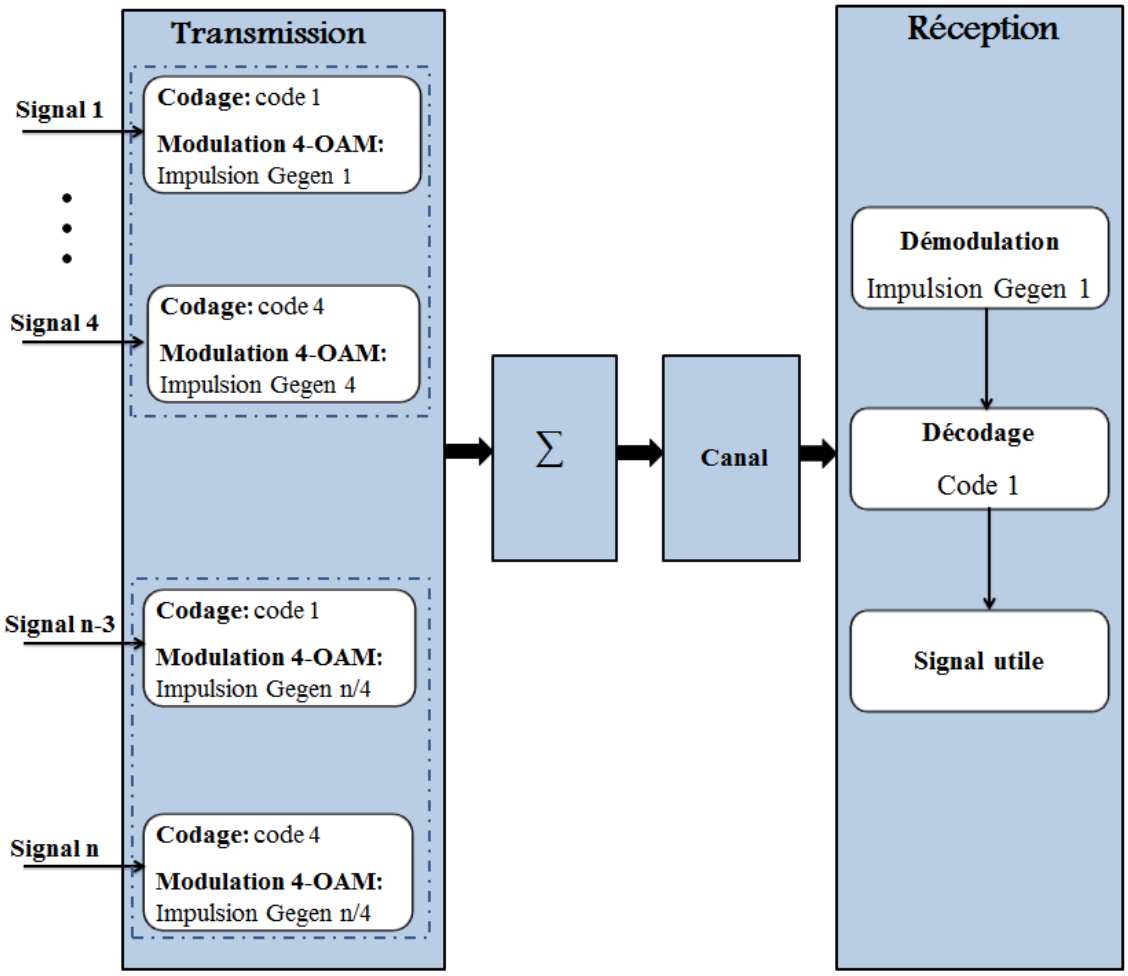


Figure 2. 25: Schéma du nouveau système DS-MGF-ULB

L'architecture du système DS-MGF-ULB repose sur la combinaison de deux techniques existantes à savoir DS-ULB qui se base sur les codes d'étalement et MGF-ULB qui se base sur les formes d'ondes. Cette combinaison permet d'exploiter la double orthogonalité des codes de Gold utilisée par la DS-ULB et des formes d'onde MGF utilisées par la MGF-ULB.

Ainsi, d'une part, le nombre d'utilisateurs possible augmente par rapport à tous les systèmes ULB existants, et d'autre part, le taux de données augmente grâce à la modulation M-OAM envisagée [Hamidoun, Elassali 15]. Le tableau 2.13 résume les avantages apportés par ce système en comparaison avec les systèmes DS-ULB et MGF-ULB.

	Avantages	*Inconvénients*
MGF-ULB	Nombre important d'utilisateurs.	Perte d'orthogonalité et moins de Robustesse.
DS-ULB	Robustesse élevée.	Nombre d'utilisateurs réduit.
DS-MGF-ULB	Combine les avantages de codes et d'orthogonalité.	

Tableau 2. 13. Avantages de la DS-MGF-ULB

La figure 2.25 illustre le schéma-bloc de ce système DS-MGF-ULB. Cette figure représente les blocs de l'émetteur, le canal et le récepteur. Dans les simulations, l'émetteur et le récepteur sont supposés être parfaitement synchrones. Ce système multi-utilisateurs repose sur la création des sous-groupes de n utilisateurs. La modulation utilisée par tous les utilisateurs est la modulation 4-OAM. La technique DS-ULB est utilisée pour l'étalement des signaux d'utilisateurs de chaque groupe. Les signaux du même groupe sont modulés avec le même ordre de forme d'onde Gegenbauer et entre les sous-groupes, l'ordre des formes d'ondes MGF change.

Selon le résultat obtenu dans le cadre d'un autre travail réalisé précédemment [Hamidoun 16], le code de longueur 7, assure de bonnes performances jusqu'à 3 utilisateurs; tandis qu'un système exploitant le code de longueur 31 atteint 4 utilisateurs. Par conséquent, nous pouvons choisir N dans l'ensemble {3; 4} pour avoir un maximum d'utilisateurs. D'autre part, la meilleure orthogonalité des formes d'onde MGF est présentée pour les sept premiers degrés. Avec cette nouvelle technique, nous pouvons passer de N utilisateurs présentés dans

un système DS-ULB classique à 7 × N utilisateurs avec le nouveau système et avec les mêmes performances données par le système classique de N utilisateurs.

Les résultats de simulation du système DS-MGF-ULB sont montrés dans la figure 2.26. La modulation utilisée dans ces simulations est la 4-OAM. Nous considérons le cas de transmissions simultanées de plusieurs utilisateurs, partageant le même canal où chaque utilisateur k est affecté à une combinaison unique (code de Gold C_K, ordre de Gegenbauer G_k). Nous remarquons que le système conserve les mêmes performances jusqu'à 7 × N utilisateurs. Cependant pour des niveaux d'utilisateurs plus élevés, la performance se dégrade, ce qui confirme les résultats trouvés précédemment. Nous pouvons conclure que le système de communication multi-utilisateur DS-MGF-ULB résout la limitation du nombre d'utilisateurs de la première technique et la faible performance de la seconde. Il permet la multiplication du nombre d'utilisateurs de systèmes conventionnels par un facteur de 7 et de doubler le débit des données grâce à la modulation 4-OAM.

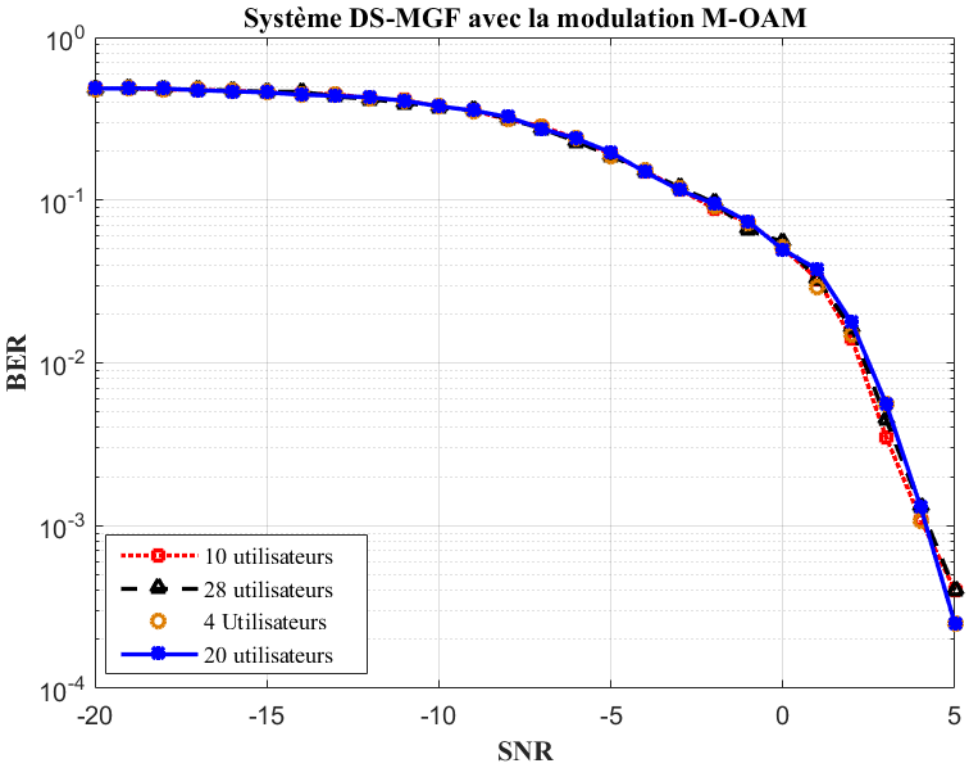


Figure 2. 26: Le système DS-MGF-ULB avec la modulation 4-OAM

2.14 Présentation du système proposé

Nous avons détaillé jusqu'à présent les éléments du système de communication proposé pour le domaine du transport et les multimédias. Les motivations d'utilisation de l'ultra large à haut débit, son originalité et ses avantages ont été décrites. Nous avons expliqué le principe des nouvelles modulations M-OAM qui assurent des débits importants qui peuvent varier selon les besoins des applications. Nous avons également présenté le système DS-MGF-ULB qui assure l'accès multiple en utilisant une seule modulation 4-OAM et en exploitant de l'orthogonalité des formes d'onde MGF.

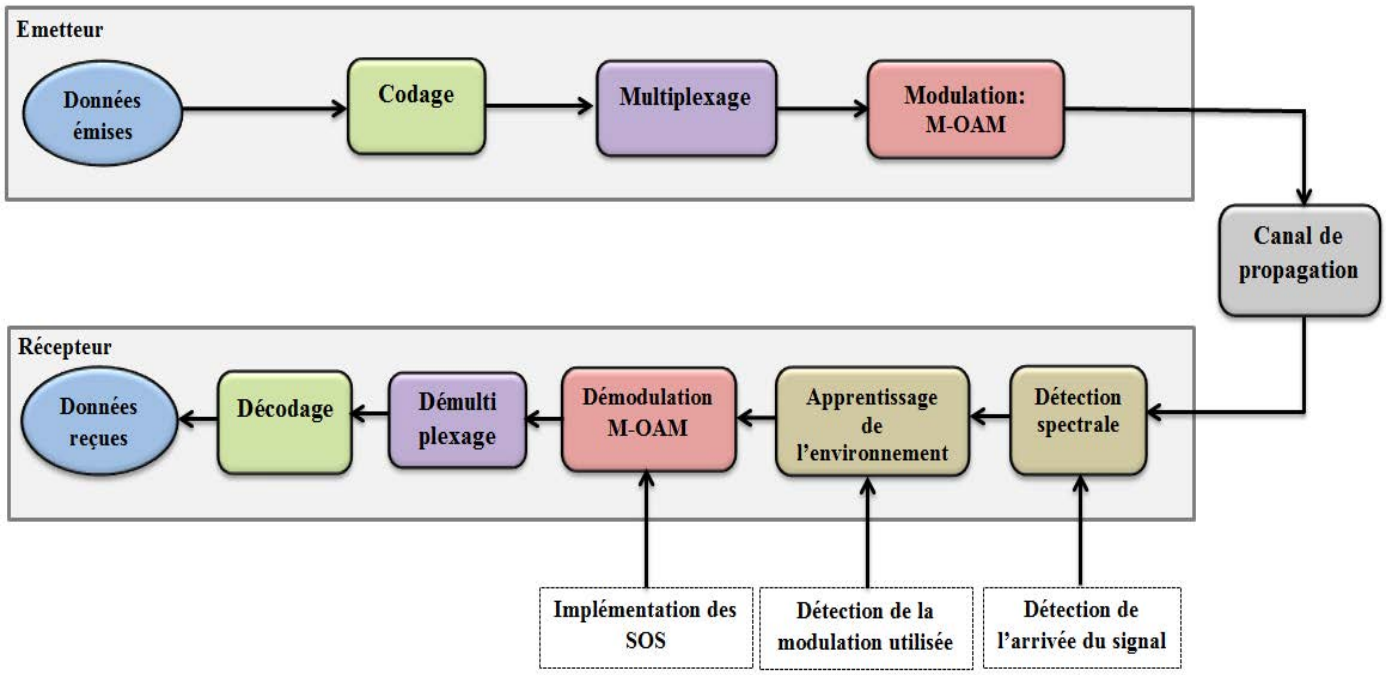


Figure 2. 27: Schéma bloc du système proposé

L'objectif principal de notre projet est la conception d'un système de communication sans fil à haut débit pour une application multi-utilisateurs adaptative. La figure 2.27 illustre les différents éléments du nouveau système proposé. Afin d'assurer l'intelligence du récepteur, nous avons combiné le principe de la radio cognitive avec les caractéristiques de l'ultra large bande, en utilisant la détection spectrale pour détecter la présence du signal et en exploitant le principe d'apprentissage de la radio cognitive afin d'identifier les paramètres de la modulation utilisée par chaque utilisateur. Par conséquent, la démodulation s'effectue d'une façon autonome et au lieu d'avoir plusieurs récepteurs, nous proposons un seul récepteur adaptatif à tous les utilisateurs. Le système proposé devrait être performant en termes de taux

d'erreur par bits grâce à l'implémentation des statistiques d'ordres supérieurs au niveau de la réception. Dans le troisième chapitre, nous détaillerons le système multiutilisateurs adaptatif et le quatrième chapitre présentera l'algorithme des statistiques d'ordres supérieurs le plus adéquat à notre système.

2.15 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes concentrés sur la présentation d'un nouveau schéma de codage et de modulation à très haut débit pour les systèmes ULB impulsionnels (IR-ULB). Les M-OAM (M-state Orthogonal Amplitude Modulation) sont basées sur l'exploitation de l'orthogonalité caractérisant quelques familles de formes d'onde, spécialement les MGF (Modified Gegenbaeur Function). Ces études ont été évaluées en premier lieu pour un seul utilisateur avec l'intégration du canal AWGN. Les simulations sous Matlab ont été validées par l'étude théorique de la probabilité d'erreur. Le système IR-ULB basé sur les M-OAM offre de très haut débit avec une simple architecture et une faible complexité.

Nous avons par la suite testé les canaux IEEE.802.15.3a et IEEE.802.15.4a qui se rapprochent de la réalité. Le modèle IEEE.802.15.3a a donné de bons résultats pour le CM1 et moyens pour le CM2, par contre ceux de CM3 et CM4 étaient relativement médiocres pour toutes les valeurs du SNR. On peut en déduire que les paramètres de chaque canal jouent un rôle très important pour déterminer l'effet du canal sur les performances de notre système. D'autre part, le modèle IEEE.802.15.4a offre des résultats meilleurs que le précédent avec plus de diversité en termes de types d'environnement. Pour les quatre canaux nous remarquons de bonnes performances en termes de BER qui est inférieur à 10^{-3} pour un SNR qui ne dépasse pas les 20dB. Les résultats obtenus montrent une forte dégradation des performances. Par conséquent, pour pallier à cette détérioration nous avons opté pour l'implémentation de l'égalisation MMSE.

Nous avons terminé le chapitre par la présentation du nouveau système d'accès multiple DS-MGF-ULB. Ce dernier tire profit de deux techniques d'accès multiples à savoir la DS-ULB et la MFG-ULB, qui ont été décrites précédemment. En effet, le système peut servir un nombre d'utilisateurs assez important, et toujours avec les mêmes performances. La limitation de cette technique DS-MGF-ULB est l'utilisation d'une seule modulation qui est la 4-OAM,

donc on peut doubler le débit de transmission mais on ne peut pas envisager un très haut débit. Pour résoudre ce problème nous proposons dans le troisième chapitre un système multi-utilisateur, qui permet à la fois d'émettre plusieurs modulations M-OAM selon le débit désiré et s'adapter en réception afin de démoduler les signaux reçus selon la modulation utilisée.

Chapitre 3:

Récepteur intelligent utilisant la radio cognitive pour une transmission ULB adaptative

Contents

3.1 Introduction 110
3.2 Historique et Définition 110
3.3 Architecture de la RC 112
3.4 Cycle de cognition de Mitola 113
3.5 Fonctions de la radio cognitive 114
3.6 Détection spectrale 115
3.7 Détection de la modulation utilisée en cas d'un seul utilisateur 124
3.8 Le nouvel algorithme proposé associant les algorithmes de détection de modulation et d'accès multiple 126
3.9 Évaluation des performances du système adaptatif proposé sous l'effet des canaux IEEE 131
3.10 Conclusion 133

3.1 Introduction

La Radio cognitive est une forme de communication sans fil qui permet à un équipement de choisir les meilleures conditions de communication pour satisfaire les besoins de l'utilisateur. Dans ce travail de thèse, nous nous intéressons à tirer les caractéristiques intelligentes de la radio cognitive (RC) pour l'appliquer au récepteur du nouveau système de communication IR-ULB proposé. La combinaison entre l'ULB et la RC est présentée dans la figure 3.1.

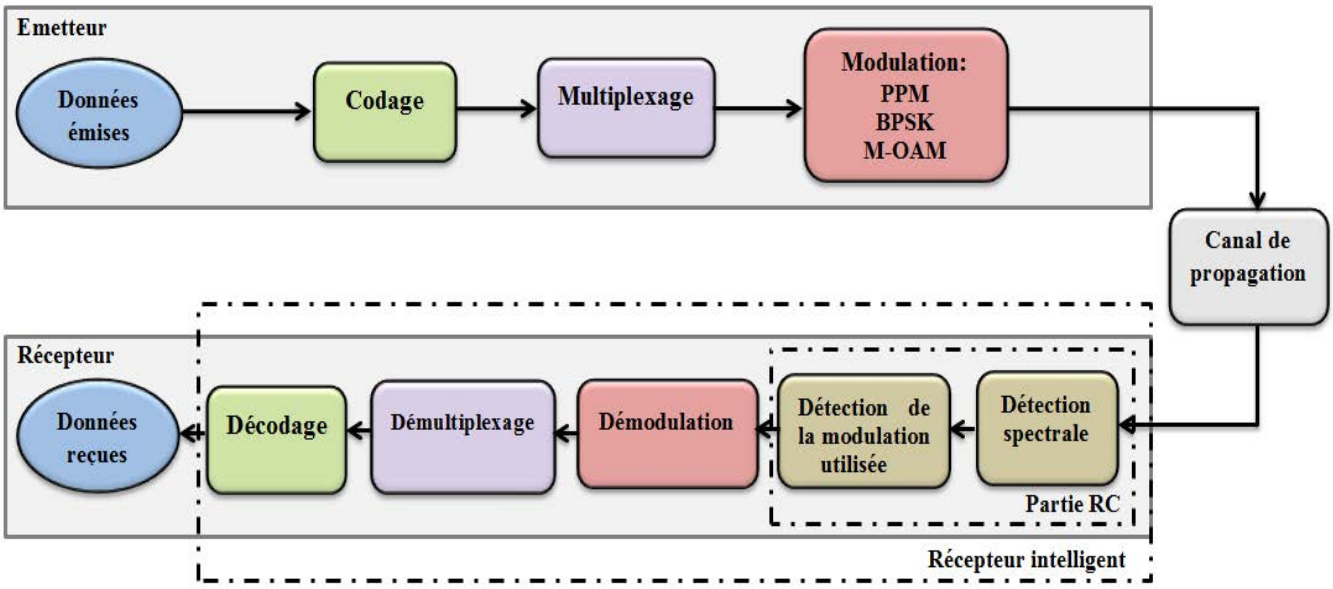


Figure 3. 1: Système de communication ULB proposé

Le système multi-utilisateurs proposé se base sur la détection spectrale pour identifier la présence du signal et sur le principe d'apprentissage de l'environnement qui caractérise la RC afin de détecter la modulation utilisée par chaque utilisateur. Nous obtenons un récepteur intelligent capable de détecter l'arrivée du signal et le type de la modulation utilisée afin de s'y adapter d'une façon autonome et réaliser la démodulation adéquate. Par conséquent, au lieu d'avoir plusieurs récepteurs, nous réalisons un seul récepteur adaptatif pour tous les cas.

3.2 Historique et Définition

L'idée de la radio cognitive a été présentée officiellement par Joseph Mitola à un séminaire à l'Institut royal de technologie (KTH) en Suède en 1998. Publiée plus tard dans un article en 1999. Mitola combine son expérience de la radio logicielle ainsi que

sa passion pour l'apprentissage automatique et l'intelligence artificielle pour mettre en place la technologie de la radio cognitive. D'après lui: «**Une radio cognitive peut connaître, percevoir et apprendre de son environnement puis agir pour simplifier la vie de l'utilisateur**». La radio cognitive se caractérise par la capacité d'adaptation où les paramètres de la radio (fréquence porteuse, puissance, modulation, bande passante) peuvent être modifiés par rapport à l'environnement radio, la situation, les besoins de l'utilisateur, la coopération des utilisateurs, l'état du réseau, la géolocalisation, ..., etc.

Tout système pouvant détecter et reconnaître son cadre d'utilisation s'intègre dans le domaine de la radio cognitive. Cette capacité lui permet d'ajuster ses paramètres de fonctionnement radio de façon dynamique et autonome et d'apprendre des résultats de ses actions et de son cadre environnemental d'exploitation [Benmammar 13].

La radio cognitive est une technologie qui fait appel à l'intelligence des réseaux afin de détecter les besoins de communication des utilisateurs et fournir les ressources radio et les services sans fil les plus adaptés à ces besoins.
Trois tâches indispensables doivent être réalisées par la radio cognitive [Benmammar 13]:

- ***Conscience:*** c'est la capacité à prendre conscience de son environnement. Un terminal radio cognitif associera donc environnement spatial, spectral et comportement des usagers, pour un meilleur service.
- ***Adaptation:*** c'est la capacité à s'adapter soit à l'utilisateur (besoins et sécurité), soit à l'environnement (spectral ou technologique). L'adaptation à l'environnement spectral désigne la capacité à choisir les meilleures bandes de fréquences pour une utilisation optimale du spectre. Cela revient à connaître l'occupation des bandes de fréquences en temps réel, à adapter le débit en temps réel en fonction de la place disponible et à prendre en compte un partage temporel.
- ***Cognition:*** la RC est un système qui peut percevoir son environnement, l'analyser, le mémoriser et agir en conséquence [Chehata 11].

Il faut différencier entre un réseau cognitif et une radio cognitive comme montré dans la figure 3.2. Le réseau cognitif couvre toutes les couches du modèle OSI, pas seulement les couches physique et liaison comme pour la RC [Mitola 99].

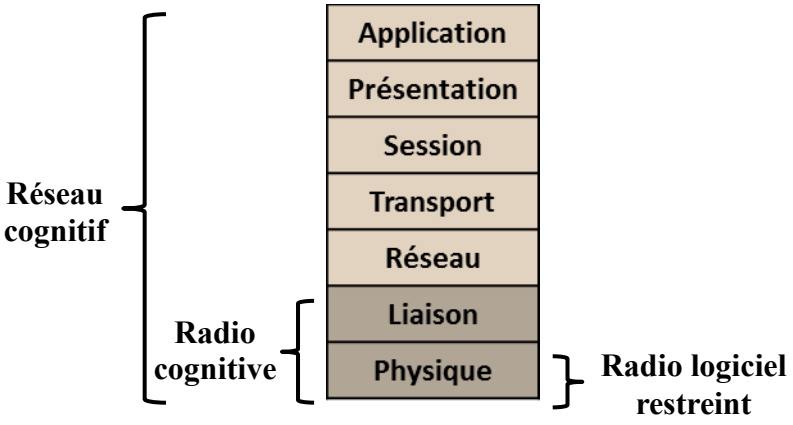


Figure 3. 2: Les couches du modèle OSI pour le réseau cognitif et la radio cognitive

Une radio cognitive observe les spectres radioélectriques en grand détails et les considère comme des fenêtres d'opportunités. Elle permet d'identifier le signal et considérer les trous comme bruit, comme illustré dans la figure 3.3.

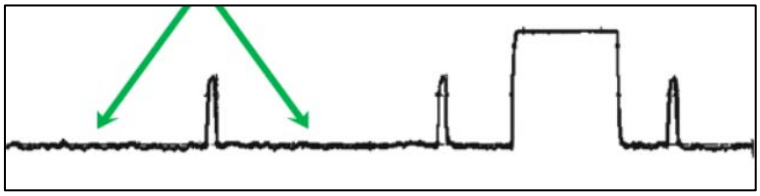


Figure 3. 3: Spectres radioélectriques

3.3 Architecture de la RC

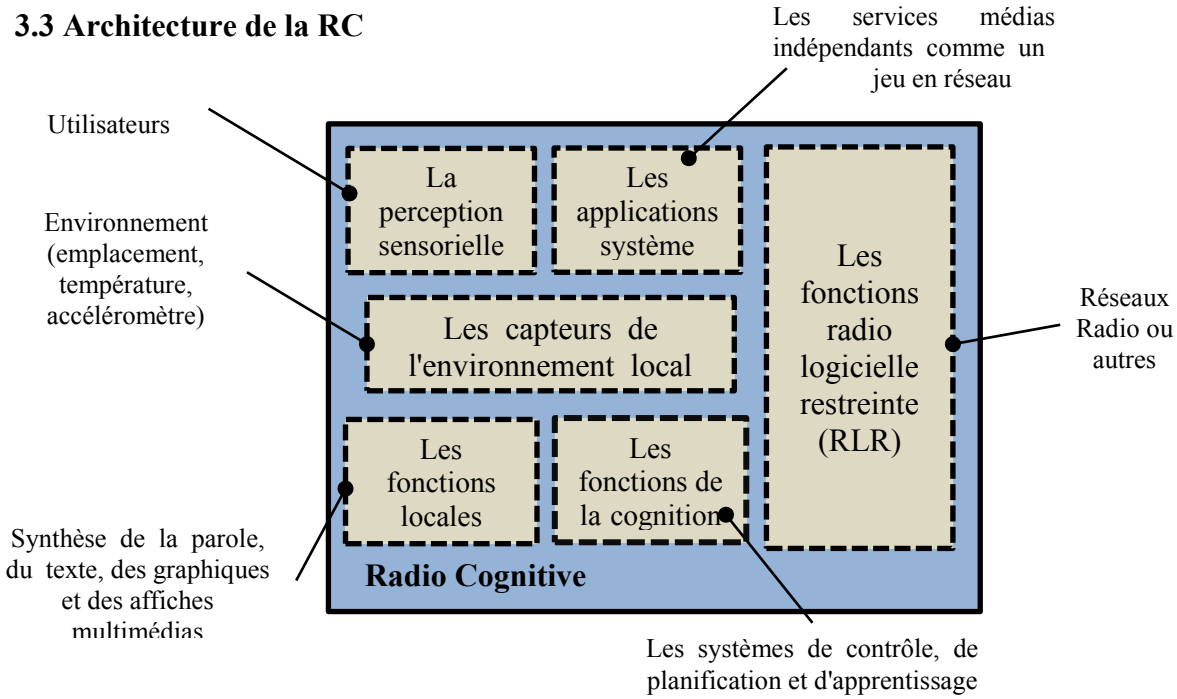


Figure 3. 4: Architecture de la RC

Un ensemble cohérent de règles définissent l'architecture d'un système radio cognitif comme présenté dans la figure 3.4 [Hossain 09]. Cette architecture contient six composantes fonctionnelles:

- La perception sensorielle (Sensory Perception: SP) de l'utilisateur qui inclut les interfaces haptique (du toucher), acoustique, vidéo et fonctions de détection et de perception.
- Les capteurs de l'environnement local (emplacement, température, etc.).
- Les applications systèmes (les services médias indépendants comme un jeu en réseau).
- Les fonctions RLR (qui incluent la détection RF et les applications radio de la RLR).
- Les fonctions de la cognition (pour les systèmes de contrôle, de planification et d'apprentissage).
- Les fonctions locales effectrices (synthèse de la parole, du texte, des graphiques et des affiches multimédias).

3.4 Cycle de cognition de Mitola

Une radio cognitive est un système radio qui opère selon un cycle bien précis appelé «cycle cognitif». Mitola définit le «cycle cognitif» en six étapes selon le schéma générique expliqué dans la figure 3.5.

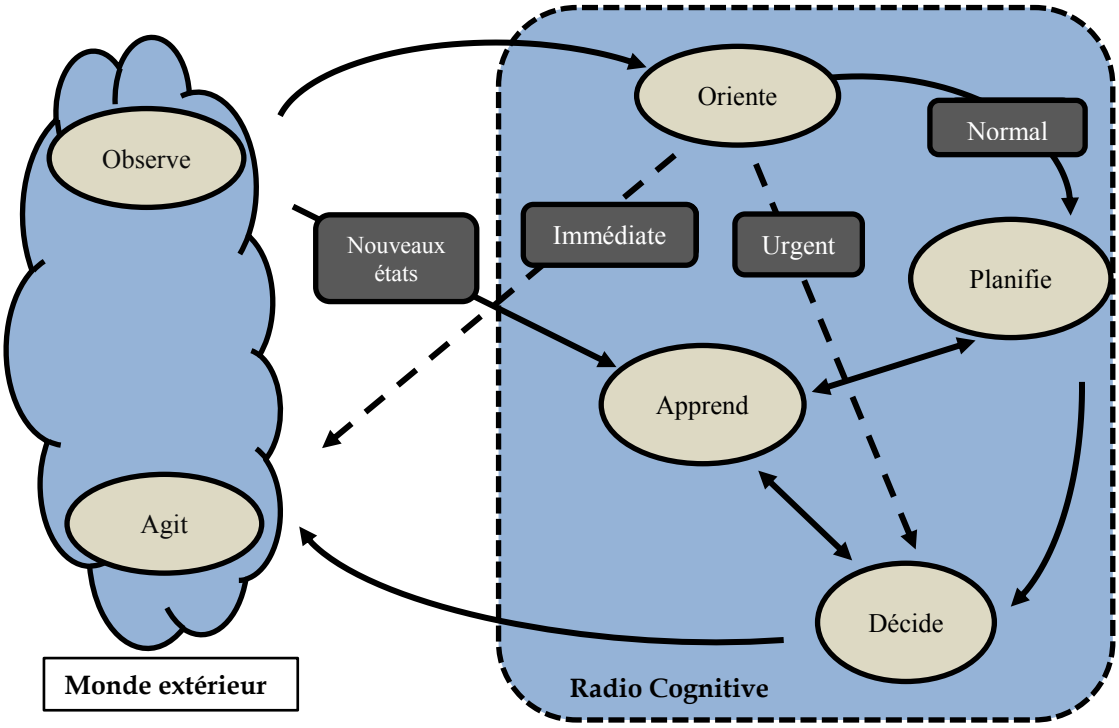


Figure 3. 5: Cycle cognitif proposé par Mitola

Ce cycle cognitif se réalise en parallèle avec la communication qui présente la fonction principale du système radio [Colson 06]. Une radio cognitive fonctionne ainsi:

- Phase d'observation: la RC déduit le contexte de communication en associant l'emplacement, la température, le niveau de lumière des capteurs,… etc. Elle rassemble les expériences en se souvenant de tout.

- Phase d'orientation: cette phase fonctionne à l'intérieur des structures de données qui sont analogues à la mémoire à court terme, que les gens emploient pour s'engager dans un dialogue sans forcément se souvenir de tout à la même mesure que dans la mémoire à long terme.

- Phase de planification: la génération d'un plan s'effectue directement dès l'entrée d'un message au réseau. La phase de raisonnement dans le temps devrait également être inclue dans le plan.

- Phase d'action: cette phase lance les processus sélectionnés. L'accès au monde extérieur consiste principalement à composer des messages qui doivent être envoyés dans l'environnement en audio ou exprimés dans différents langages appropriés.

- Phase de décision: un parmi les plans candidats est sélectionné par cette phase de décision. La radio décide si une bande du spectre est libre ou si elle est occupée; si elle est occupée, une autre bande libre est choisie pour la poursuite de la communication.

- Phase d'apprentissage: l'apprentissage dépend de la perception, des observations, des décisions et des actions. L'apprentissage initial est réalisé à travers la phase d'observation dans laquelle toutes les perceptions sensorielles sont comparées à l'ensemble de l'expérience antérieure pour compter les événements et se souvenir du temps écoulé depuis le dernier événement [Amraoui 13].

3.5 Fonctions de la radio cognitive

Les principales fonctions de la radio cognitive sont les suivantes [Hossain 09]:

- Détection du spectre (Spectrum sensing): c'est la fonctionnalité de base dans une radio cognitive. Elle consiste à obtenir le statut du spectre (libre/occupé), de sorte que le spectre puisse être consulté par un utilisateur secondaire (US) sans interférence avec l'utilisateur primaire (UP).

- Gestion du spectre (Spectrum management): c'est la partie principale de la radio cognitive. Elle vise à déduire de l'analyse des données issues de la détection une décision sur la stratégie à adopter pour s'insérer dans le réseau.

- Mobilité du spectre (Spectrum mobility): c'est le processus qui permet à l'utilisateur de la radio cognitive de changer sa fréquence de fonctionnement. Les réseaux radio cognitive utilisent le spectre de manière dynamique en permettant à des terminaux radio de fonctionner dans la meilleure bande de fréquence disponible.

3.6 Détection de la présence du signal

Dans cette section, nous nous intéressons à la fonction clé de la radio cognitive qui est la détection spectrale, sur laquelle nous nous basons pour détecter l'arrivée du signal. Les techniques utilisées pour la détection spectrale diffèrent selon la nature de l'information nécessaire pour la détection. Ces techniques de la détection spectrale sont présentées en trois catégories selon la figure 3.6 [Ahmed 10].

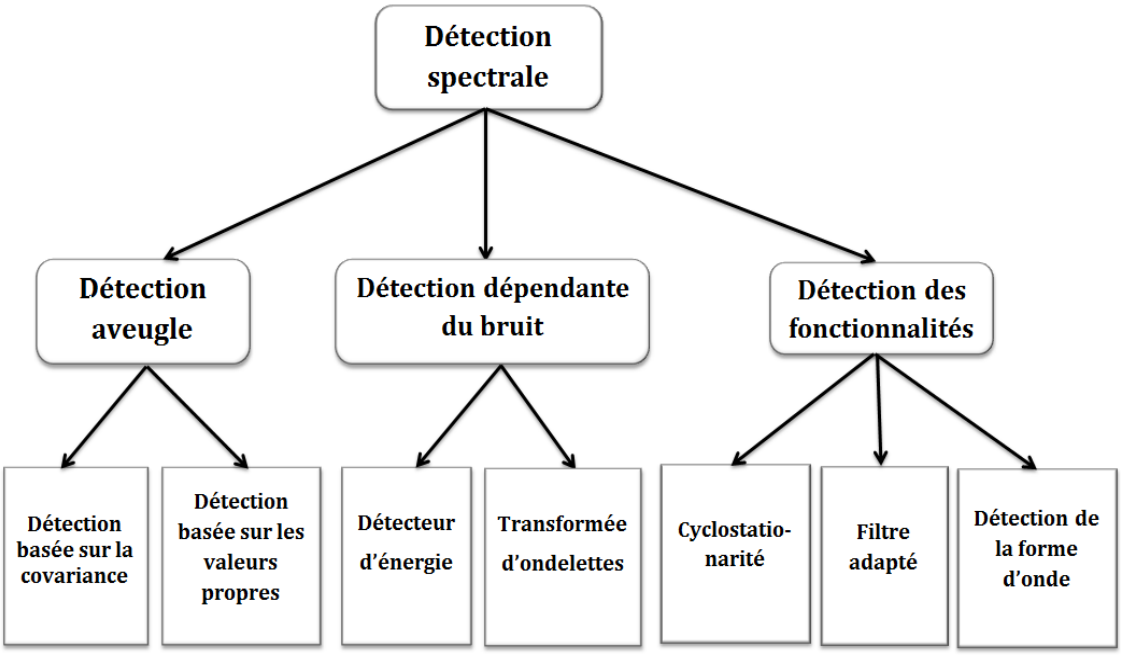


Figure 3. 6: Les techniques de la détection spectrale

1. La détection aveugle (The blind detection) qui détecte les environnements sans avoir besoin des informations au préalable sur la source du signal ou la puissance de bruit.

2. La détection dépendante du bruit (The noise dependent detection) où la détection d'information dépend des propriétés du bruit sans aucune hypothèse sur le signal primaire.

3. La détection de caractéristiques (The feature detection) qui utilise la connaissance préalable à la fois de la source du signal et les caractéristiques de la puissance du bruit.

Nous avons commencé par l'implémentation du détecteur d'énergie (DE), qui est le moyen le plus courant de la détection spectrale en raison de sa faible complexité de traitement et la facilité de sa mise en œuvre [Mitola 99]. Le détecteur d'énergie donne des bons résultats mais il reste non aveugle malgré sa simplicité, il dépend toujours de la variance du bruit. Pourremédier au problème du détecteur d'énergie, nous avons implémenté deux autres méthodes aveugles qui ne dépendent ni du signal émis ni du bruit. Ces méthodes sont la MME (Maximum-Minimum Eigenvalue) et l'EME (Energy with Minimum Eigenvalue).

3.6.1 Détecteur d'énergie (DE)

A. Principe

L'idée de la méthode du détecteur d'énergie (DE) est que la présence d'un signal dans le canal conduit à plus d'énergie par rapport à son absence. Ce concept est valable pour chaque utilisateur primaire sans connaître ses caractéristiques. La méthode DE consiste tout simplement à comparer l'énergie des échantillons reçus à un seuil prédéfini (λ). Si l'énergie est supérieure au seuil, on considère qu'un signal est présent dans le canal, sinon le canal est jugé silencieux. La détection d'énergie est essentiellement basée sur la différence entre l'énergie du signal et celle du bruit. Elle ne nécessite pas d'informations préalables sur le signal [Mitola 99]. Le diagramme en blocs du détecteur d'énergie est détaillé dans la figure 3.7:

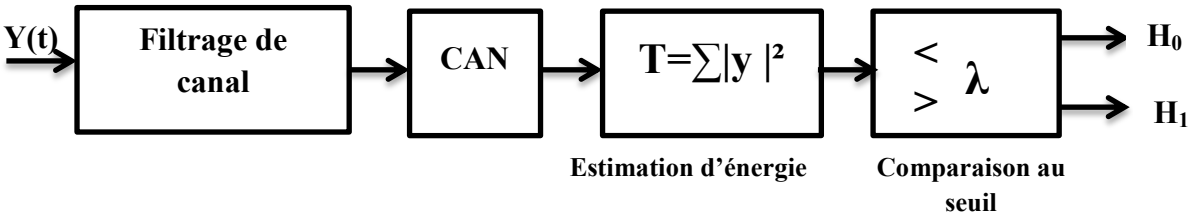


Figure 3. 7 : Diagramme en blocs d'un détecteur d'énergie

La sélection de la bande d'intérêt s'effectue à travers le filtre passe-bande d'entrée. Après numérisation du signal par un convertisseur analogique-numérique (CAN), l'estimation

de l'énergie du signal reçu est réalisée par un dispositif simple de moyenne du carrée. L'énergie estimée est par la suite comparée à un seuil fixe λ prédéfini, pour décider si un signal est présent (H_1) ou non (H_0).

Les performances d'un algorithme de détection peuvent être évaluées au moyen de deux probabilités: la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausses alarmes P_{fa}.

B. Simulation du détecteur d'énergie

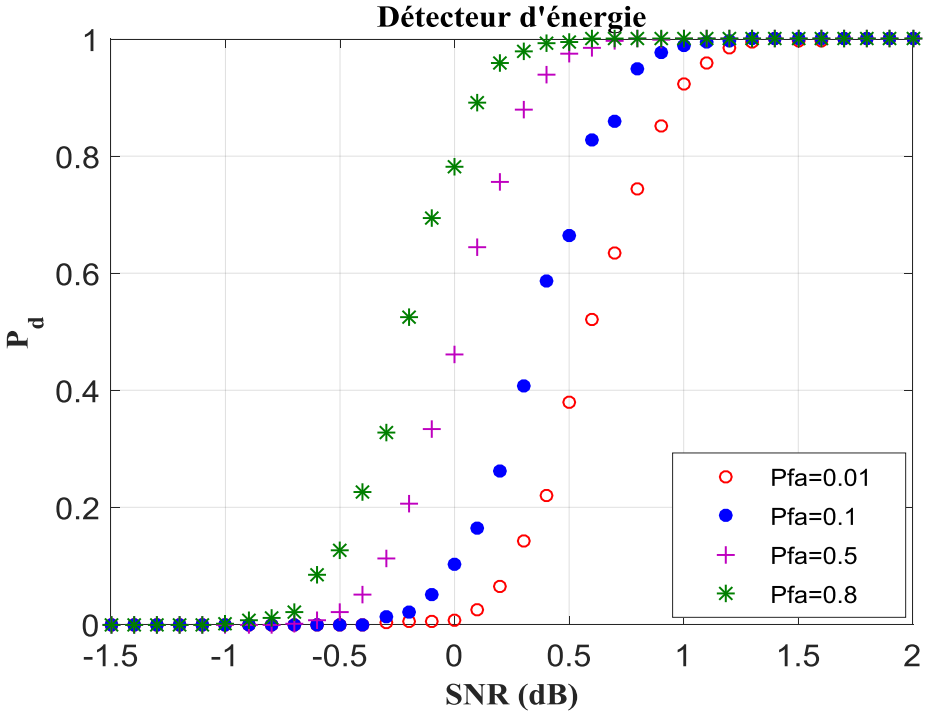


Figure 3. 8: Détecteur d'énergie: Pd en fonction du SNR

La figure 3.8 représente le résultat de l'application du détecteur d'énergie au système de communication IR-ULB basé sur la M-OAM en utilisant la simulation Monte-Carlo. La courbe illustre la probabilité de détection P_d en fonction du SNR pour différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes.

Nous remarquons que la probabilité de détection (P_d) augmente quand la probabilité de fausse alarme (P_{fa}) augmente également. Pour un SNR=0, la P_d=0 si la P_{fa}=0.01, la Pd= 0.1 si la P_{fa}=0.1, la P_d=0.45 si P_{fa}=0.5 et la P_d=0.78 si la P_{fa}=0.8. En plus, la performance du détecteur d'énergie est excellente pour un SNR supérieur ou égal à 1dB.

Ce détecteur ne nécessite aucune connaissance a priori sur le signal à détecter et se caractérise par une faible complexité de mise en œuvre. Cette technique est excellente avec une puissance idéale du bruit. Cependant, l'incertitude du bruit est toujours présente. Pour surmonter cet inconvénient, nous proposons l'utilisation de deux méthodes aveugles basées sur les valeurs propres de la matrice de covariance du signal reçu, ce sont les détecteurs les plus appropriés pour notre cas.

3.6.2 Les techniques aveugles

A. Principe

Soit $x(t) = s(t) + \eta(t)$ le signal reçu, où $s(t)$ est le signal probable et $\eta(t)$ est le bruit. $\eta(t)$ est supposé être un processus stationnaire satisfaisant $E(\eta(t)) = 0$ et $E(\eta^2(t)) = \sigma_\eta^2(t)$. Il y a deux hypothèses, la première est: «**aucun signal n'est présent**», elle est notée H_0, la deuxième H_1 est pour «**signal existant**». Les échantillons du signal reçu sous ces deux hypothèses sont indiqués respectivement comme suit:

$$H_0: \ x(t) = \eta(t) \tag{3. 1}$$

$$H_1: \ x(t) = s(t) + \eta(t) \tag{3. 2}$$

Avec $s(t)$ représente les échantillons du signal reçu et $\eta(t)$ désigne le bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance $\sigma^2(n)$. Le problème rencontré est la détection de spectre pour déterminer si le signal existe ou non sur la base des échantillons reçus $x(n)$.
Il existe de multiples signaux sources, le signal reçu est représenté comme suit:

$$x_i(n) = \sum_{j=1}^{P} \sum_{k=0}^{N_{ij}} h_{ij}(k) s_j(n-k) + \eta_i(n) \tag{3. 3}$$

Où P est le nombre de signaux sources et h_{ij} (k) la réponse du canal à partir du signal source j. Définissant:

$$x(n) = [x_1(n), x_2(n), ...x_M(n)]^T \quad (3.4)$$

$$h_j(n) = [h_{1j}(n), h_{2j}(n), ...h_{Mj}(n)]^T \quad (3.5)$$

$$\eta(n) = [\eta_1(n), \eta_2(n), ...\eta_M(n)]^T \quad (3.6)$$

x est exprimé comme suit:

$$x(n) = \sum_{j=1}^{P} \sum_{k=0}^{N_j} h_j(k) s_j(n-k) + \eta(n), n = 0,1... \quad (3.7)$$

Considérant **L** sorties consécutives et définissant:

$$\hat{x}(n) = [x^T(n), x^T(n-1), ..., x^T(n-L+1)]^T \quad (3.8)$$

$$\hat{\eta}(n) = [\eta^T(n), \eta^T(n-1), ..., \eta^T(n-L+1)]^T \quad (3.9)$$

$$\hat{s}(n) = [s_1(n), s_1(n-1), ..., s_1(n-N_1-L+1), ..., s_p(n), s_p(n-1), ..., s_p(n-N_1-L+1)]^T \quad (3.10)$$

On obtient:

$$\hat{x}(n) = H\hat{s}(n) + \hat{\eta}(n) \quad (3.11)$$

Où H est le modèle de canal, c'est une matrice définie par $ML \times (N + PL)(N = \sum_{j=1}^{P} N_j)$! telle que présentée par (3.12). *Avec **M** antennes réceptrices, **L** sorties consécutives et **P** antennes émettrices.* Compte tenu de la matrice de covariance du signal reçu et du bruit nous pouvons exprimer:

$$\mathbf{H_j} = \begin{bmatrix} \mathbf{h_j(0)} & \cdots & \cdots & \mathbf{h_j(N_j)} & \cdots & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{h_j(0)} & \cdots & \cdots & \mathbf{h_j(N_j)} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$R_x = E(\hat{x}(n)\hat{x}^H(n)) \quad (3.13)$$

$$R_s = E(\hat{s}(n)\hat{s}^H(n)) \quad (3.14)$$

$$R_\eta = E(\hat{\eta}(n)\hat{\eta}^H(n)) \quad (3.15)$$

Nous pouvons vérifier que:

$$R_x = HR_sH^H + \sigma_\eta^2 I_{ML} \quad (3.16)$$

Où σ_η^2 est la variance du bruit et I_{ML} est la matrice identité d'ordre ML.

B. Les étapes des algorithmes

Les algorithmes de détection proposés aux valeurs propres sont définis comme suit:

-Maximum-Minimum Eigenvalue (MME):

1. La matrice de covariance du signal reçu est calculée.

$$R_x(N_x) = \frac{1}{N_s}\sum_{n=L-1}^{L-2+N_s} \hat{x}(n)\hat{x}^H(n) \quad (3.17)$$

Où Ns est le nombre d'échantillons collectés.

2. Nous obtenons les valeurs propres maximale et minimale de la matrice $R_x(N_s)$ qui sont λ_{max} et λ_{min}.
3. Décision: si $\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} > \gamma_1$ pour $\gamma_1 > 1$, le signal existe; autrement, aucun signal n'existe, où γ_1 est le seuil de cette méthode qui va être présenté dans la section suivante.

-Energy with Minimum Eigenvalue (EME):

1. Comme pour l'algorithme MME, la matrice de covariance est calculée pour le signal reçu.
2. La puissance moyenne du signal reçu est calculée T(Ns) (défini dans l'équation 3.18) et aussi la valeur propre minimale λ_{min} de la matrice $R_x(N_s)$.

$$T(N_s) = \frac{1}{MN_s} \sum_{i=1}^{M} \sum_{n=0}^{N_s-1} |x_i(n)|^2 \quad (3.18)$$

Où N_s est le nombre d'échantillons

3. Décision: si $T(N_s)/\lambda_{\min} > \gamma_2$ pour $\gamma_2 > 1$, le **signal existe**, autrement, **aucun signal** n'existe, où γ_2 est le seuil de cette méthode qui va être présenté dans la section suivante.

Les différences entre la détection d'énergie et l'EME sont telles que l'ED compare l'énergie du signal à la puissance de bruit, qui doit être estimée à l'avance, alors que l'EME Compare l'énergie du signal à la valeur propre minimale de la matrice de covariance, qui est calculée à partir du signal reçu uniquement.

Les deux algorithmes MME et EME utilisent uniquement les échantillons du signal reçu pour la détection et aucune information sur la transmission du signal ou le canal n'est nécessaire. De tels procédés peuvent être appelés méthodes de détection aveugles. L'avantage majeur des méthodes proposées par rapport à la détection d'énergie est qu'elles ne nécessitent a priori aucune information tandis que la détection d'énergie a besoin de la puissance de bruit pour la décision.

C. Les seuils

Pour les deux algorithmes de détection, le calcul du seuil est basé sur la théorie RMT (Random Matrix Theory), qui donnera une relation entre la probabilité manquée et le seuil. Certes, si nous diminuons la probabilité de fausses alarmes (P_{fa}), nous avons une meilleure chance de détecter la présence du signal. Comme prouvé dans un précédent travail [Esrseghe 02], l'expression du γ_1 s'exprime comme suit:

$$\gamma_1 = \frac{(N_s + \sqrt{ML})^2}{(N_s - \sqrt{ML})^2} \cdot \left(1 + \frac{(N_s + \sqrt{ML})^{-2/3}}{(N_s ML)^{1/6}} F_1^{-1}(1 - P_{fa})\right) \quad (3.19)$$

La fonction de distribution est fournie par:

$$F_1(t) = \exp\left(\frac{-1}{2} \int_t^{\infty} (q(u) + (u-t)q^2(u))du\right) \quad (3.20)$$

où $q(u)$ *est la solution du Painlevé non linéaire de la deuxième équation différentielle:*

$$q''(u) = uq(u) + 2q^3(u) \tag{3. 21}$$

t	-2.78	-1.91	-1.27	-0.59	0.45	0.98	2.02
$F_1(t)$	0.10	0.30	0.50	0.70	0.90	0.95	0.99

Tableau 3. 1 : Fonction de distribution

Il est généralement difficile d'évaluer la fonction de distribution. En revanche, il y a eu des tables pour le calcul de cette fonction [Zeng 09]. Le tableau 3.1 donne les valeurs de F_1 en quelques points. Il peut également être utilisé pour calculer son inverse F^{-1}. Par exemple, $F_1^{-1}(0.9) = 0.45$ et $F_1^{-1}(0.95) = 0.98$.

Pour la méthode EME, telle que prouvée dans un précédent travail [Couillet 11], le seuil est défini comme suit:

$$\gamma_2 = \left(\sqrt{\frac{2}{MN_s}} Q^{-1}(P_{fa}) + 1 \right) \frac{N_s}{(\sqrt{N_s} - \sqrt{(ML)})^2} \tag{3. 22}$$

Semblable au MME, le seuil n'est pas lié à la puissance de bruit. Les seuils peuvent être calculés uniquement sur la base des Ns, L et P_{fa}, quel que soit le signal et le bruit.

D. Résultats des simulations

Pour évaluer ces techniques aveugles de détection spectrale, nous les avons appliquées au système IR-ULB basé sur la modulation M-OAM et nous avons tracé la probabilité de détection en fonction du SNR en fixant la probabilité de fausse alarme. Nous avons considéré un système de 5-entrées 3-récepteurs (M=3, P=5). Le canal est aléatoire avec une distribution gaussienne. Tous les résultats sont en moyenne de 1000 réalisations Monte Carlo. Pour chaque réalisation, le canal et le bruit sont générés aléatoirement.

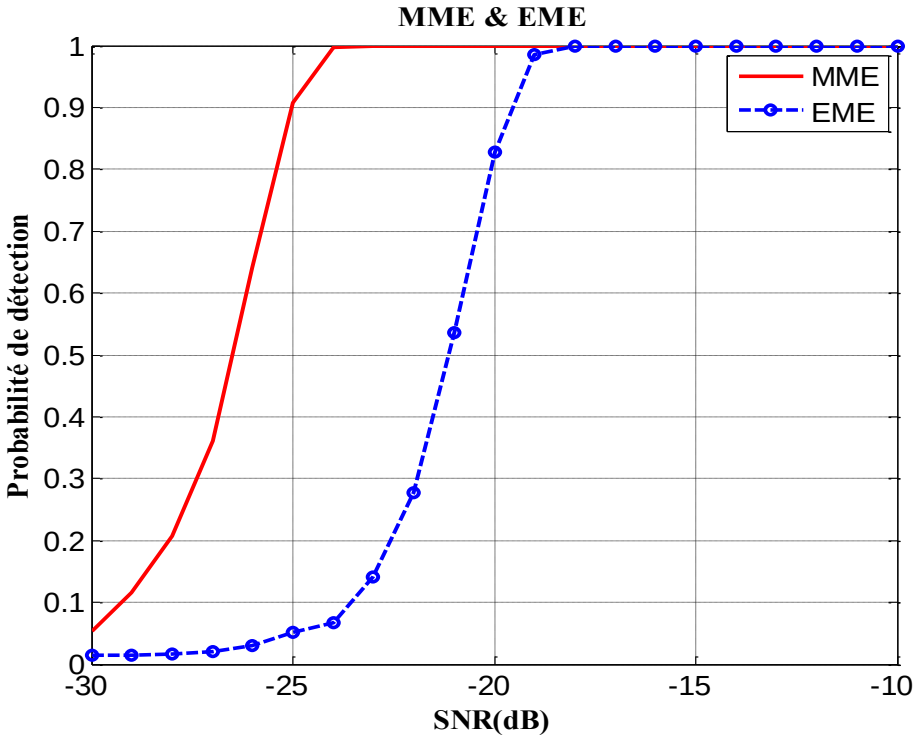


Figure 3. 9: MME et EME: Probabilité de détection en fonction du SNR

La figure 3.9 confirme que la probabilité de détection augmente lorsque le SNR augmente également. Par ailleurs, la performance du MME est excellente lorsque le SNR est supérieur à -24 dB et les performances des EME est excellente lorsque le SNR est supérieur à -19 dB. Ainsi, le MME est plus performant que l'EME en termes de probabilité de détection. La grande complexité des MME et EME vient de deux parties: le calcul de la matrice de covariance et la décomposition en valeurs propres de cette matrice. La mise en œuvre du détecteur d'énergie avec une puissance idéale du bruit est simplifiée par rapport aux MME et EME. Toutefois, l'incertitude du bruit est toujours présente.

A l'aide de la détection spectrale, le récepteur du système ULB basé sur les M-OAM est capable de détecter la présence du signal d'une façon autonome. Pour la section suivante nous exploitons le principe d'apprentissage de la radio cognitive afin de détecter le type de la modulation utilisée pour chaque utilisateur du système d'accès multiple.

3.7 Détection de la modulation utilisée pour un seul utilisateur

Nous présentons dans le tableau 3.2 un exemple d'une combinaison de formes d'ondes utilisées pour chaque modulation (PPM, BPSK, 4-OAM, 16-OAM & 64-OAM). Dans ce cas, nous n'avons pas encore introduit la notion d'accès multiple, cela signifie que nous ne cherchons pas à assurer l'orthogonalité et donc nous pouvons exploiter la même forme d'onde pour plusieurs modulations.

Modulation	PPM	BPSK	4-OAM	16-OAM	64-OAM
Formes d'ondes	G_1	G_1	G_1	G_1 & G_2	G_1, G_2 et G_3

Tableau 3. 2: combinaison de formes d'ondes utilisée pour chaque modulation

Afin d'identifier les paramètres de la modulation utilisée, les formes d'ondes (G_1, G_2 et G_3) sont exploitées. Ensuite, nous appliquons l'algorithme présenté dans la figure 3.10. Le signal reçu est premièrement corrélé avec G_1 vu que cette dernière est utilisée pour toutes les modulations, l'absence de pics signifie qu'aucune modulation parmi celles proposées n'a été utilisée. Nous avons la **BPSK** lorsque la distance entre les pics de la corrélation du signal reçu avec la G_1 est la même. Si cette distance est différente et que les pics sont tous positifs alors il s'agit de la **PPM**. L'une des modulations **M-OAM** est détectée si nous avons des pics positifs/négatifs et la distance entre eux est différente.

Selon le dernier résultat obtenu de la corrélation entre le signal reçu et la G_1, la corrélation du signal avec G_2 doit être exécutée, l'absence de pics justifie l'utilisation de la **4-OAM**. Si un pic est présent après la corrélation avec G_2, nous passons à la corrélation avec G_3. Si aucun pic n'est détecté, la modulation exploitée est la **16-OAM** sinon c'est la **64-OAM** qui était utilisée. Cet algorithme est récapitulé dans la figure suivante 3.10.

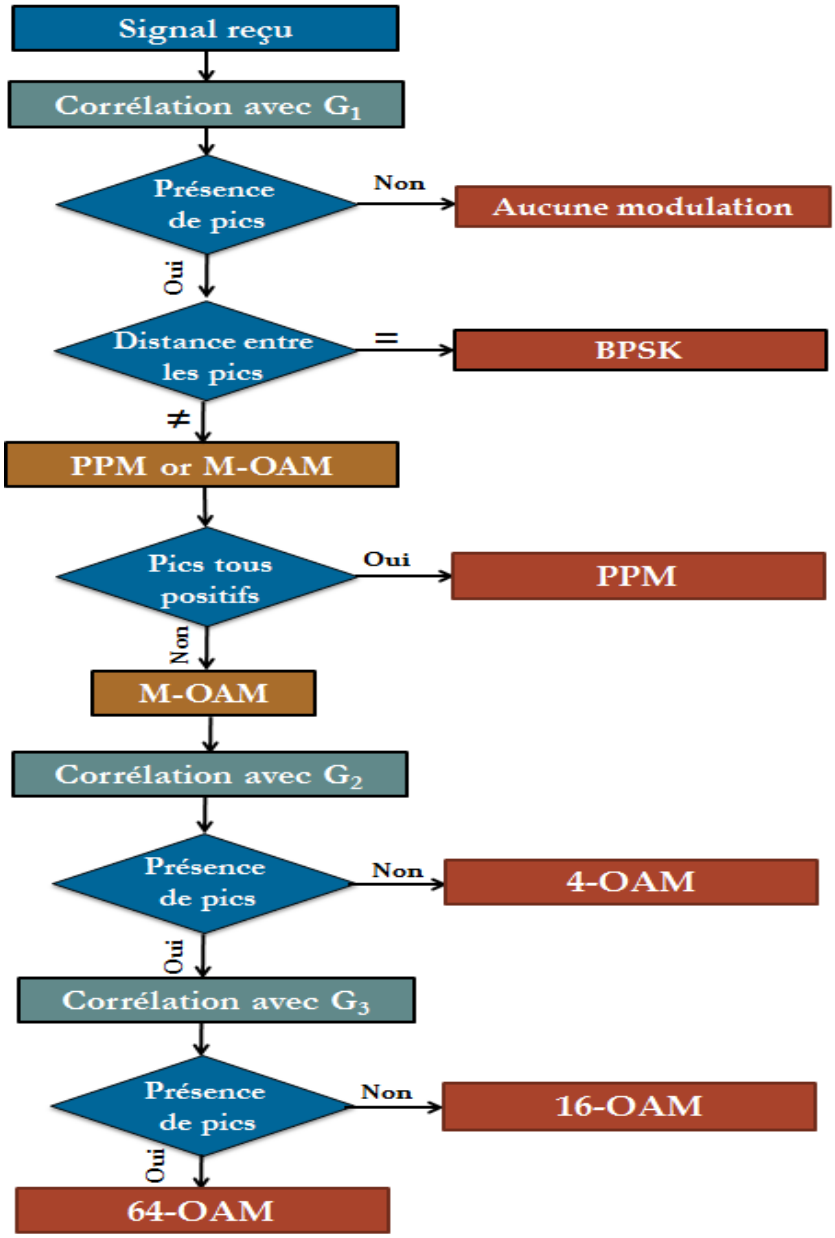


Figure 3. 10: Algorithme de détection de modulation pour un seul utilisateur

3.8 Le nouvel algorithme adaptatif associant les algorithmes de détection de modulation et d'accès multiple

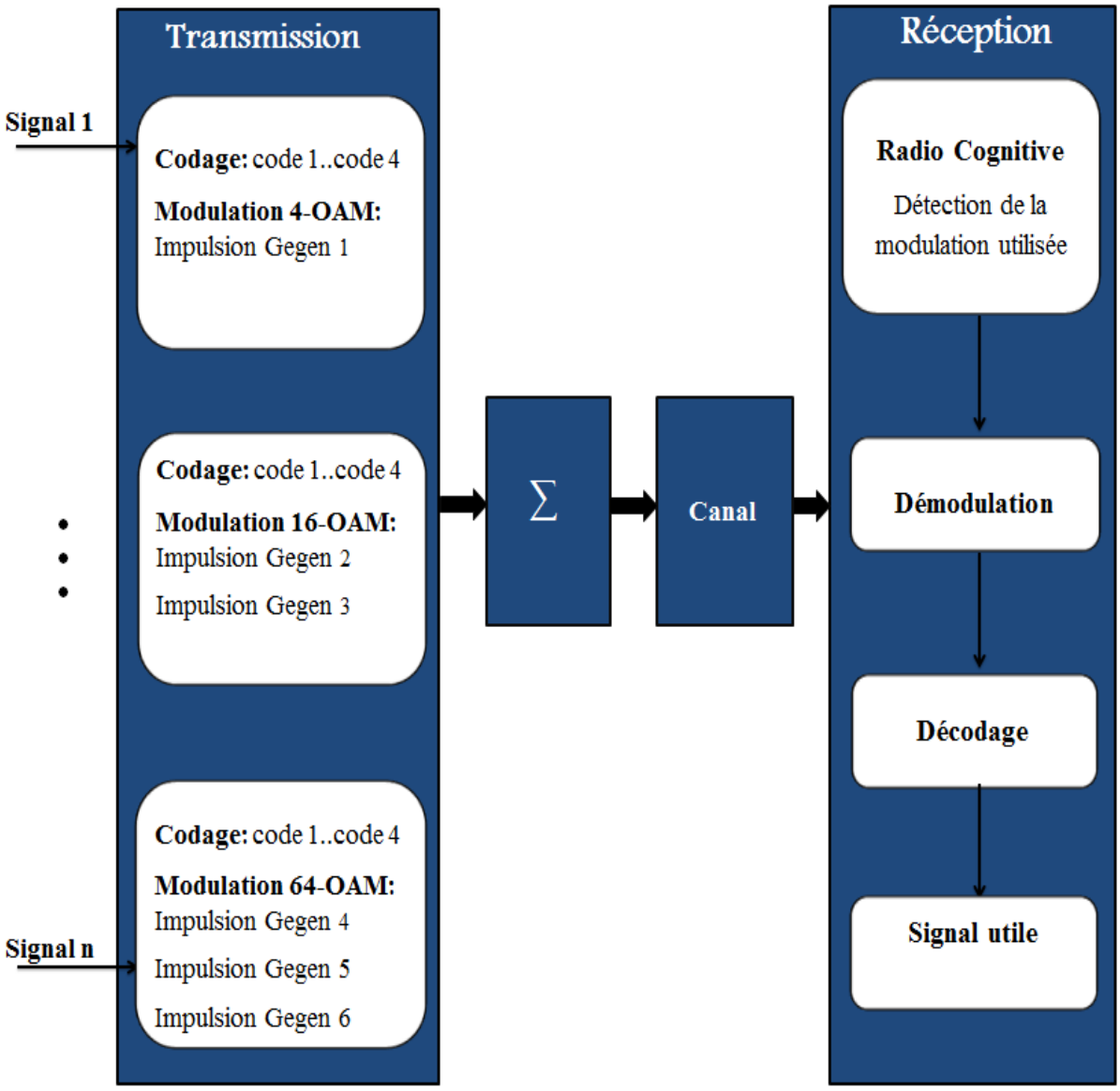


Figure 3. 11: Algorithme associant l'accès multiple et la détection de la modulation

L'algorithme de détection de modulation est destiné uniquement à un utilisateur pour identifier le type de modulation. Le système multi-utilisateurs DS-MGF-ULB a été réalisé pour gérer l'accès multiples des utilisateurs mais en utilisant uniquement une seule modulation qui est la modulation 4-OAM.

Le nouveau système proposé est un nouveau travail qui combine les deux algorithmes de détection de modulation et d'accès multiple afin d'avoir un système intelligent et adaptatif à

l'accès multiple. Ce nouveau système garantit une meilleure performance en termes du nombre d'utilisateurs et de détection des modulations.

Le récepteur intelligent du système proposé IR-UWB basé sur les M-OAM est capable, comme illustré dans la figure 3.11, d'identifier les paramètres des modulations utilisées afin de s'y adapter d'une façon autonome. Chaque utilisateur peut choisir la modulation OAM adéquate au débit exigé par l'application routière envisagée. Par conséquent, au lieu d'avoir plusieurs récepteurs, nous développons un seul récepteur adaptatif à tous les utilisateurs.

Nous considérons 3 groupes principaux selon les 3 modulations (4-OAM, 16-OAM et 64-OAM). Dans chaque groupe, les signaux d'utilisateurs sont modulés par la même forme d'onde Gegenbauer et chaque utilisateur est défini par un code Gold spécial.

Selon les tests réalisés précédent [Hamidoun, Elassali 15], les meilleurs résultats sont donnés par l'utilisation des sept premières formes d'onde ($G_1 \rightarrow G_7$) et quatre ordres des codes de Gold. La forme G_0 ne donne pas les mêmes performances, mais peut être utilisée en cas de besoin d'un grand nombre d'utilisateurs. Pour les principaux groupes, nous exploitons les formes d'ondes G_1, G_2, G_3, G_4, G_5 & G_6. Il nous reste G_7 et G_0 qui peuvent quand même utilisées pour avoir plus d'utilisateurs. Pour l'attribution de G_7 et G_0, soit nous aurons deux groupes supplémentaires avec la modulation 4-OAM soit nous aurons un seul groupe supplémentaire avec la modulation 16-OAM. Le tableau 3.3 récapitule toutes les combinaisons proposées.

	Groupes principaux			Groupes supplémentaires		
	4-OAM	16-OAM	64-OAM	4-OAM	4-OAM	16-OAM
Formes d'ondes	G_1	G_2 & G_3	G_4, G_5 & G_6	G_0	G_7	G_0 & G_7

Tableau 3. 3 : Combinaison des formes d'ondes selon

3.9 Simulations et résultats

Avant d'évaluer les performances du nouveau système proposé, nous avons comparé tout d'abord le système multi utilisateurs avec et sans l'algorithme de détection des

modulations. Le résultat obtenu en termes de taux d'erreur par bit est illustré dans la figure 3.12, nous obtenons quasiment la même courbe, ce qui confirme la bonne détection de la modulation utilisée.

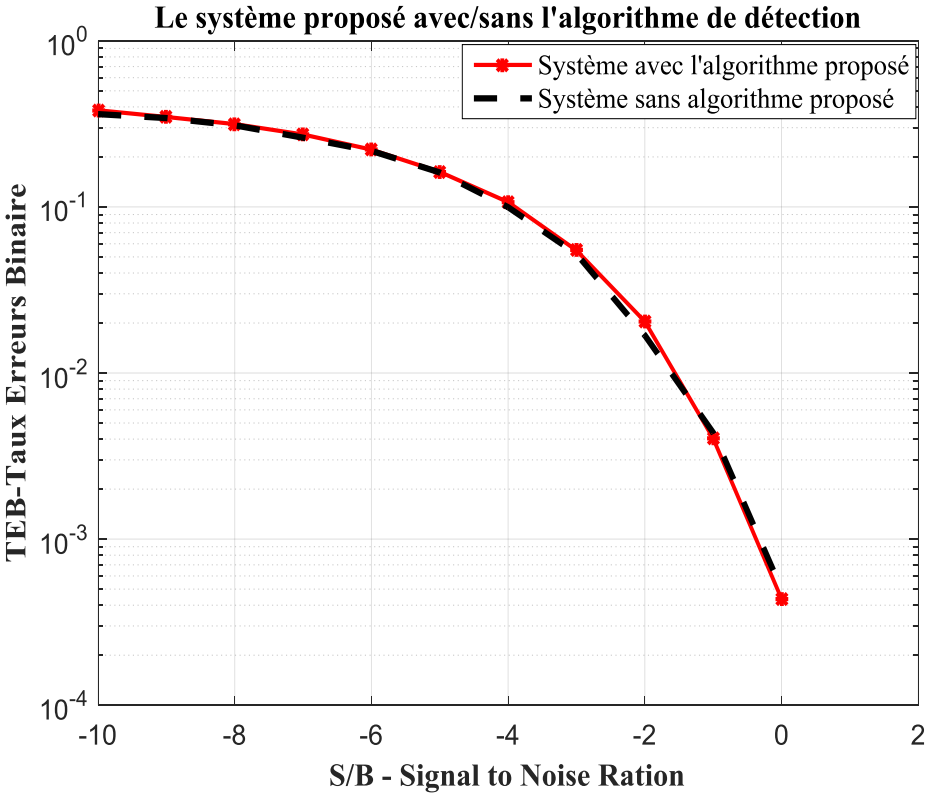


Figure 3. 12: Comparaison du système proposé avec et sans modulation

Par la suite, nous avons évalué les performances du système pour 12 cas qui présentent différentes combinaisons en termes de modulations et de formes d'ondes. Pour prouver l'efficacité de l'algorithme proposé, nous avons calculé le BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio) directement après la détection des modulations. Le tableau 3.4 résume les cas simulés.

Cas	Combinaisons	Nombre d'utilisateurs
Cas 1	(1)4-OAM	1
Cas 2	(2)4-OAM	2
Cas 3	(1)4-OAM+(1)16-OAM	2
Cas 4	(1)4-OAM+(1)16-OAM+(1)64-OAM	3
Cas 5	(2)4-OAM+(1)16-OAM+(1)64-OAM	4
Cas 6	(2)4-OAM+(2)16-OAM+(1)64-OAM	5
Cas 7	(2)4-OAM+(2)16-OAM+(2)64-OAM	6

Cas 8	(3)4-OAM+(3)16-OAM+(3)64-OAM	9
Cas 9	(4)4-OAM+(4)16-OAM+(4)64-OAM	12
Cas 10	(8)4-OAM+(4)16-OAM+(4)64-OAM	16
Cas 11	(4)4-OAM+(8)16-OAM+(4)64-OAM	16
Cas 12	(12)4-OAM+(4)16-OAM+(4)64-OAM	20

Tableau 3. 4 : Les différents cas simulés

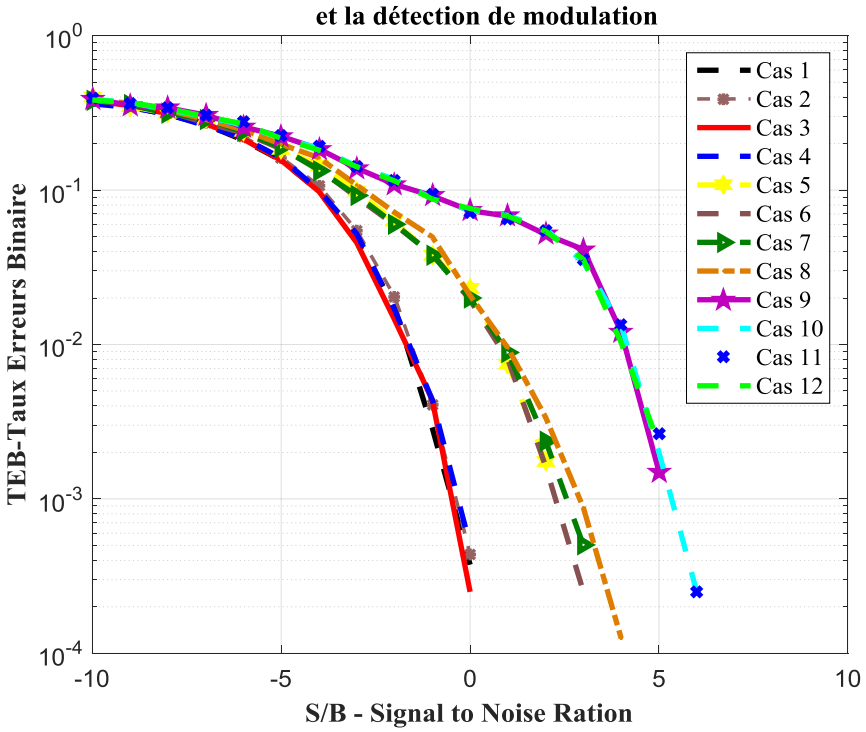


Figure 3. 13: Simulations des cas proposés

Les simulations des transmissions simultanées de plusieurs utilisateurs partageant le même canal sont présentées dans la figure 3.13. Chaque utilisateur est affecté à une combinaison unique (le code Gold C_i et la forme d'onde Gegenbauer G_i). Les meilleures performances sont données pour les cas 1, 2, 3 et 4. Nous avons presque les mêmes résultats grâce à la double orthogonalité des formes d'ondes et des codes. En ce qui concerne les cas 5, 6, 7 et 8, le nombre d'utilisateurs augmente et donc les performances se dégradent vu que les codes ne sont pas parfaitement orthogonaux. Les performances se dégradent encore plus pour les cas 9, 10, 11 et 12 en raison de l'exploitation de la forme d'onde G_0 et l'augmentation de l'effet des interférences. Ces résultats restent importants par rapport à la détection de modulation et donc nous pouvons avoir jusqu'à 20 utilisateurs assurés par la combinaison proposée en utilisant des formes d'ondes uniques pour chaque modulation.

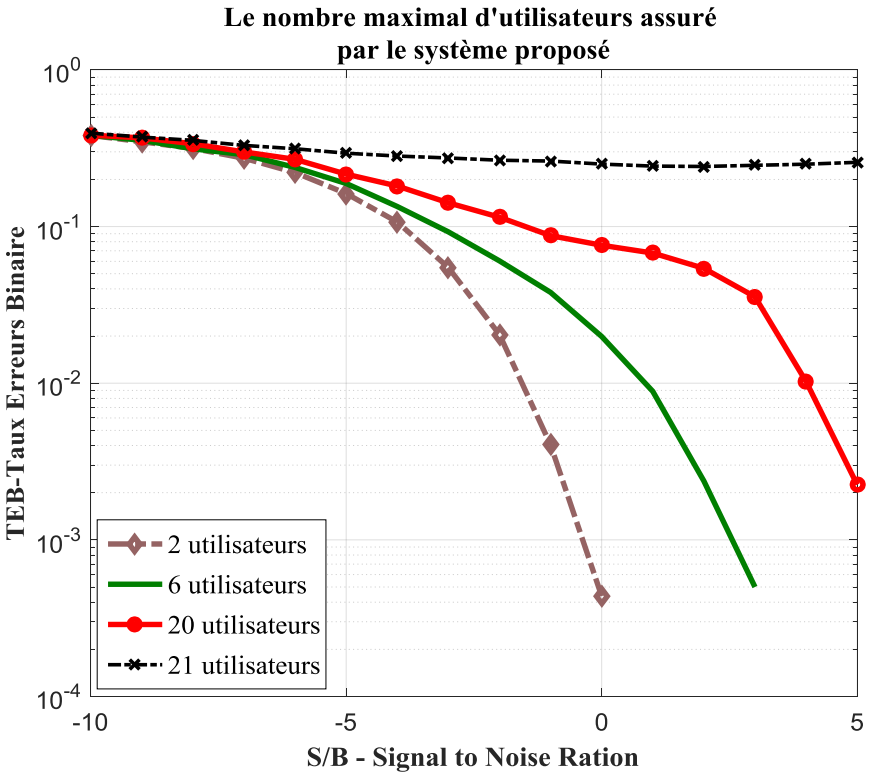


Figure 3. 14 Nombre maximal d'utilisateurs assuré par le système proposé:

Pour déterminer la limite du système proposé, nous avons pensé à utiliser les mêmes formes d'onde dans plusieurs modulations dans l'intention d'avoir plus d'utilisateurs. En plus des 20 utilisateurs prouvés dans les simulations de la figure 3.13, nous avons ajouté un utilisateur qui exploite la modulation 4-OAM avec une forme d'onde déjà exploitée. Au résultat, les performances se dégradent complètement. Ce résultat est justifié par le manque d'orthogonalité des formes d'ondes comme montré dans la figure 3.14.

Pour conclure, le nouvel algorithme proposé associant la détection de la modulation et l'accès multiple assure une bonne détection de modulation pour un système multi-utilisateurs qui exploite les modulations (4-OAM, 16-OAM et 64-OAM). Une bonne communication est assurée pour 20 utilisateurs, ce qui représente un nombre correct pour une application routière. Le débit de transmission peut être multiplié par deux, par quatre et même par six selon la modulation choisie.

3.10 Évaluation des performances du système adaptatif proposé sous l'effet des canaux IEEE

Cette section est consacrée à l'évaluation des performances du système adaptatif proposé associant l'accès multiple à la détection du type de la modulation utilisée. Nous nous intéressons à l'impact des canaux de propagation IEEE.802.15.4a qui prennent en compte plus de paramètres.

Par la suite, l'égaliseur MMSE est implémenté afin de réduire les interférences inter-symboles (ISI) et inter-utilisateurs (MUI). A la fin, les résultats de simulations obtenus sont présentés et interprétés ainsi qu'un ensemble de conclusions est tiré.

3.8.1 L'effet des canaux IEEE.802.15.4a sur le système d'accès multiple proposé

Parmi les canaux IEEE.802.15.4a, nous nous intéressons dans cette partie à l'étude de l'influence du canal CM1 sur les performances du système proposé. Cette simulation est réalisée via les fonctions MATLAB des différents blocs avec les modulations 4-OAM, 16-OAM et 64-OAM des formes d'onde Gegenbauer (G_1 à G_7) et des codes d'étalement Gold de longueur 31.
Selon les résultats des sections précédentes, le nombre d'utilisateurs peut varier de 1 à 20 selon la combinaison considérée. La figure 3.16 illustre l'effet de deux paramètres étudiés: le nombre d'utilisateurs et le canal CM1.

Le système proposé associant l'accès multiple et la détection du type de modulation, assure des résultats satisfaisants dans les conditions idéales du canal de propagation (AWGN) pour un nombre d'utilisateurs simultanés allant jusqu'à 20. Cependant le canal CM1 reste performant uniquement pour 3 utilisateurs où chacun exploite une modulation différente parmi les M-OAM, mais au-delà de 3, les performances se dégradent. Tandis que pour les autres canaux nous n'obtenons pas de bonnes performances.

Les simulations accomplies dévoilent que le BER augmente et il est pratiquement très difficile de récupérer les données envoyées. La perte de la propriété d'orthogonalité entre les différents codes des utilisateurs à cause de l'effet du canal justifie les résultats obtenus. Cette perte est due à la composante dense des trajets multiples. Egalement, le terme d'interférence

entre utilisateurs devient important et plus dominant par rapport au bruit blanc additif gaussien. Pour remédier à ce problème, l'égalisation MMSE sera ajustée au niveau de la réception de notre chaine de transmission, comme le montre la figure 3.15.

Dans le but de mesurer la contribution de l'égaliseur MMSE dans la minimisation des interférences inter-symboles et inter-utilisateurs provoquées par les canaux réels, nous avons comparé les résultats de simulations du BER en fonction du rapport E_b/N_0 du système ULB en présence de l'effet des canaux et de l'égalisation avec les résultats obtenus pour les mêmes canaux sans l'égalisation.

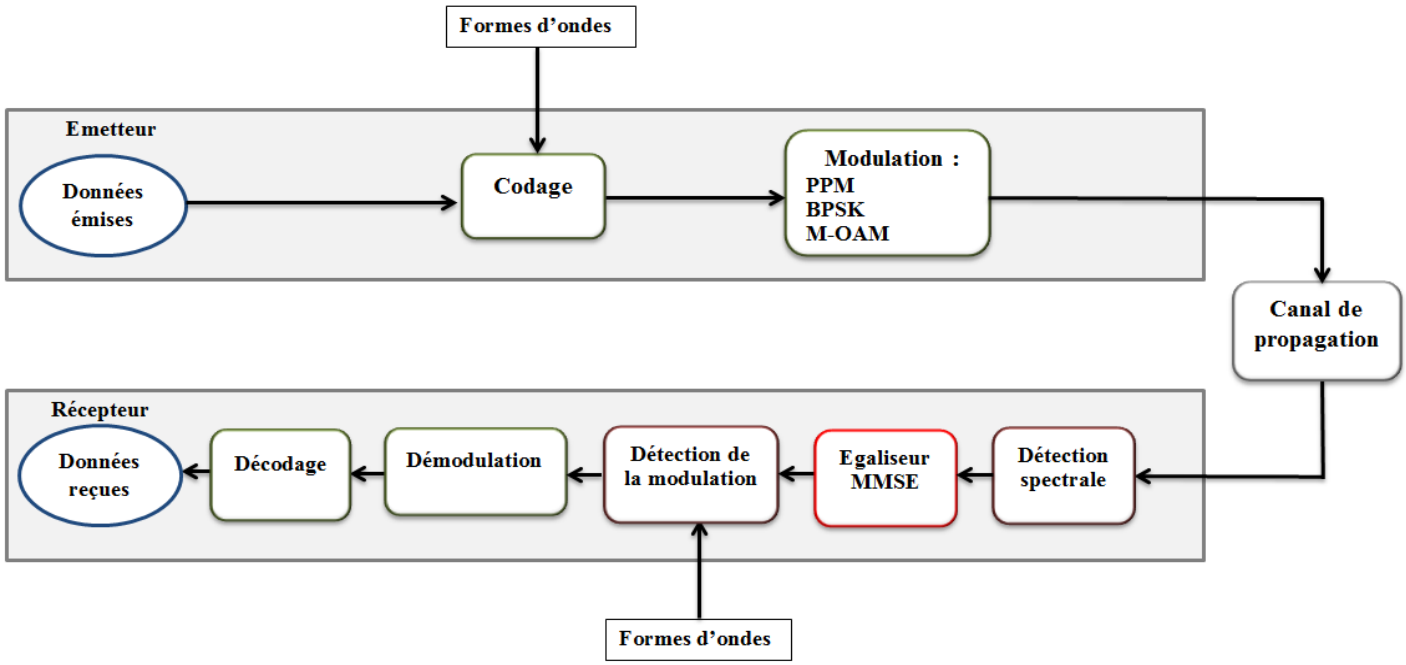


Figure 3. 15: Système proposé après l'implémentation de l'égaliseur MMSE

Les résultats d'implémentation de l'égaliseur MMSE sont illustrés dans la figure 3.16 dans les conditions du canal CM1. Nous percevons un gain important à la réception, en termes de taux d'erreur par bit, en implémentant le MMSE en comparaison avec les résultats du BER obtenus dans le cas des canaux sans la partie égalisation. Cette amélioration des performances est très visible à partir d'un SNR = 0dB. Prenant l'exemple d'un cas de 16 utilisateurs, pour un SNR=10dB, le BER passe de 0.5 sans égalisation à 0.01 en implémentant l'égaliseur MMSE.

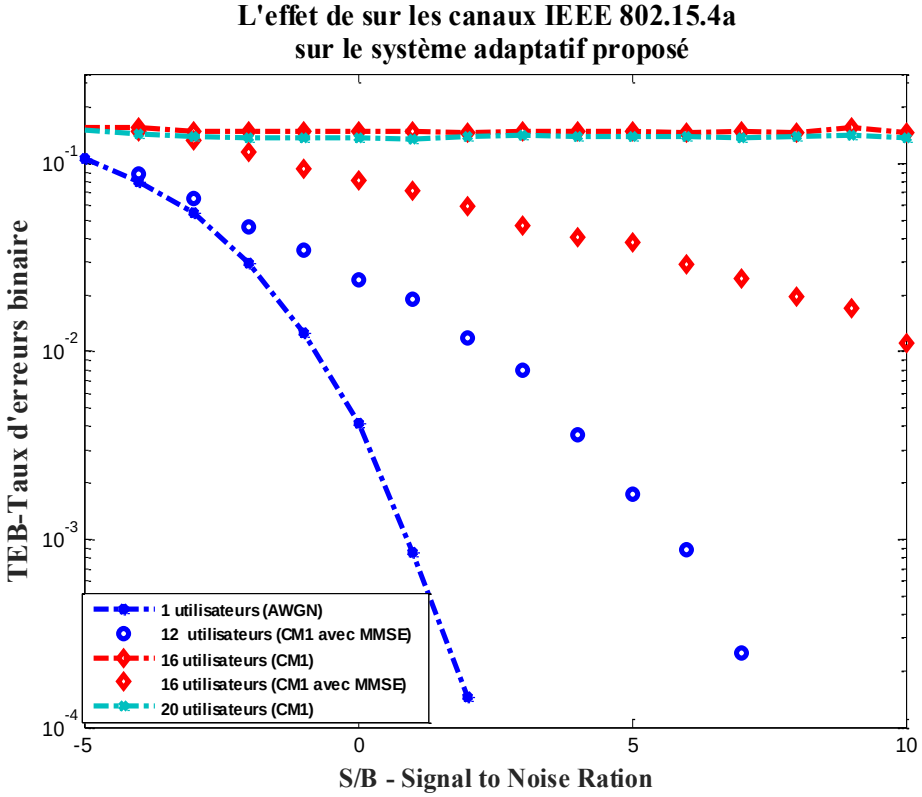


Figure 3. 16: L'effet des canaux IEEE.802.15.4a sur le système adaptatif proposé

3.11 Conclusion

La radio cognitive est un vaste sujet d'actualité dans le domaine de communication sans fil. Elle permet de résoudre les problèmes des systèmes de communication sans fil actuels en exploitant l'opportunisme du spectre existant. Le nouvel algorithme proposé associant l'accès multiple et la détection de modulation utilisée par chaque utilisateur, permet de réaliser la démodulation automatique et d'avoir un récepteur adaptatif pour l'ensemble des utilisateurs, au lieu de plusieurs récepteurs pour chaque utilisateur.

Ce chapitre met l'accent sur l'aspect intelligent du récepteur proposé pour le système ULB basé sur la modulation M-OAM. Certains algorithmes de détection spectrale ont été présentés. Celui basé sur le calcul des valeurs propres de la matrice de covariance du signal reçu assure une meilleure détection. Les deux algorithmes MME et EME sont appliqués, ils peuvent être utilisés pour différents signaux sans connaissance préalable du signal émis, du canal ou de la puissance du bruit. D'après le résultat de la mise en œuvre de ces techniques, le MME est plus performant que l'EME en termes de probabilité de détection.

Nous avons développé l'algorithme de détection des modulations pour le système multi utilisateurs. Cette détection de modulation permet d'assurer l'autonomie du récepteur intelligent proposé et de réaliser la démodulation automatique. Par conséquent, au lieu d'avoir un récepteur par utilisateur, nous avons réalisé un seul récepteur adaptatif à l'ensemble des utilisateurs. Les simulations obtenues attestent des bonnes performances de l'algorithme proposé. Les résultats expérimentaux confirmant ces simulations seront présentés dans le chapitre 5. Les performances du système proposé ont été évaluées dans le cas des canaux réels IEEE 802.15.3a, les résultats obtenus exposent une forte dégradation des performances. Par conséquent, nous avons décidé l'intégration de l'égaliseur MMSE comme solution au niveau de la réception afin de remédier à cette détérioration.

En ce qui concerne l'implémentation des canaux seuls, le modèle IEEE.802.15.3a a donné des résultats acceptable pour le CM1 par contre pour le CM4 ils étaient médiocres pour toutes les valeurs du SNR. Nous pouvons en déduire que les paramètres de chaque canal jouent un rôle très important pour déterminer l'effet du canal sur les performances de notre système.
Par ailleurs, pour remédier aux effets introduits par le canal, le MMSE a été implémenté dans notre système et nous avons évalué sa contribution dans la minimisation de l'impact des canaux et l'amélioration des performances. Le résultat assure que le MMSE réduit bien le taux d'erreurs binaire avec des bonnes performances.

Nous présentons dans le chapitre suivant, un nouvel algorithme de détection de pics basé sur les statistiques d'ordre supérieurs (SOS). Cet algorithme nous permettra d'améliorer les performances de notre récepteur en présence du bruit blanc additif gaussien.

Chapitre 4:

Application des statistiques d'ordres supérieurs sur le système ULB basé sur la M-OAM

4.1 Introduction aux Statistiques d'Ordres Supérieurs 136
4.2 Définition des statistiques d'ordres supérieurs (SOS) 137
4.3 Variables aléatoires réelles scalaires 138
4.4 Moments et Cumulants 139
4.5 Propriétés des moments et cumulants 141
4.6 Avantages des cumulants par rapport aux moments 141
4.7 Multicorrélations 142
4.8 Implémentation des SOS dans le système de communication proposé 146
4.9 Conclusion 155

4.1 Introduction aux Statistiques d'Ordres Supérieurs

La majorité des méthodes et techniques en traitement du signal s'appuient sur une modélisation gaussienne des processus aléatoires. Une description complète de ces processus peut être assurée par le statut "gaussien" en utilisant seulement les moments d'ordre 1 et 2.

En revanche, dans plusieurs applications, les questions qui se posent sont : «est-ce que les processus aléatoires sont gaussiens ?», « sont-ils des processus linéaires ou non-linéaires ?», «ont-ils une phase minimale ou pas ?». Pour résoudre ces problèmes, divers outils d'analyse basés sur des cumulants ou des moments d'ordres supérieurs à deux ont été proposés par la littérature spécialisée. Au sein de la communauté du traitement du signal, ces outils sont appelés «Statistiques d'ordres supérieurs» [Boufrioua 13].

Plusieurs domaines d'application, tels que: l'astronomie, l'acoustique, la géophysique, le traitement des images, le traitement de la parole, la mécanique, la biomédecine, l'économie, etc., ont eu recours à l'utilisation des statistiques d'ordres supérieurs. En traitement du signal, de nombreux outils parmi lesquels nous énumérons: l'analyse en composantes indépendantes, l'identification des systèmes à phase non-minimale et des systèmes non-causaux, la reconstruction des signaux, l'estimation fréquentielle, la localisation des sources, l'estimation du temps de décalage et d'effet Doppler, etc., sont basés sur les statistiques d'ordres supérieurs [Vrabie 03].

Le terme «statistique d'ordres supérieurs» (SOS) (en anglais Higher Order Statitistics: HOS) fait référence aux moments et aux cumulants d'ordres strictement supérieurs à 2. Les problèmes difficilement insolubles à l'aide des statistiques classiques d'ordre 2 peuvent être résolus par les SOS. Ces dernières donnent une description plus complète des données et de leurs propriétés. Elles ont été également utilisées pour améliorer les solutions déjà apportées par les techniques classiques.

Depuis quelques années ces statistiques ont connu un gain d'intérêt croissant dans le monde du traitement du signal, en partie grâce à l'évolution croissante de la puissance des outils et machines numériques. Les multicorrélations que nous allons définir dans les sections suivantes sont issues des SOS de variables aléatoires multidimensionnelles.

Ce chapitre a pour but de donner les définitions et les propriétés nécessaires à l'introduction des SOS. Nous décrirons par la suite les principaux algorithmes intéressants pour notre système de communication ULB. Afin d'améliorer les performances du récepteur intelligent proposé, nous avons développé un nouvel algorithme basé sur les SOS. Ce dernier remplace la corrélation (statistiques d'ordre 2) du fait que les SOS sont plus performants que la corrélation dans le cas où les bruits entre les objets communicants sont corrélés.

Dans notre étude, la motivation d'utiliser les SOS réside dans leurs capacités de suppression du bruit gaussien reçu attaché au signal utile. En effet, l'utilisation des cumulants d'ordres supérieurs à deux supprime le bruit gaussien et améliore l'identification du signal.

En effet, les SOS doivent être compatibles avec une utilisation en temps réel, ce qui impose des limites en utilisation de ressources mémoire et en temps de calcul. Dans nos travaux, nous nous limitons aux ordres 3 et 4. Dans la suite nous décrirons les principaux algorithmes que nous avons étudiés afin de sélectionner l'algorithme le mieux adapté pour le système proposé.

4.2 Définition des statistiques d'ordres supérieurs (SOS)

Les statistiques d'ordres supérieurs (SOS) sont les moments d'ordre supérieur à 2 et certaines combinaisons non linéaires de ces moments appelées cumulants que nous allons noter cum tout au long du texte de ce mémoire. Elles sont utilisées essentiellement en complément aux statistiques d'ordre 2. Elles donnent une description plus complète des données et de leurs propriétés. Une analyse à l'ordre 2 examine les liens statistiques entre les valeurs à deux instants ou à deux fréquences d'un signal. Ceci ne fournit qu'une description incomplète des propriétés statistiques d'un signal aléatoire (sauf s'il est gaussien). Pour approfondir l'analyse, il faut envisager les liens entre trois, quatre voire plus d'instants (ou fréquences).

Les propriétés d'ordres supérieurs des signaux aléatoires peuvent être décrites, comme le sont les propriétés d'ordre 2, dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. L'étude dans le domaine temporel conduit aux multicorrélations, l'étude dans le domaine des fréquences aux multispectres **[**Lacoume 08**]**. Les SOS permettent la résolution de problèmes

insolubles à l'ordre 2. Elles ont été également utilisées pour améliorer les solutions (conditionnement, identifiable…) déjà apportées par les techniques classiques.

Dans ce chapitre nous allons, tout d'abord, rappeler les principaux éléments de base sur lesquels reposent les fondements mathématiques de la théorie des statistiques d'ordre supérieur. Plus particulièrement les différents algorithmes SOS implémentés. Nous distinguons généralement trois raisons principales à l'utilisation des statistiques d'ordre supérieur [Masson 01]:

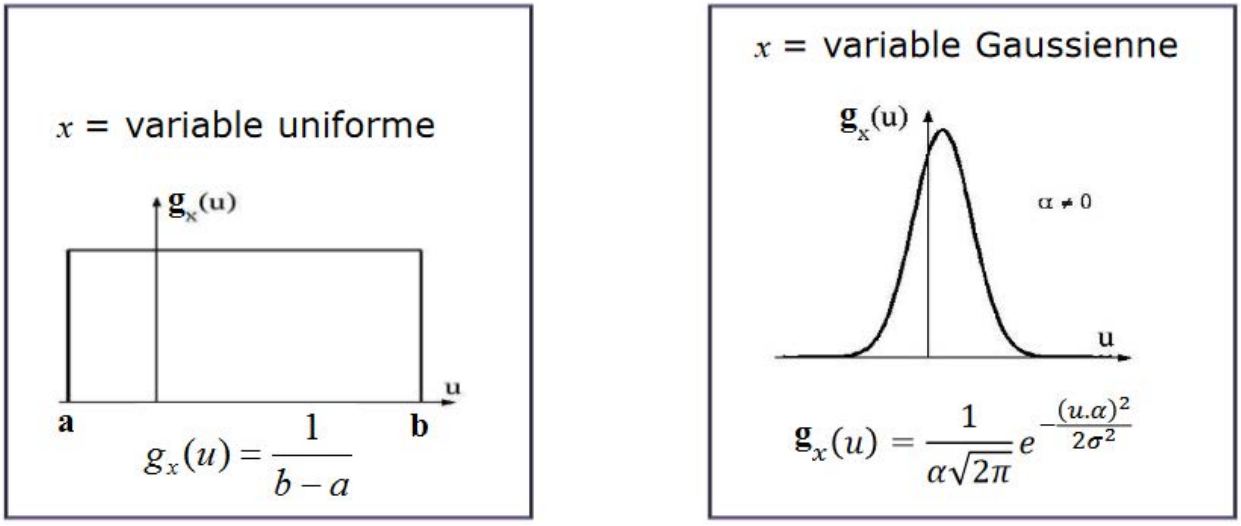


Figure 4. 1: Présentation des variables uniforme et Gaussienne

-Extraire l'information liée à la déviation vis-à-vis de la gaussianité.

-Estimer la phase de signaux paramétriques non-gaussiens.

-Identifier des relations de phases entre composantes spectrales.

4.3 Variables aléatoires réelles scalaires

Soit x une variable aléatoire à valeurs réelles. $F_x(\mu)$, fonction de répartition de x, est la probabilité d'apparition de la variable aléatoire dans le segment $]-\infty,\mu]$. Lorsque x admet une densité de probabilité $p_x(\mu)$, alors $dF_x(\mu) = p_x(\mu)d\mu$. La densité de probabilité $p_x(\mu)$ est positive et a pour somme l'unité. Lorsque la fonction de répartition $F_x(\mu)$ est une fonction en escalier, elle n'admet pas de densité au sens des fonctions, mais au sens des distributions. Les moments généralisés de x sont définis pour toute application réelle g par:

$$E[g(x)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(u)p_x(u)du \qquad (4.\ 1)$$

On utilise souvent des fonctions polynômiales $g(v)$, conduisant aux moments "classiques" de différents ordres, tels que la moyenne ou le moment d'ordre 2. En utilisant des fonctions exponentielles, on associe aux variables aléatoires des fonctions caractéristiques. La première fonction caractéristique de x est:

$$\Phi_x(v) = E[e^{jvx}], \tag{4. 2}$$

où j désigne la racine carrée de -1. Lorsque la variable aléatoire x admet une densité de probabilité $p_x(u)$, la première fonction caractéristique $\Phi_x(u)$ est sa transformée de Fourier:

$$\Phi_x(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{jvu} p_x(u) du \tag{4. 3}$$

Dans ce cas, on retrouve la densité de probabilité à partir de la première fonction caractéristique par transformation de Fourier inverse:

$$p_x(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jvu} \Phi_x(v) dv \tag{4. 4}$$

La fonction caractéristique est continue en tout point et vaut 1 à l'origine. Elle est donc non nulle au voisinage de l'origine, son logarithme népérien peut être défini comme suit:

$$\Psi_x(v) = \log(\Phi_x(v)) \tag{4. 5}$$

Cette fonction est appelée seconde fonction caractéristique.

4.4 Moments et Cumulants

Notons $\mu_{x(r)}$ les moments d'ordre r de x, lorsqu'ils existent,

$$\mu_{x(r)} = E[x^r] \tag{4. 6}$$

Et $\mu'_{x(r)}$ les moments centrés :

$$\mu'_{x(r)} = E[(x - \mu_{x(1)})^r] \tag{4. 7}$$

Les fonctions caractéristiques décrivent complètement la variable aléatoire à laquelle elles sont associées. En développant e^{jvx} dans l'équation (4.2) au voisinage de l'origine selon

le développement de Taylor de la première fonction caractéristique, on obtient les moments [Welling 05]:

$$\mu_{x(r)} = (-j)^r \frac{d^r \phi_x(v)}{dv^r}\Big|_{v=0} = E[x^r] \tag{4. 8}$$

Les dérivées de la seconde fonction caractéristique, prises à l'origine, définissent les cumulants:

$$k_{x(r)} = (-j)^r \frac{d^r \psi_x(v)}{dv^r}\Big|_{v=0} = Cum[x, x, ..., x] \tag{4. 9}$$

qui représentent les coefficients du développement en série de Taylor de la seconde fonction caractéristique.

Il est important de prendre garde aux notations. La notation consistant à écrire $Cum[x^3]$ au lieu de $k_{x(3)}$ ou de $Cum[x,x,x]$ n'est pas correcte. En effet, x^3 est elle-même une variable aléatoire dont on peut calculer le cumulant d'ordre 3.

Les cumulants d'ordre r peuvent être calculés à partir des moments d'ordre inférieur ou égal à r [Lacoume 08]. Pour les ordres 1 à 4, les moments et les cumulants sont liés par les relations suivantes:

$$\begin{aligned}
&k_{x(1)} = \mu_{x(1)},\\
&k_{x(2)} = \mu'_{x(2)} = \mu_{x(2)} - {\mu_{x(1)}}^2,\\
&k_{x(3)} = \mu'_{x(3)} = \mu_{x(3)} - 3\mu_{x(1)}\mu_{x(2)} + 2{\mu_{x(1)}}^3,\\
&k_{x(4)} = \mu_{x(4)} - 4\mu_{x(3)}\mu_{x(1)} - 3{\mu_{x(2)}}^2 + 12\mu_{x(2)}{\mu_{x(1)}}^2 - 6{\mu_{x(1)}}^4.
\end{aligned}$$

Dans le cas de variables aléatoires centrées ($\mu_{x\,(1)} = 0$), les expressions des cumulants se simplifient en:

$$\begin{aligned}
&k_{x(1)} = 0,\\
&k_{x(2)} = \mu_{x(2)},\\
&k_{x(3)} = \mu_{x(3)},\\
&k_{x(4)} = \mu_{x(4)} - 3(\mu_{x(2)})^2.
\end{aligned}$$

Les moments centrés et les cumulants sont identiques jusqu'à l'ordre 3 inclus. A l'exception de ces cas, le calcul des cumulants d'ordre r nécessite le calcul des moments d'ordre inférieur ou égal à r.

4.5 Propriétés des moments et cumulants

Les moments et cumulants possèdent un grand nombre de propriétés, nous ne présentons ici que celles qui nous serviront dans la suite du manuscrit. Avant tout, rappelons la définition de l'indépendance statistique entre variables [Kachenoura 06]:

-Indépendance: Si x_1 et x_2 sont deux variables aléatoires indépendantes, à valeurs réelles ou complexes, alors les cumulants croisés d'ordre positif quelconque de x_1 et x_2 sont nuls.

-Additivité: Si x_1 et x_2 sont deux variables aléatoires indépendantes, le cumulant d'ordre q (q>0) de la somme des deux variables est égal à la somme des cumulants d'ordre q de chaque variable, autrement dit, nous avons dans le cas complexe: $C_{(x_1+x_2)} = C_{x_1} + C_{x_2}$.

-Gaussianité: Si x est une variable aléatoire gaussienne, alors tous ses cumulants d'ordre q>2 sont nuls.

-Multilinéarité: Soient deux vecteurs aléatoires x et s, a priori complexes, liés par la relation linéaire $x = Hs$ où H est une matrice quelconque de dimension (N×P). Les moments et cumulants d'ordre q (q > 0) de x sont, dans ce cas, des fonctions linéaires de H.

4.6 Avantages des cumulants par rapport aux moments

Les cumulants présentent de nombreux avantages dont on peut citer [Chartier 00]:

- Les cumulants d'ordre supérieur à 2 d'une variable gaussienne sont nuls.
- Le changement d'origine ne modifie pas les cumulants d'une variable aléatoire réelle scalaire, excepté le cumulant d'ordre 1.
- Le cumulant d'ordre r d'une somme de variables aléatoires réelles scalaires indépendantes est égal à la somme de cumulants d'ordre r de chacune des variables.
- Ainsi, si l'on considère un signal noyé dans un bruit gaussien indépendant du signal, alors les cumulants d'ordre supérieur à 2 se réduisent au seul cumulant du signal.

$$z = x + y, \text{ alors } k_{z(r)} = k_{x(r)} + k_{y(r)} \quad (4.\ 10)$$

Lorsque la variable x est gaussienne, sa seconde fonction caractéristique est :

$$\psi_x(v) = j\mu_{x(1)}v - \frac{1}{2}\mu_{x(2)}v^2 \quad (4.\ 11)$$

Ses cumulants d'ordre supérieur à 2 sont donc tous nuls. Cette propriété caractérise la loi gaussienne [Lacoume 08]. Les variables gaussiennes sont donc entièrement décrites par leurs propriétés au second ordre.

4.7 Multicorrélations

Les propriétés d'ordres supérieurs des signaux aléatoires peuvent être décrites, de la même façon que les propriétés d'ordre 2, dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. L'étude dans le domaine du temps mène aux multicorrélations alors que l'étude dans le domaine des fréquences aux multispectres. Dans notre travail nous nous intéressons à la multicorrélation qui va assurer l'élimination du bruit et la bonne précision de détection des pics.

La multicorrélation, appliquée à la mesure d'un retard faible, est un outil intéressant dans le cas où la simple corrélation ne suffit plus. L'utilisation du cumulant d'ordre 4 peut s'avérer efficace pour la détection d'un signal quelconque, et en particulier télémétrique, noyé dans du bruit.

Les différentes situations expérimentales produisent divers types de signaux [Lacoume 08]. Les signaux aléatoires sont décrits par leurs propriétés statistiques: c'est à partir des grandeurs moyennes associées à ces signaux, moments et cumulants, que l'on introduira de manière naturelle les multicorrélations.

Le développement des moyens numériques de traitement conduit à utiliser de plus en plus des signaux à temps discret obtenus par échantillonnage des signaux à temps continu. Nous considérerons ces deux types de signaux : à temps discret et à temps continu. Cela nous permettra de décrire les signaux naturels, issus du capteur, qui sont à temps continu et les signaux utilisés en pratique par les systèmes modernes de traitement qui sont, dans la quasi-totalité des cas, à temps discret.

4.7.1 Définition de la multicorrélation:

Les multicorrélations sont définies à partir des cumulants d'ordres supérieurs à 2 comme la corrélation est définie à partir du cumulant d'ordre 2 [Mendel 91] [Nikais 93]. Soit un signal aléatoire $x(t)$ à valeurs réelles, la multicorrélation d'ordre p de $x(t)$ est le cumulant d'ordre p des valeurs (variables aléatoires) du signal $x(t)$ aux instants $t_0, t_1, \ldots, t_{p-1}$:

$$C_{x(p)}(t) = Cum[x(t_0), x(t_1), ..., x(t_{p-1})] \quad (4.\ 12)$$

Lorsque le signal $x(t)$ est stationnaire au sens strict, ses statistiques sont invariantes par changement de l'origine des temps. Un des temps peut être pris comme origine (nous choisissons ici $t = t_0$). La multicorrélation n'est alors en fonction que des $p-1$ écarts de temps $\tau_i = t - t_i$. La multicorrélation d'ordre p est alors:

$$C_{x(p)}(t) = Cum[x(t), x(t+\tau_{p-1}), ..., x(t+\tau_{p-1})] \quad (4.\ 13)$$

où $\tau = (\tau_1, ..., \tau_{p-1})$. On retrouve la corrélation classique (cumulant d'ordre 2):

$$C_{x(2)}(\tau_1) = Cum[x(t), x(t+\tau_1)] \quad (4.\ 14)$$

la bicorrélation (cumulant d'ordre 3):

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = Cum[x(t), x(t+\tau_1), x(t+\tau_2)] \quad (4.\ 15)$$

la tricorrélation (cumulant d'ordre 4):

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = Cum[x(t), x(t+\tau_1), x(t+\tau_2), x(t+\tau_3)] \quad (4.\ 16)$$

et ainsi de suite . . .

Les multicorrélations, définies à partir des cumulants, peuvent s'exprimer en fonction des moments en utilisant les relations entre les cumulants et les moments données et présentées auparavant. Lorsque les signaux sont centrés, ce qui est souvent le cas, la corrélation et la bicorrélation s'expriment directement en fonction des moments:

$$C_{x(2)}(\tau_1) = E[x(t)x(t+\tau_1)] \tag{4. 17}$$

$$C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = E[x(t)x(t+\tau_1)x(t+\tau_2)] \tag{4. 18}$$

La tricorrélation s'exprime en fonction du moment du quatrième ordre et de la corrélation:

$$\begin{aligned} C_{x(4)}(\tau_1,\tau_2,\tau_3) = E[x(t)x(t+\tau_1)x(t+\tau_2)x(t+\tau_3)] \\ -C_{x(2)}(\tau_1)C_{x(2)}(\tau_2-\tau_3) \\ -C_{x(2)}(\tau_3)C_{x(2)}(\tau_1-\tau_2) \\ -C_{x(2)}(\tau_3)C_{x(2)}(\tau_1-\tau_2) \end{aligned} \tag{4. 19}$$

4.7.2 Symétries

Plaçons-nous dans le cas des signaux stationnaires. Dans cette situation, les différents instants auxquels on prélève le signal pour calculer le cumulant donnant la multicorrélation jouent un rôle symétrique. On peut donc choisir arbitrairement l'instant de référence. De même, l'ordre dans lequel on fait apparaître les différents retards comme arguments de la muticorrélation est arbitraire [Lacoume 08]. Il existe donc un ensemble de valeurs identiques de la multicorrélation. Ceci entraîne, pour la multicorrélation, des symétries dans l'espace des retards. On peut évaluer simplement le nombre de valeurs égales de la multicorrélation en fonction de l'ordre. Considérons une multicorrélation d'ordre p, il y a p choix possibles de l'instant de référence et, pour chaque choix de l'instant de référence, il y a (p−1)! ordres possibles des p−1 autres instants. On voit ainsi qu'une multicorrélation d'ordre p aura, dans l'espace des retards, p! Valeurs égales. Pour la corrélation (p = 2), il y a deux valeurs égales, ce qui se traduit par la symétrie bien connue:

$$C_{x(2)}(\tau_1) = C_{x(2)}(-\tau_1) \tag{4. 20}$$

Il serait fastidieux de détailler les symétries des multicorrélations dans le cas général. Pour illustrer notre propos, traitons le cas de la bicorrélation pour laquelle il y a 3! = 6 valeurs égales. En prenant l'origine en t on obtient:

$$C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = C_{x(3)}(\tau_2,\tau_1) \tag{4. 21}$$

En prenant l'origine en $t+\tau_1$ on obtient:

$$\begin{aligned} C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = C_{x(3)}(-\tau_1,\tau_2-\tau_1) \\ C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = C_{x(3)}(\tau_2-\tau_1,-\tau_1) \end{aligned} \tag{4. 22}$$

En prenant l'origine en $t+\tau_2$ on obtient:

$$C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = C_{x(3)}(-\tau_2,\tau_1-\tau_2)$$
$$C_{x(3)}(\tau_1,\tau_2) = C_{x(3)}(\tau_1-\tau_2,-\tau_2) \quad (4.\ 23)$$

La figure 4.2 montre comment on obtient ces différentes bicorrélations à partir des valeurs du signal aux mêmes instants en modifiant la date de l'instant de référence.

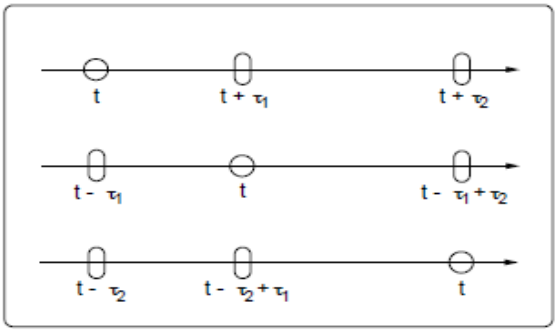


Figure 4. 2: Les différentes combinaisons de 3 instants donnant la même bicorrélation

4.7.3 Expressions simplifiées de cumulants

Nous rappelons qu'un modèle mathématique simple pour l'estimation du retard peut être exprimé, dans sa version discrète par:

$$x(n) = s(n) + b_1(n)$$
$$y(n) = s(n-r) + b_2(n) \quad (4.\ 24)$$

Ce modèle peut également être exprimé à l'aide d'un modèle autorégressif:

$$y(n) = \sum_i a_i x(n-i) + b(n) \quad (4.25)$$

où $b(n)$ *est une combinaison des bruits* b_1 *et* b_2. En théorie, le paramètre a_i est nul pour tout i différent de r et est égal à 1 pour i égal à r. Dans le cas où les bruits sont corrélés ou dans le cas où le signal est corrélé avec le bruit, il devient difficile d'estimer le paramètre *r* à l'aide de corrélations ou à l'aide du filtrage adaptatif. En effet, des pics non représentatifs du retard peuvent apparaître. Le modèle devient alors:

$$C_{YXX}(k,l) = \sum_i a_i C_{XXX}(i+k,i+l) \quad (4.\ 26)$$

où C_{YXX} est une bicorrélation et où C_{XXX} représente le cumulant d'ordre 3 de x. Ainsi, si b_1 et b_2 sont des processus gaussiens, alors les multicorrélations d'ordre supérieur à 2 seront identiquement nulles.

4.8 Implémentation des SOS dans le système de communication proposé

L'application d'un algorithme SOS adapté au système ULB basé sur la M-OAM nécessite la comparaison entre l'ensemble des algorithmes SOS de 3ème et 4ème ordres afin d'identifier celui le plus adéquat en termes d'élimination du bruit et de l'adapter à la démodulation M-OAM. Pour toutes les simulations la corrélation ainsi que les algorithmes SOS sont appliquées par rapport au signal reçu.

4.8.1 Cumulant d'ordre 3

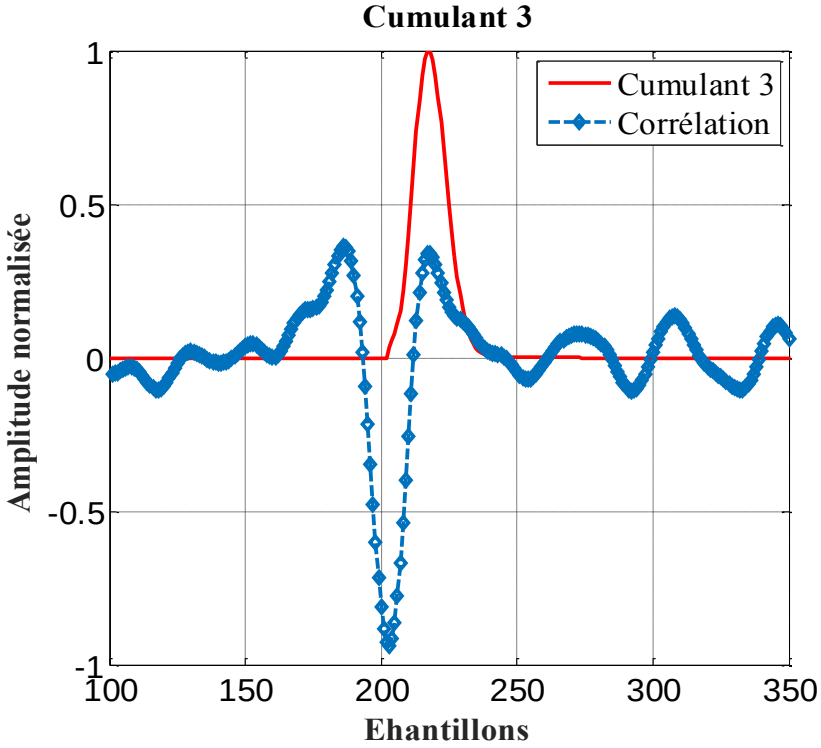


Figure 4. 3: Comparaison du cumulant 3 avec la corrélation

En se basant sur l'équation 4.26, l'expression du cumulant d'ordre 3 revient à calculer:

$$C_3(\tau_1,\tau_2)=\frac{1}{N}\sum_{t=0}^{N-\tau_1-1}x(t)y(t+\tau_1)z(t+\tau_2) \qquad (4.\ 27)$$

Avec, τ_1 *<N-1 et* τ_2 *<N-1*

La figure 4.3 illustre le résultat de la comparaison entre le cumulant 3 et la corrélation. Nous pouvons noter qu'il y a une bonne amélioration au niveau des lobes secondaires alors que la forme du pic ne s'améliore pas.

4.8.2 Cumulant d'ordre 4

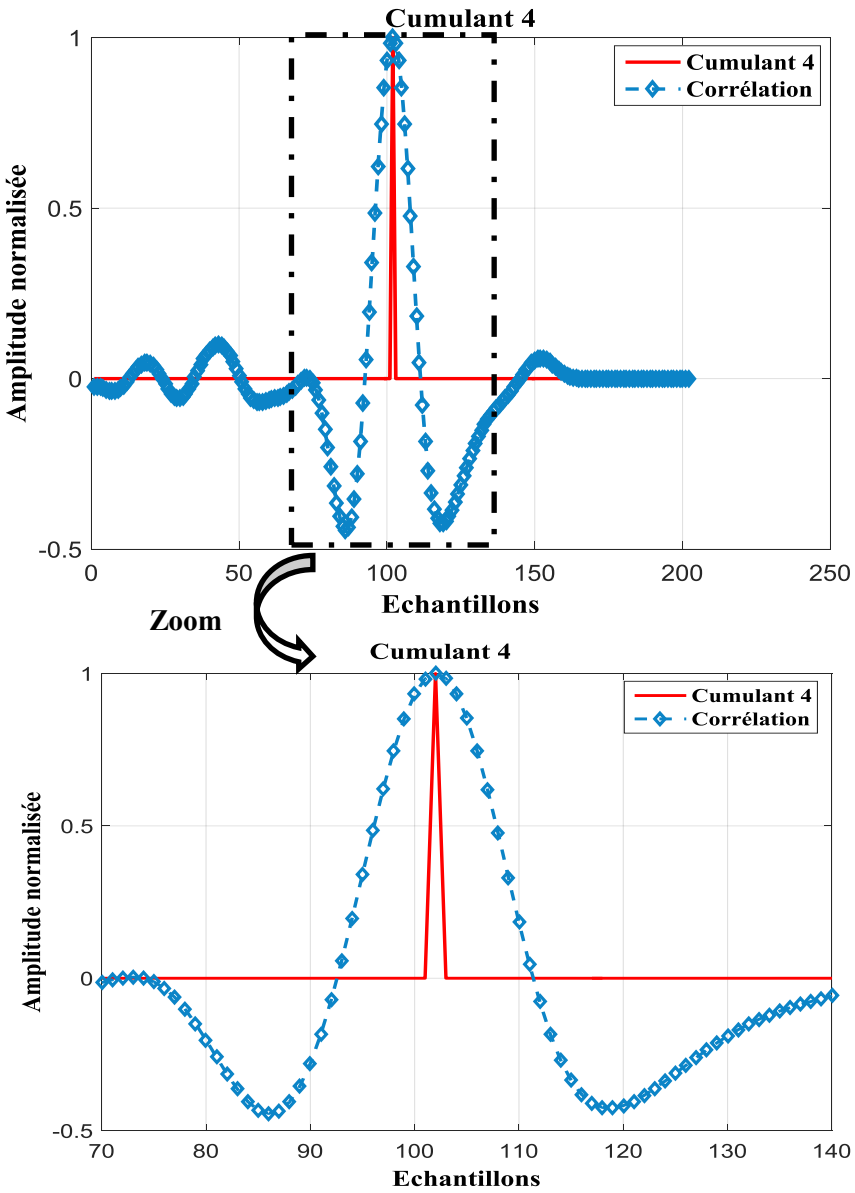


Figure 4. 4: Comparaison ente le cumulant 4 et la corrélation

Persson et Sangfelt ont comparé quatre détecteurs utilisant respectivement les moments d'ordre 2, 3 et 4 et le cumulant d'ordre 4. Ils concluent que les estimateurs d'ordre 4 donnent

en général de meilleurs résultats [Chartier 00]. En se basant sur l'équation 4.26, l'expression du cumulant d'ordre 4 revient à calculer:

$$C_4(\tau_1,\tau_2,\tau_3)=\frac{1}{N}\sum_{t=0}^{N-\tau_1-1}x(t)y(t+\tau_1)z(t+\tau_2)t(t+\tau_3) \quad (4.28)$$

Avec, τ_1 <N-1, τ_2 <N-1et τ_3 <N-1

La figure 4.4 prouve que de très bons résultats sont assurés par l'implémentation du cumulant 4; le bruit est éliminé et le pic est plus fin.

4.8.3 Tugnait d'ordre 3

L'algorithme de Tugnait d'ordre 3 est performant pour des signaux présentant les caractéristiques suivantes [Tugnait 93][Fremont 03] :

- Le signal utile c(i) est de moyenne nulle, stationnaire et non gaussien, tel que son bispectre soit non strictement nul.
- Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

-Expression originale

L'expression initiale de cet algorithme utilisée dans les études menées dans [Tugnait 93][Fremont 03] est la suivante:

$$\mathrm{J}_{3,\mathrm{org}}(\mathrm{i}_0)=\frac{\sum_{j=0}^{N-1}C_{sss}(j)C_{ssr}(j+i_0)}{\sqrt{\left[\sum_{j=0}^{N-1}C^2{}_{sss}(j)\right]\left[\sum_{j=0}^{N-1}C^2{}_{ssr}(j)\right]}} \quad (4.29)$$

Où le nombre n est fixé pour avoir le cumulant $C_{ssr}(n,j)=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}s(i)s(i+n)r(i+j)$ non strictement nul quel que soit la valeur j. Pour un entier n fixe, ce cumulant s'écrit seulement en fonction de j: $C_{ssr}(j)=C_{ssr}(n,j)$.

Les résultats obtenus par l'implémentation de la version originale du Tugnait 3, ne sont pas acceptables vu la déformation complète de pic (figure 4.5)

-Expression réduite

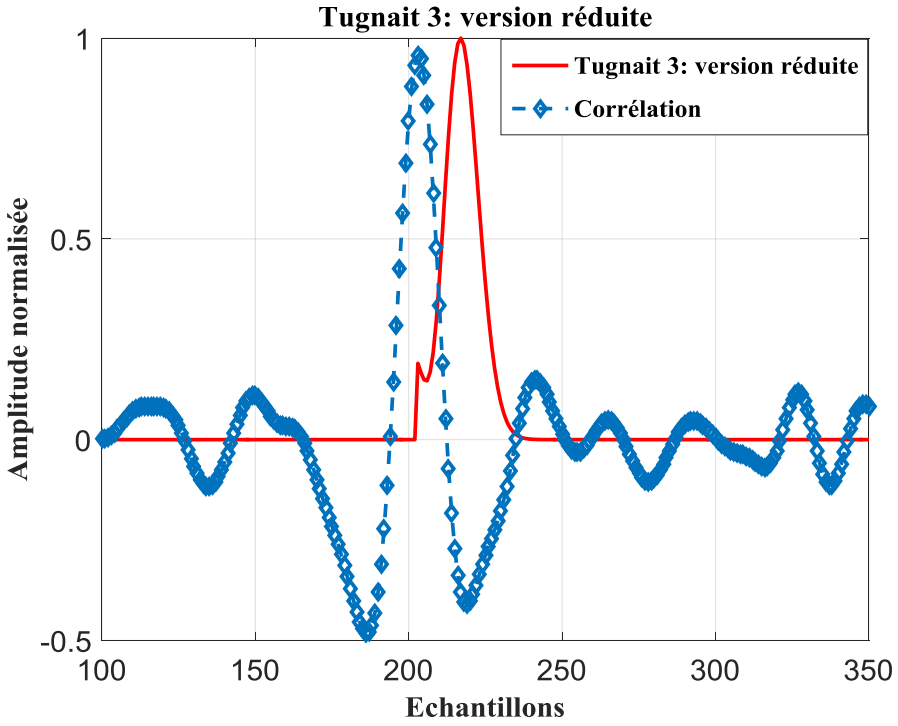


Figure 4. 5: Comparaison ente la version réduire du Tugnait 3 et la corrélation

Le dénominateur de l'algorithme de Tugnait d'ordre 3 est une simple normalisation et ne présente aucune information supplémentaire pour la détection du pic. Alors, nous proposons une version réduite de cet algorithme qui ne tient compte que du numérateur $\sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}(j)C_{ssr}(j+i_0)$ [Zaidouni 08].

La version réduite du Tugnait 3 donne les mêmes performances que l'implémentation du Cumulant 3, le bruit s'élimine mais la forme du pic ne s'améliore pas (figure 4.6).

4.8.4 Tugnait d'ordre 4

L'algorithme de Tugnait d'ordre 4 nécessite, pour être performant, des signaux ayant les propriétés suivantes [Tugnait 93][Fremont 03]:

- Le signal utile c(i) doit être non gaussien et de cumulant d'ordre 4 non nul.
- Le bruit doit être stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

-Expression originale

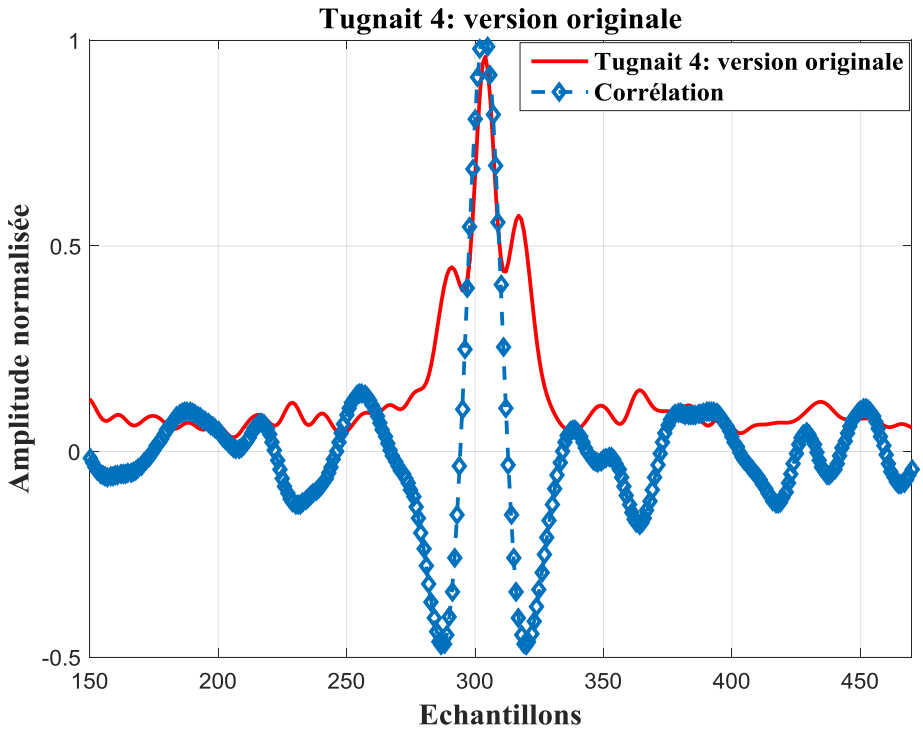


Figure 4. 6: Comparaison ente la version originale du Tugnait 4 et la corrélation

$$J_{4,org}(i_0)=\frac{\text{cum4}(c(i-i_0),\, c(i-i_0),\, r(i),\, r(i))}{\sqrt{|\text{cum4}(c(i),\, c(i))| \,.\, |\text{cum4}(r(i),\, r(i))|}} \qquad (4.\ 30)$$

La figure 4.7 révèle le résultat de l'implémentation de la version originale du Tugnait 4. Nous remarquons seulement une petite amélioration au niveau des lobes secondaires.

-Expression réduite

Dans le but de réduire le nombre d'opérations, une première simplification d'expression de cet algorithme consiste à prendre seulement le cumulant numérateur car le cumulant dénominateur ne sert qu'à normaliser l'algorithme et ne donne aucune autre information pour la détection du pic. En plus, nous nous intéressons plus à la version bipolaire du code émis c(i), alors nous avons $c^2(i) = 1$ et le cumulant numérateur devient [Zaidouni 08]:

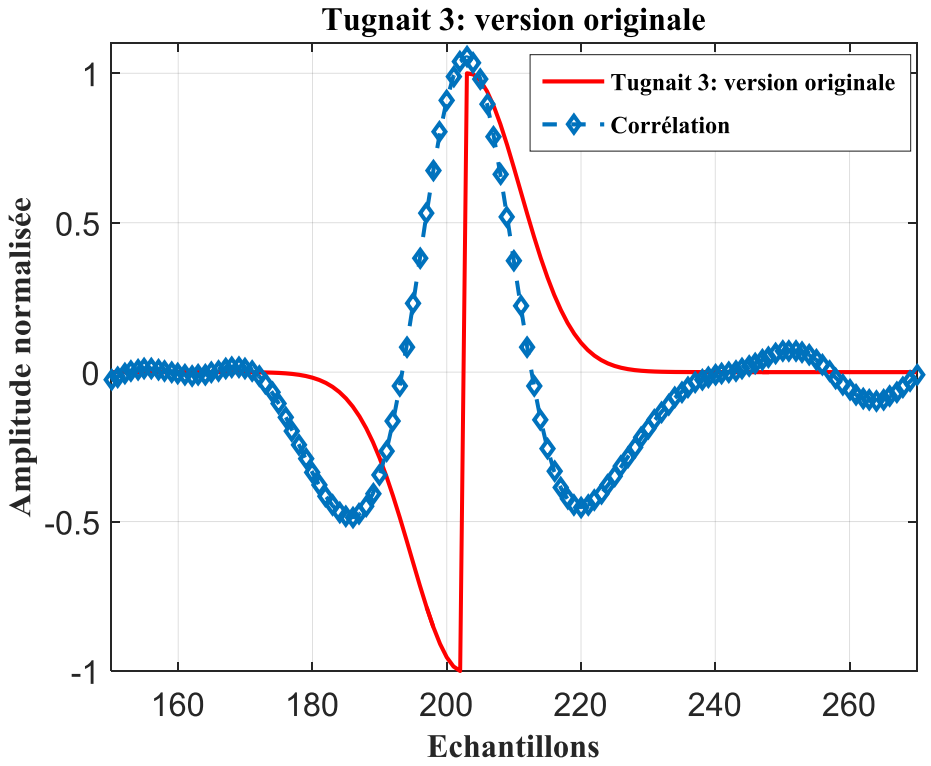


Figure 4. 7: Comparaison ente la version du Tugnait 3 et la corrélation

$$\text{cum4(c(i - i0), c(i - i0), r(i), r(i))} = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c^2(i-i_0)r^2(i) - 2.\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c\ (i-i_0)r\ (i)\right]^2 \quad (4.\ 31)$$

$$-\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c^2(i-i_0)\right].\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} r^2(i)\right]$$

$$= \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} r^2(i) - 2\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c\ (i-i_0).r\ (i)\right]^2 - \left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} 1\right].\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} r^2(i)\right]$$

$$= -2.\left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c\ (i-i_0).r\ (i)\right]^2$$

Ce qui donne la version réduite de l'algorithme du Tugnait d'ordre 4:

$$J_{corr2}(i_0) = \left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} c(i-i_0).r(i)\right]^2 \quad (4.\ 32)$$

Ce nouvel algorithme est nommé CORR2 dont le chiffre 2 est ajouté pour signifier qu'il s'agit d'une corrélation à la puissance 2. L'implémentation de la version réduite du

Tugnait 4 présentée sans la figure 4.8 présente une amélioration acceptable par rapport au bruit et lobes secondaires.

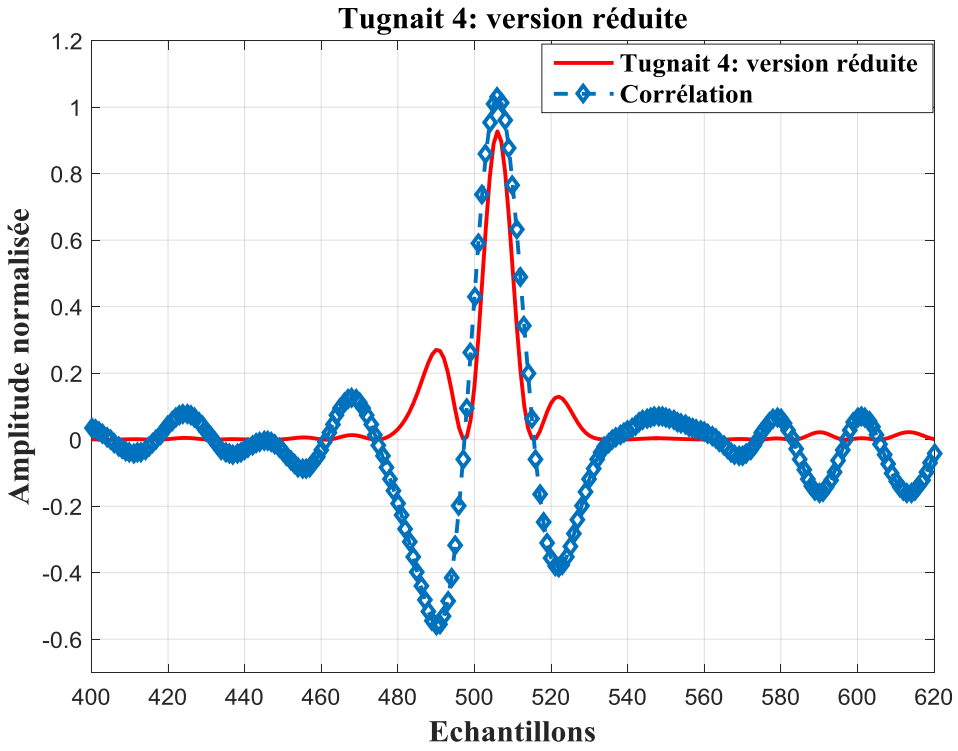


Figure 4. 8: Comparaison entre la version réduite du Tugnait 4 et la corrélation

4.8.5 Comparaison des différents algorithmes présentés

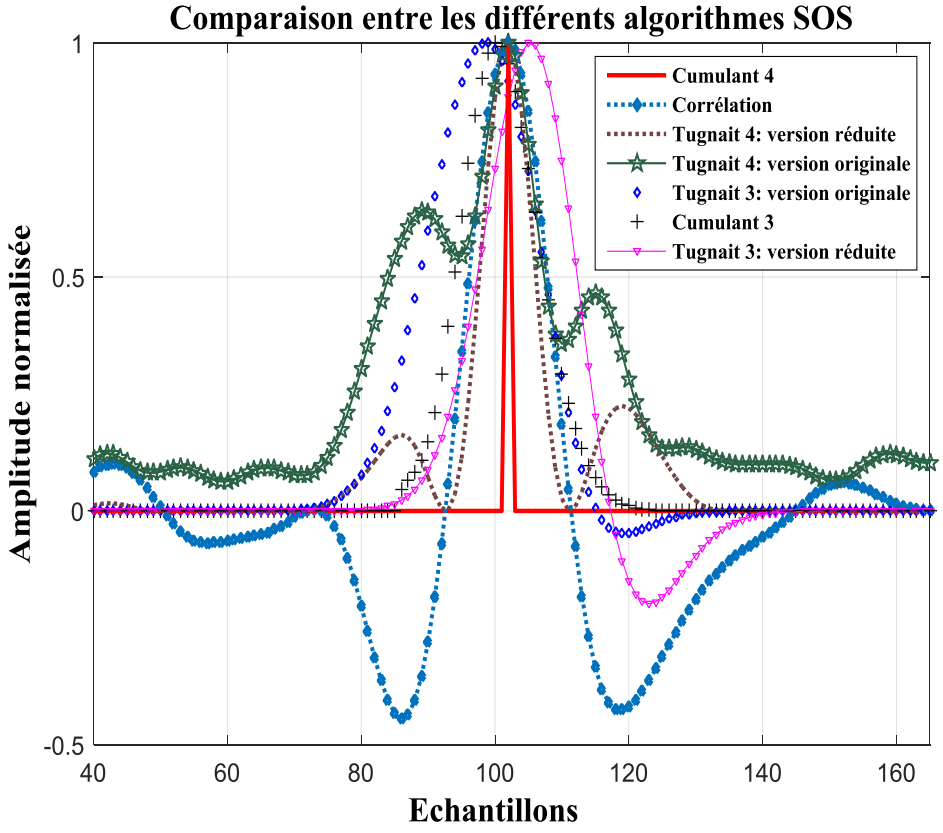


Figure 4. 9: Comparaison entre les différents algorithmes SOS

Dans le but de sélectionner l'algorithme le plus adapté au système proposé, une comparaison entre les différents algorithmes SOS, les résultats sont présentés dans la figure 4.9. Les meilleures performances sont assurées par le Cumulant d'ordre 4; le bruit s'élimine et le pic devient très fin.

4.8.6 Algorithme SOS adapté au système ULB basé la M-OAM

Après avoir déterminé l'algorithme le plus performant pour le système, un algorithme basé sur le Cumulant 4 a été développé dans le but de remplacer la corrélation utilisée au niveau de la démodulation M-OAM par le nouvel algorithme proposé.

L'implémentation du nouvel algorithme pour la modulation 4-OAM consiste à réussir son application pour les modulations BPSK et PPM et par la suite combiner les résultats. La difficulté réside dans le but d'assurer les bonnes positions et polarités des pics. Avant de commencer l'exécution de l'implémentation, il faut procéder par l'échantillonnage du signal.

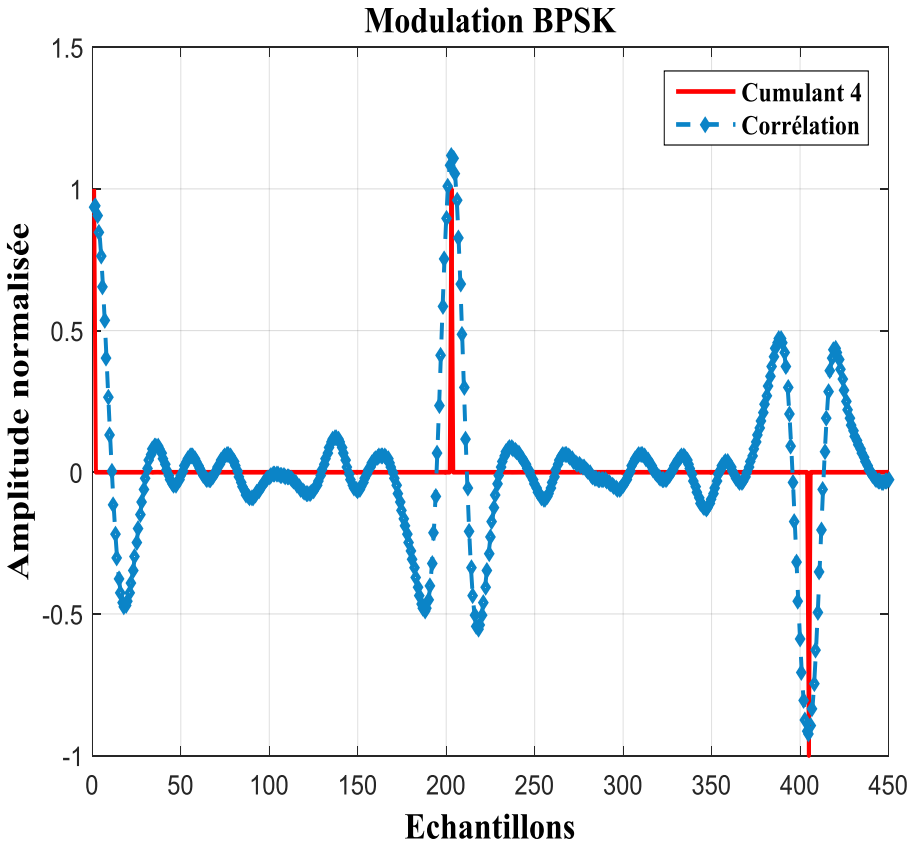


Figure 4. 10: Application de l'algorithme proposé sur la modulation

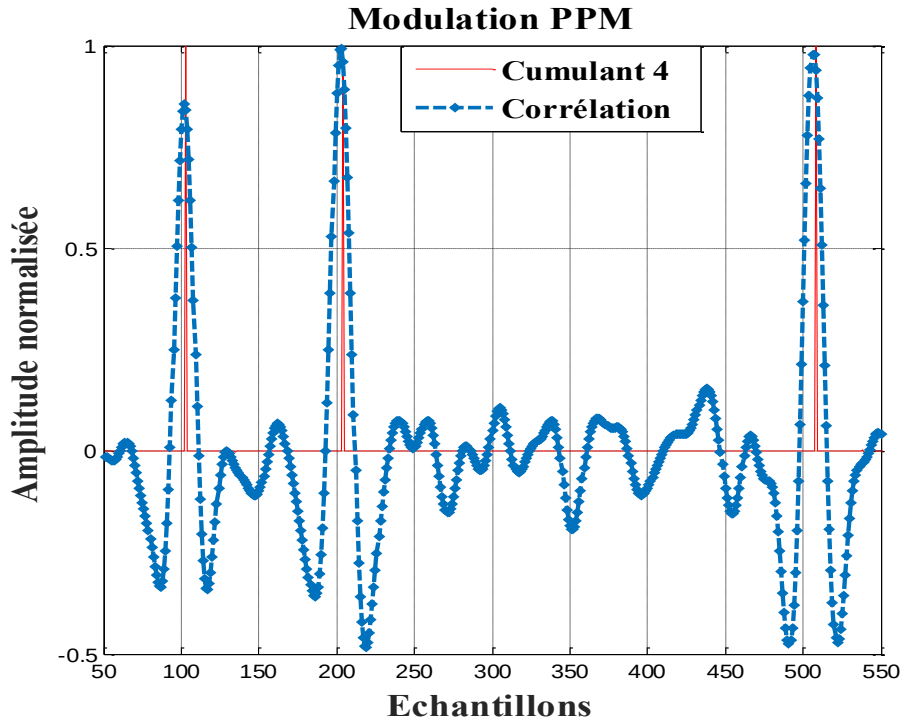


Figure 4. 11: Application de l'algorithme proposé sur la modulation PPM

La difficulté de l'adaptation de l'algorithme proposé pour la modulation BPSK réside dans la polarité des pics qui devait être réglée pour chaque symbole, comme indiqué dans la figure 4.10. Alors que la difficulté de l'adaptation de l'algorithme proposé pour la modulation PPM demeure dans la position des pics qui devait être ajustée pour chaque symbole comme indiqué dans la figure 4.11.

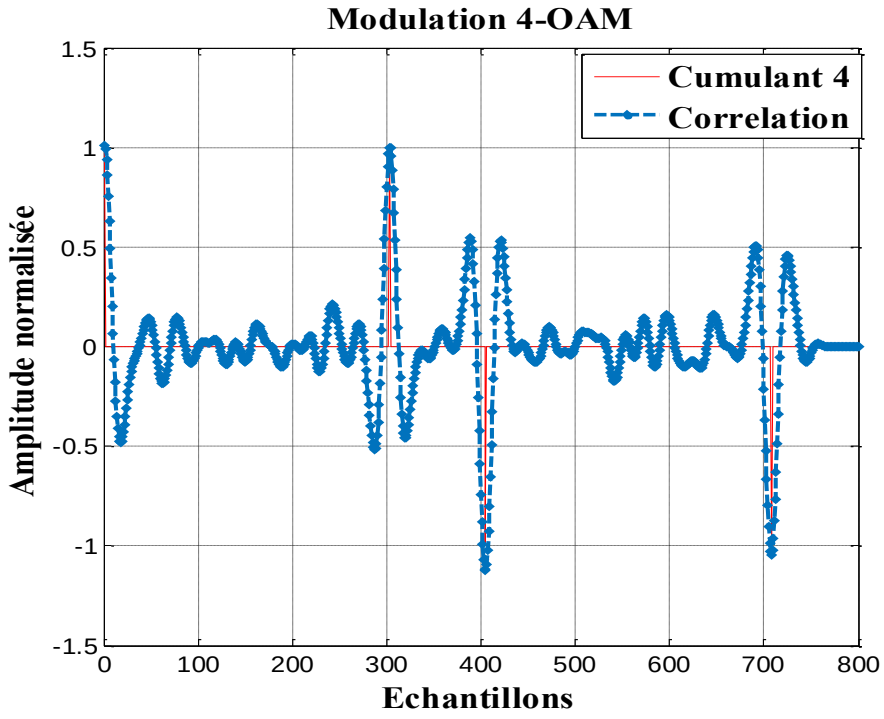


Figure 4. 12: Application de l'algorithme proposé sur la modulation M-OAM

L'adaptation de l'algorithme proposé pour la modulation 4-OAM résulte de la combinaison entre les résultats des modulations BPSK et PPM. Comme indiqué dans la figure 4.12, les bonnes positions et polarités des pics sont assurées, le bruit s'élimine et le pic devient très fin.

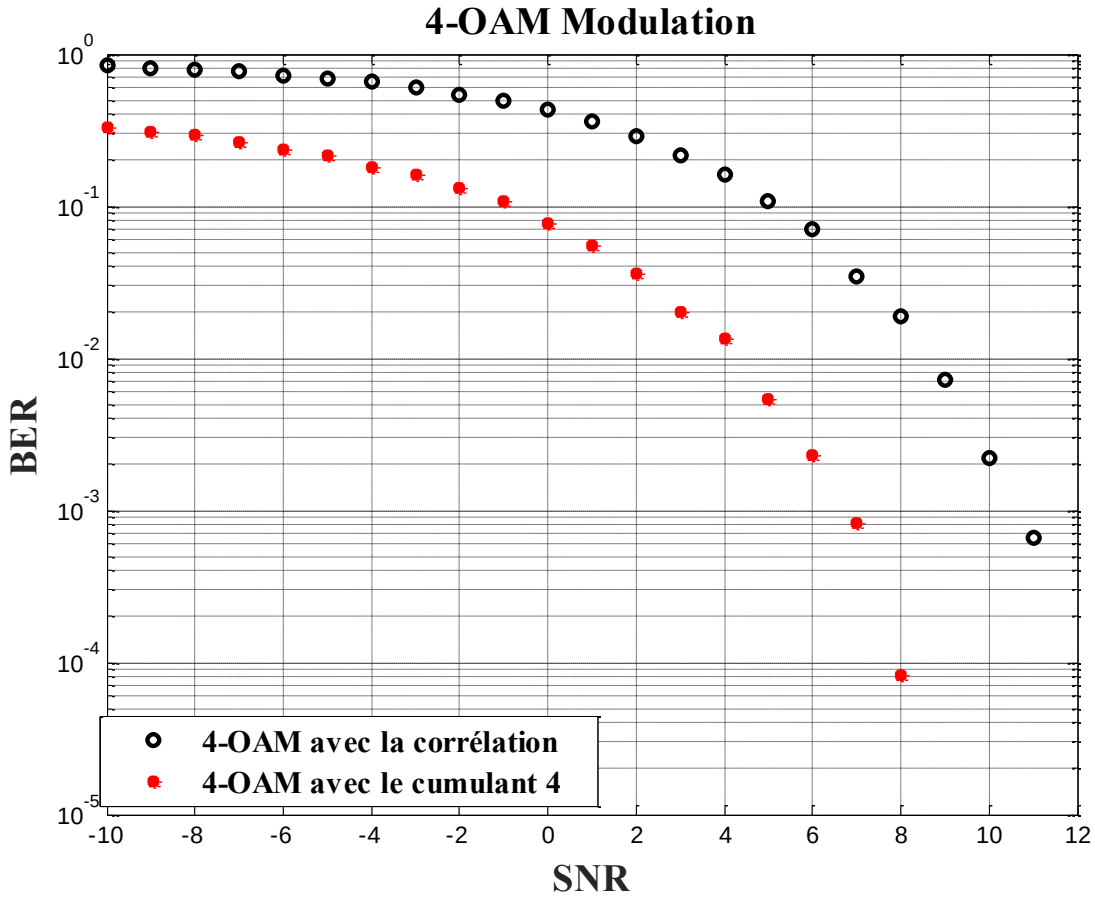


Figure 4. 13: BER en fonction du SNR pour la modulation M-OAM associée à l'outil SOS

Après l'adaptation de l'algorithme proposé pour la modulation M-OAM et afin d'évaluer ses performances par rapport au bruit, une simulation du BER en fonction du SNR a été effectuée et les résultats sont présentés dans la figure 4.13. Une bonne amélioration est remarquée en terme de BER, pour un BER=10^{-1}, un gain de 6 dB est obtenue.

4.9 Conclusion

L'exploitation des statistiques d'ordres supérieurs permet de conduire à une analyse plus fine des signaux. Les techniques développées à l'ordre 2 peuvent se transposer dans une grande mesure à des ordres supérieurs.

Les multicorrélations présentent une généralisation très naturelle de la corrélation. L'analogie entre les propriétés des caractéristiques d'ordre 2 et celles d'ordres supérieurs à 2 est très grande dans la définition des grandeurs fondamentales et dans les méthodes d'estimation.
Un point sensible, que fait apparaître l'étude des grandeurs d'ordres supérieurs, est le choix ouvert entre les moments et les cumulants.
Les grandeurs vraiment intéressantes seront souvent d'ordres supérieurs à 3 même que les multicorrélations apparaissent comme des grandeurs difficiles à calculer et à représenter.

Les multicorrélations apportent de nouvelles informations sur les signaux non gaussiens. Ils donnent ainsi de nouveaux outils d'analyse et de traitement. Ces descriptions ouvrent la voie à de nouvelles méthodologies et permettent de réaliser des traitements dans des situations où les descriptions classiques d'ordre 2 ne sont pas suffisamment précises.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de l'ensemble des algorithmes SOS de $3^{ème}$ et $4^{ème}$ ordres, l'algorithme le plus adapté pour le système de communication proposé est le cumulant d'ordre 4. Un nouveau algorithme basé sur le cumulant d'ordre 4 a été développé afin d'éliminer le bruit, de détecter les pics d'une façon plus précise et d'assurer de très bonnes performances en termes du BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal Noise Ratio).

La validation expérimentale de l'algorithme SOS proposé ainsi que son implémentation sous la plateforme FPGA (Field Programmable Gate Array) seront présentés en détails dans le cinquième chapitre.

Chapitre 5:

Validation expérimentale du système proposé et son implémentation sur les composants logiques programmables FPGA

5.1 Introduction 158
5.2 Résultats expérimentaux 159
5.3 Description du système FPGA implémenté 170

5.1 Introduction

La première partie de ce chapitre est consacrée à la validation expérimentale de l'ensemble des aspects proposés dans les précédents chapitres. En effet, l'étude expérimentale des performances offre une flexibilité plus restreinte que la partie simulation avec Matlab. Nous sommes donc dans l'obligation de revoir l'ensemble des paramètres utilisés dans le système tels que la fréquence d'échantillonnage, la résolution de quantification et la bande passante occupée. L'environnement intérieur des tests était au sein du laboratoire IEMN/DOAE à Valenciennes et les effets d'équipements et du canal réel ont été pris en compte. L'architecture des manipulations a été détaillée, les différents équipements utilisés seront présentés et finalement les résultats obtenus seront discutés.

La deuxième partie du chapitre se focalise sur l'implémentation du système proposé sur la plateforme de développement en temps réel FPGA (Field Programmable Gate Array). Le développement des systèmes sur le FPGA est difficile par rapport au développement sur les équipements de laboratoire, et encore plus complexe que la simulation sur Matlab puisqu'il fait appel à la conception physique et également à la conception logicielle. En revanche, il offre une grande vitesse, un haut niveau d'intégration et une grande flexibilité. Il se caractérise par la possibilité d'être reprogrammable et moins coûteux en termes de coût et de développement. Les composants programmables indispensables à la mise en place de cette plateforme sont le FPGA, le CAN (convertisseur analogique-numérique (ADC)) et le CNA (convertisseur numérique-analogique (DAC))

En premier lieu, les caractéristiques de base des FPGA, CNA et CAN sont présentées à la prochaine section. La 2ème section porte sur l'architecture du cumulant 4 proposé, les simulations effectuées en environnement VHDL ainsi que les résultats obtenus. L'implémentation de cet algorithme est présentée dans la section 3 ainsi que le résultat d'implémentation de la modulation 4-OAM déjà obtenu.

5.2 Résultats expérimentaux

Pour la réalisation expérimentale, nous avons commencé par le prototype du système de communication M-OAM ultra large bande en premier lieu puis nous avons validé le système d'accès multiple adaptatif proposé ainsi que celui basé sur le Cumulant 4.

Les tests sont réalisés dans un environnement indoor comme montre la figure 5.1. Cet environnement se compose d'un ensemble d'objets de géométries et natures complexes sources de nombreux multi-trajets dans ce laboratoire. La figure 5.1 illustre également l'architecture proposée qui se compose d'un générateur d'impulsions ULB et des signaux d'accès multiple, des antennes émettrice et réceptrice, d'un amplificateur connecté à l'antenne de réception, d'un oscilloscope et d'une unité de traitement [Maatougui 15].

Figure 5. 1: Tests expérimentaux au sein de l'IEMN

Nous commençons par la description des dispositifs de la manipulation et par la suite nous détaillerons les résultats obtenus des tests expérimentaux.

5.2.1 Description du dispositif de manipulation

La figure 5.2 illustre la structure générale du système expérimental. Ce dernier se compose de deux parties; une pour l'émission et puis le système d'acquisition et du traitement des signaux reçus. Pour envoyer les impulsions ULB de l'ordre de nanosecondes, nous utilisons un générateur arbitraire et une biconique adaptée à la bande d'émission. Le récepteur comprend une antenne, un amplificateur à faible bruit thermique, un oscilloscope permettant d'échantillonner le signal reçu à très haute fréquence et un ordinateur pour effectuer le traitement [Touati 15].

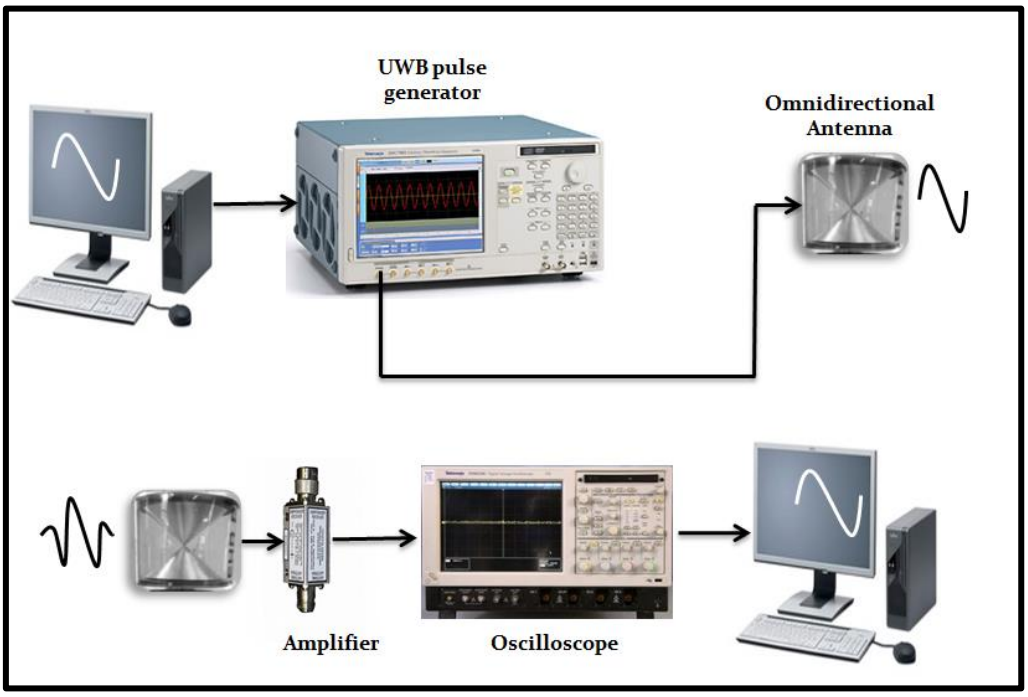


Figure 5. 2: Le schéma du système de communication ULB

5.2.1.1 Le générateur

La génération des signaux à travers le générateur de formes d'ondes arbitraires s'effectue d'une manière simple. Deux moyens sont possibles pour lui transmettre les signaux à envoyer aux antennes émettrices, soit le faire à partir d'un support amovible, ou bien à travers le biais du réseau local. Cette dernière donne la possibilité de tester plusieurs signaux et par conséquent calculer le taux d'erreur binaire. La figure 5.3 présente le générateur et résume ses caractéristiques.

- *Le type AWG7102.*
- *La largeur de bande des impulsions générées dépasse les 3 GHz avec une résolution de 1 ps.*
- *La fréquence d'échantillonnage atteint 10 Géch/s sur 2 canaux ou 20 Géch/s sur un canal.*
- *La profondeur de 10 bits.*

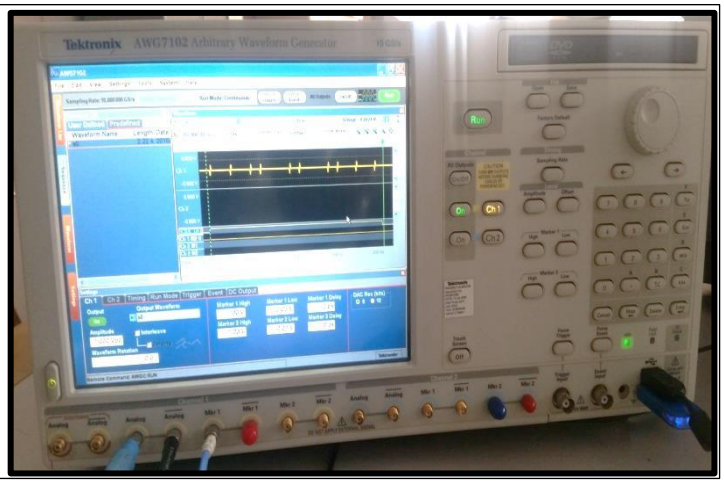


Figure 5. 3: Le générateur d'impulsion

5.2.1.2 Les antennes

Les antennes biconiques utilisées sont de type omnidirectionnel. Elles possèdent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel perpendiculaire à l'axe des cônes. La polarisation est linéaire et le gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 3 dBi. Les caractéristiques des antennes biconiques sont présentées dans la figure 5.4.

- *Type: omnidirectionnel*
- *La bande de fréquence: de 0.4 GHz à 6 GHz*
- *Le facteur d'antenne: de 25 à 44 dB/m*
- *Le gain: de -3 à 3 dBi*
- *Puissance maximale continue: 100 Watts*
- *Impédance: 50Ω*

Figure 5. 4 : L'antenne biconique

5.2.1.3 L'amplificateur

A la sortie de l'antenne réceptrice, nous plaçons un amplificateur de type BBV 9742 dans le but d'adapter le signal à la réception. L'amplificateur permet d'amplifier le signal reçu, ce qui est une fonctionnalité très adéquate pour la réalisation de nos expérimentations. Les caractéristiques de l'amplificateur sont résumées dans la figure 5.5:

- *Type: BBV 9742*
- *Alimentation: 12 - 15 V / 100 mA*
- *Bande de fréquence: 9 kHz - 4 GHz*
- *Facteur de bruit: 4.5 dB*
- *Impédance entrée/sortie: 50 Ω*

Figure 5. 5: L'amplificateur

5.2.1.4 L'oscilloscope

L'oscilloscope de type LeCroy WaveMaster 8620A se caractérise particulièrement par une large bande passante de 12 GHz avec des vitesses d'échantillonnage très rapides jusqu'à 40 Gech/s. Dans nos expérimentations, c'est la fréquence d'échantillonnage de 20 Gech/s qui a été utilisée. L'oscilloscope est piloté par une unité de traitement afin d'extraire et de traiter les résultats de différents tests à partir des fichiers Matlab générés par l'oscilloscope [Elhillali, Tatkeu 06]. Les caractéristiques de l'oscilloscope utilisé sont présentées dans la figure 5.6:

- *Série TDS6124C de Tektronix*
- *Largeur de la bande passante 6 GHz*
- *Fréquence d'échantillonnage 20 Géch/s sur 4 canaux*
- *Mémoire standard de 64 Mpts/Ch*
- *Résolution 8 bits*
- *Sensibilité entre 2 mV et 1V/div*

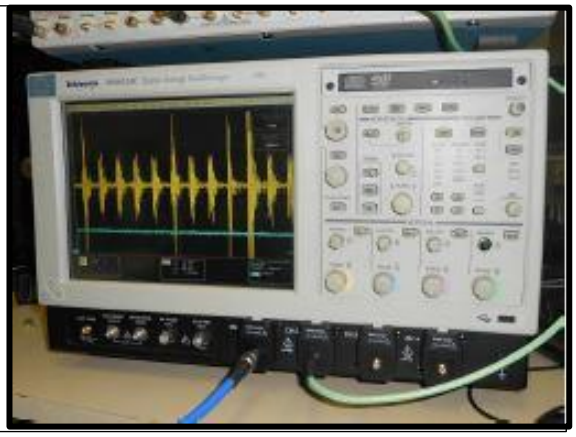


Figure 5. 6: L'oscilloscope

5.2.2 Tests et résultats expérimentaux

Pour assurer la liaison entre l'antenne émettrice et le générateur ainsi qu'entre l'antenne réceptrice et l'oscilloscope, différents câbles à connecteurs N/SMA ont été utilisés. La longueur de ces câbles varie entre 1m et 5m selon la distance envisagée. La synchronisation entre l'émission et la réception est assurée par un câble de 1m afin de trigger le générateur à l'oscilloscope, en se basant sur l'horloge du générateur. Un câble de longueur 4m relie le générateur avec l'antenne d'émission. Un autre câble de longueur 5m est utilisé pour connecter l'oscilloscope à l'antenne de réception.

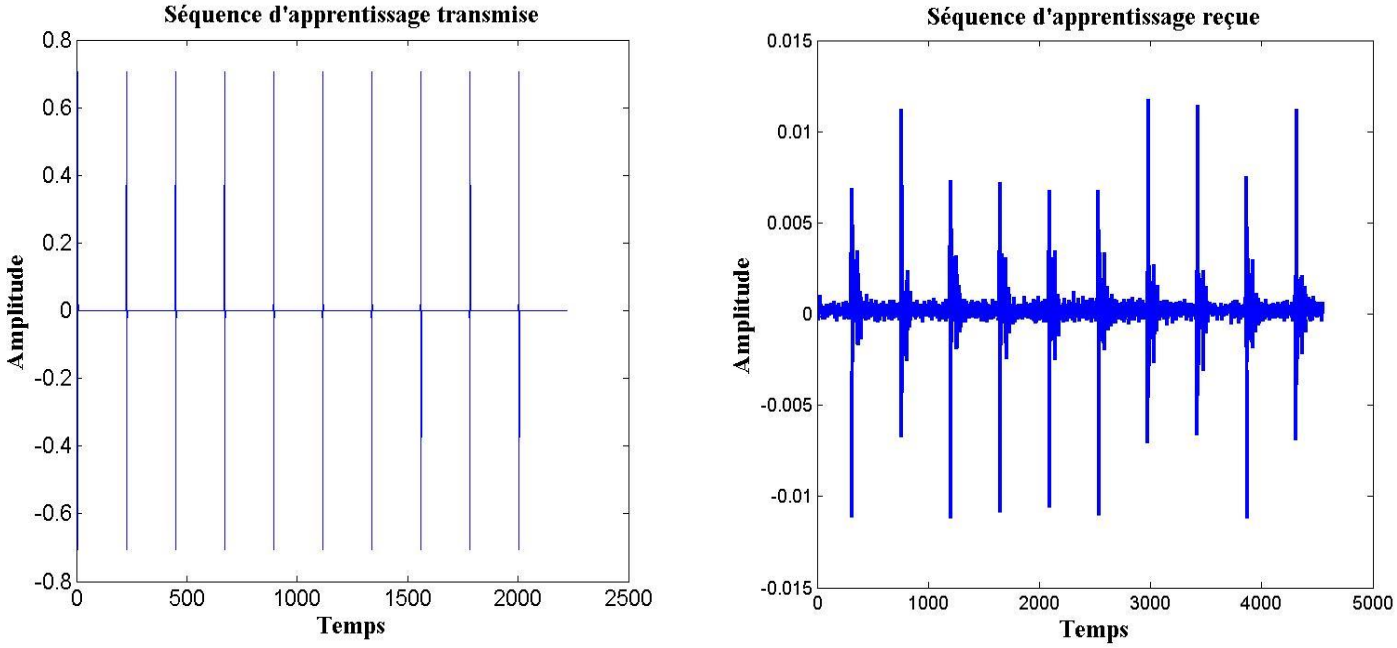
Le principe de fonctionnement du système est décrit comme suit:

Les signaux M-OAM sont construits sous forme de paquets de 180 symboles de données. Les formes d'onde utilisées sont généralement des fonctions de Gegenbauer modifiées de largeur 1ns. Le symbole est constitué de 111 échantillons et de l'ordre de 2.5 ns. Afin de prévoir l'étalement et les déformations de l'impulsion dues aux antennes, nous avons élargi la taille d'un symbole. D'où une largeur de symbole de 2.5 ns.

Le système de réception comporte un oscilloscope à échantillonnage direct à 20 Gech/sec, 6 GHz de largeur de bande et 8 bits de précision. L'amplitude des impulsions générées est de 1V. L'émetteur et le récepteur sont dans le même axe à une distance de 4m. Les signaux conçus sont transmis par le biais d'un réseau local au générateur. Ce dernier envoie les signaux à l'antenne émettrice à une fréquence d'échantillonnage de 20 Gech/s.

Une bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est garantie par l'ajout d'une séquence d'apprentissage au début de chaque paquet. La construction de cette séquence s'effectue à travers la modulation d'une série d'impulsions monocycles en BPSK ou en PPM pour qu'elle soit différente des données envoyées. On envoie la séquence d'apprentissage entre les antennes mises face à face et éloignées d'une distance raisonnablement faible (un peu plus de 1 m) afin de subir les déformations dues à ces dernières.
Cette séquence d'apprentissage est de longueur raisonnable de 31 chips. La figure 5.7 montre un exemple d'une séquence d'apprentissage en exploitant la forme d'onde G_1 et la modulation

BPSK. La séquence émise est illustrée dans la figure 5.7a et la figure 5.7b représente la séquence acquise.



(a) La séquence d'apprentissage transmise

(b) La séquence d'apprentissage reçue

Figure 5. 7: La séquence d'apprentissage

5.2.2.1 Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats obtenus des différents tests réalisés. Nous commençons par la présentation d'un exemple de la modulation 4-OAM, le résultat de l'implémentation du système multi-utilisateur adaptatif et également le résultat du Cumulant 4.

A. Modulation 4-OAM

Avant d'être injectée dans l'antenne émettrice par le biais du générateur, chaque trame est générée sous Matlab. La figure 5.8 illustre le signal 4-OAM crée sous Matlab en utilisant une séquence d'apprentissage modulée en BPSK et la forme d'onde Gegenbauer G_1. En premier lieu, le signal reçu illustré par la figure 5.9 est corrélé avec la séquence d'apprentissage présentée dans la figure 5.7. Le résultat de cette corrélation présenté dans la figure 5.11 permet la synchronisation du signal reçu afin de déterminer le début de chaque trame. Nous

calculons par la suite une deuxième corrélation du signal après synchronisation avec la forme d'onde MGF utilisée, dans le cas présenté c'est la forme G_1 montrée dans la figure 5.10. Cette dernière a été récupérée après le passage par les deux antennes mises face à face et séparées d'une distance raisonnablement faible. Le résultat de la deuxième corrélation est montré dans la figure 5.12. Nous détectons ainsi les pics qui nous nous permettent de retrouver les données et par la suite d'évaluer les performances du système.

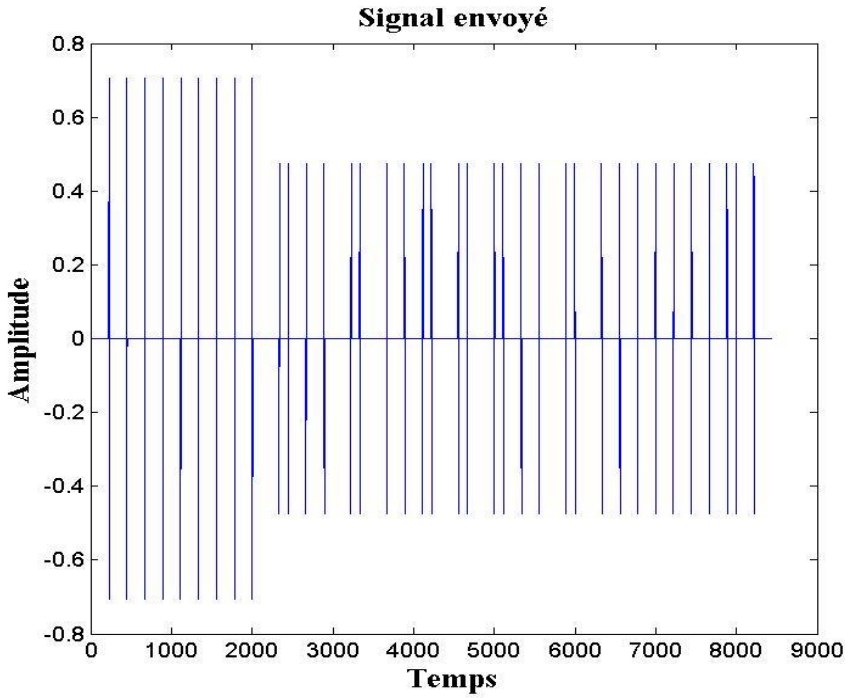


Figure 5. 8: Signal envoyé

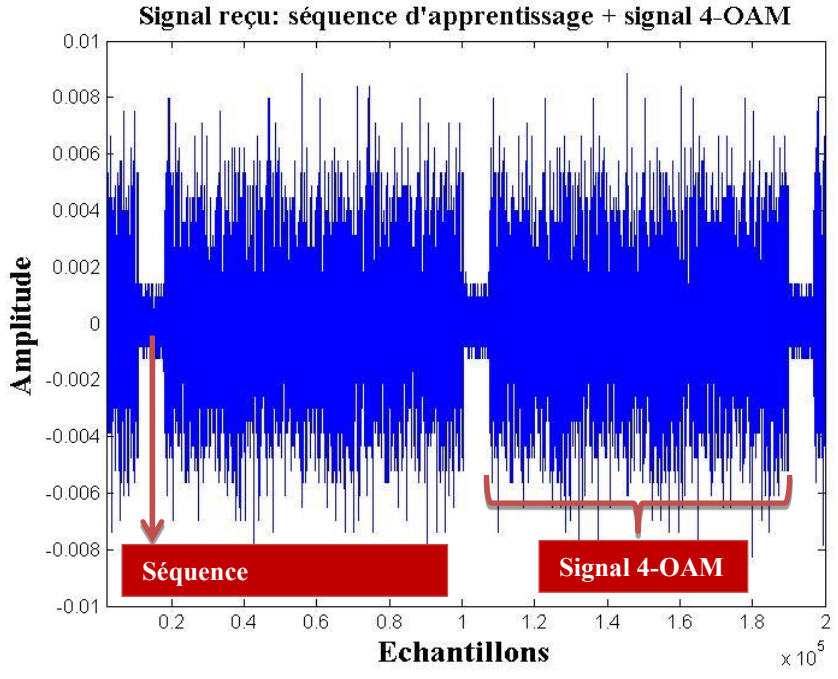


Figure 5. 9: Signal

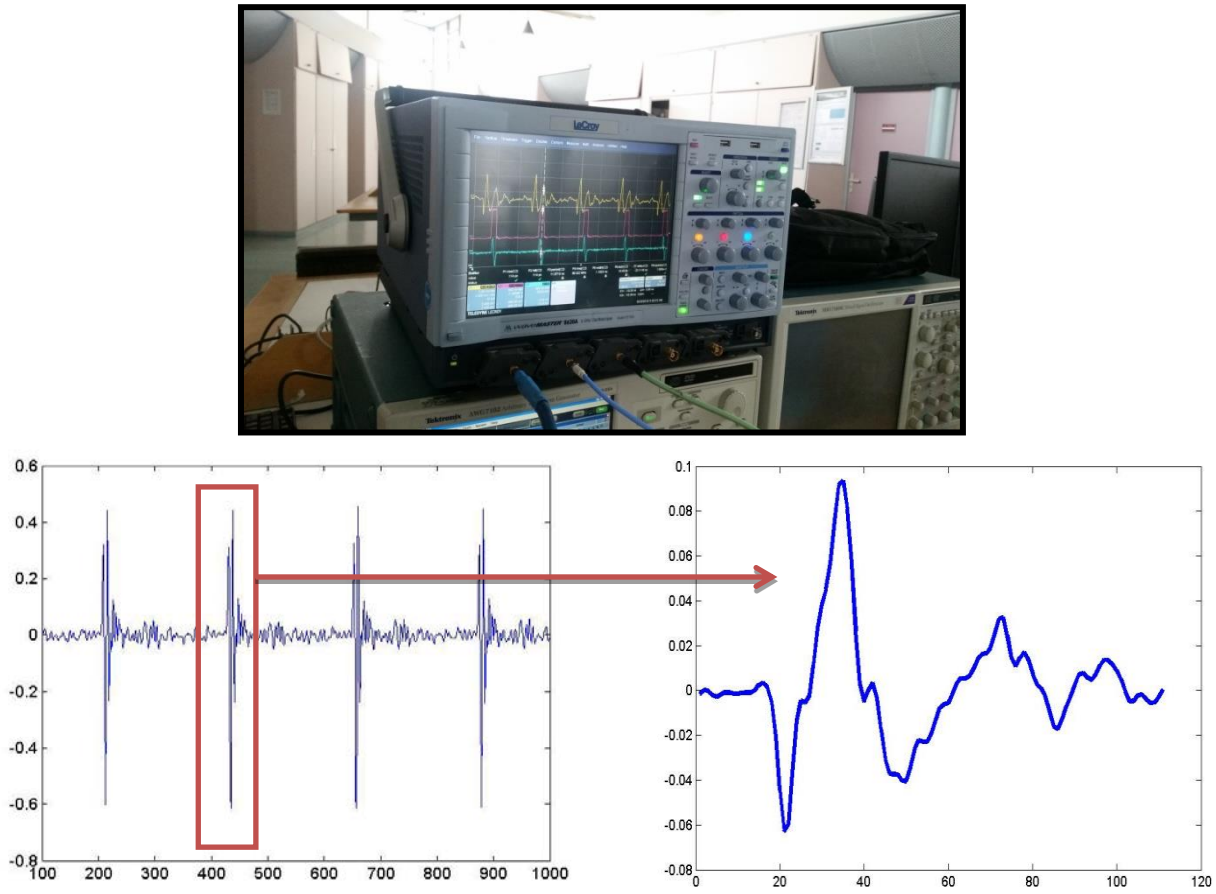


Figure 5. 10: La forme d'onde G1

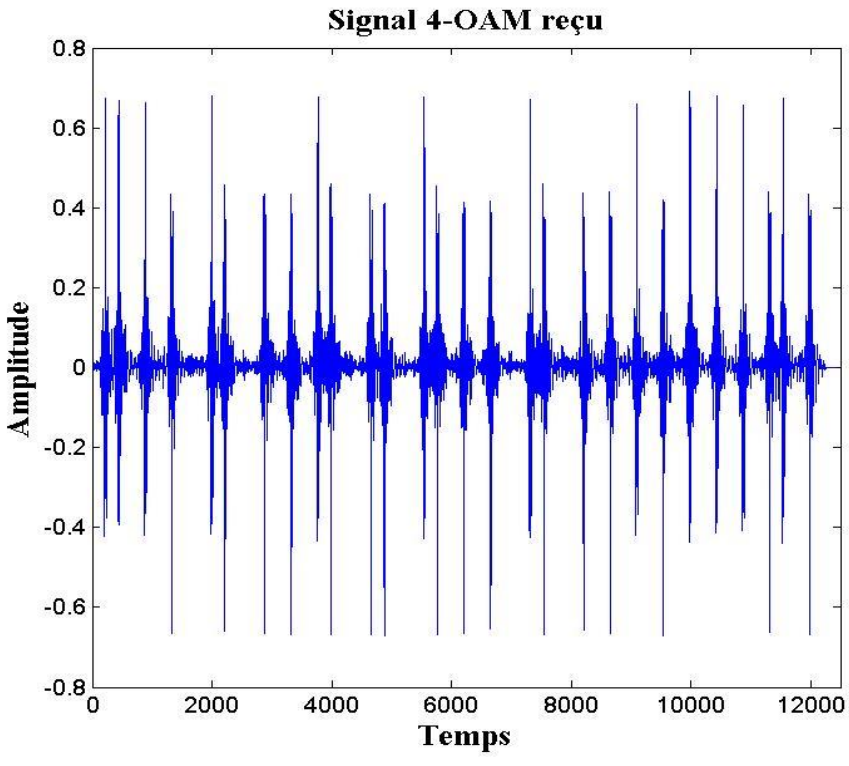


Figure 5. 11: Signal 4-OAM reçu

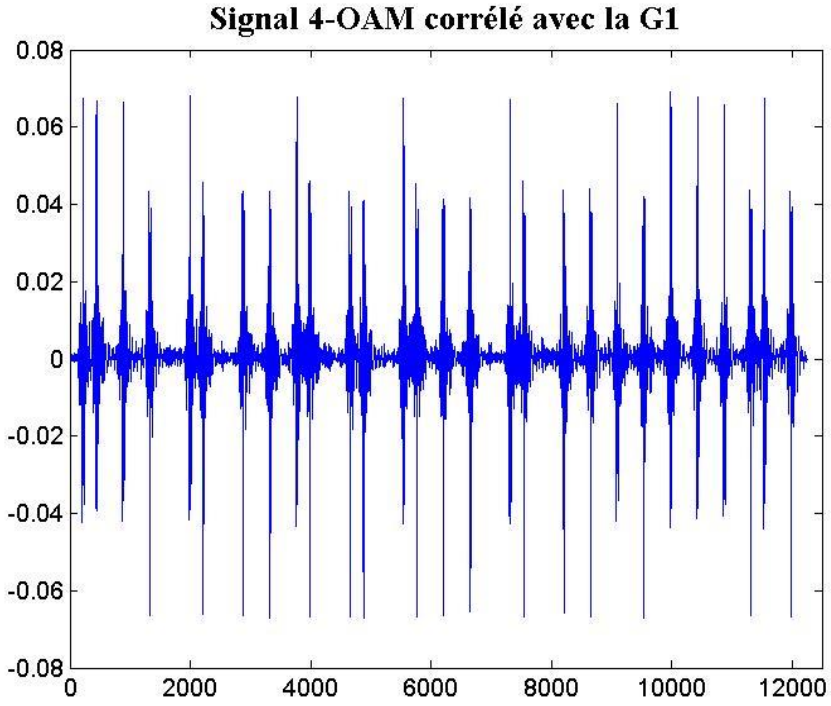


Figure 5. 12: Le signal après corrélation

B. Détection des modulations utilisées

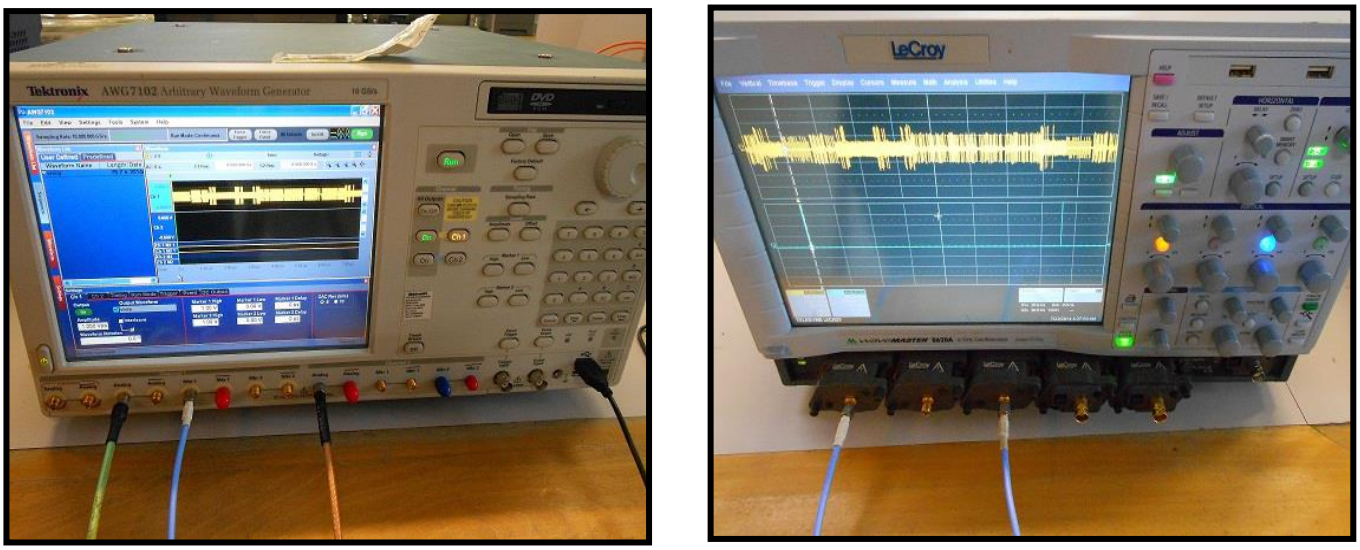
La création des différents signaux se base sur les codes de Gold et les différents ordres des fonctions Gegenbauer modifiées comme détaillé dans le troisième chapitre. L'étalement de ces signaux s'effectue avec la technique DS-ULB en utilisant des codes de Gold de longueur 31 bits. Pour établir le système proposé en conditions réelles, nous avons choisi de réaliser les deux scénarios présentés dans le tableau 5.1.

	4-OAM	***16-OAM***	***64-OAM***
Scénario 1	4 utilisateurs	×	×
Scénario 2	2 utilisateurs	2 utilisateurs	2 utilisateurs

Tableau 5. 1: Scénarios réalisés

Nous avons commencé les tests expérimentaux avec le système le plus simple, celui basé sur la modulation 4-OAM pour un accès de 4 utilisateurs. Ensuite, nous avons réalisé le

deuxième scénario qui se compose de 2 utilisateurs employant la 4-OAM, 2 utilisateurs exploitant la 16-OAM et 2 utilisateurs exploitant la 64-OAM.



(a) ***Signal à transmettre*** **(b)** ***Signal reçu***

Figure 5. 13: Le signal résultant des signaux

Pour les deux scénarios, les trames sont préparées sous Matlab avant d'être injectées dans l'antenne émettrice à travers le générateur. Le même principe de la première manipulation s'applique pour toutes les manipulations en termes d'utilisation de séquence d'apprentissage, de synchronisation et de récupération des données utiles.

La figure 5.13 illustre un exemple d'un signal résultant de la création des signaux du premier scénario qui se compose de 4 utilisateurs exploitant la modulation 4-OAM en utilisant différentes formes d'onde Gegenbauer.

D'après la figure 5.13, nous remarquons que l'amplitude du signal est beaucoup plus grande que le cas d'un seul utilisateur. Après avoir effectué l'étape de la synchronisation, nous avons gardé seulement la partie utile de notre trame. Cette dernière est corrélée avec le code de Gold puis la forme d'onde adéquate. Dans ce cas, nous cherchons à récupérer les données d'un utilisateur bien précis qui utilise le code Gold 1 et la forme d'onde G_1. Alors, les pics correspondant pourraient être facilement détectés.

Après le décodage des données reçues, le résultat est calculé en termes de Bit Error Rate. Pour le premier scénario, le BER est d'environ 7 10^{-3} et pour le deuxième scénario le BER est d'environ 7.5 10^{-2}. Le résultat de la dégradation au deuxième scénario est provoqué par les interférences multi-utilisateurs. Les résultats des tests prouvent que la technique proposée de détection de modulation est opérationnelle dans des conditions réelles du canal de propagation pour un émetteur/récepteur synchrone.

C. Test de l'algorithme basé sur le Cumulant d'ordre 4

Nous avons également validé expérimentalement l'algorithme des statistiques d'ordres supérieurs proposé. Les mêmes étapes décrites précédemment pour l'envoie et la réception du signal 4-OAM ont été suivies. Au niveau de la réception, nous avons comparé le Cumulant avec la corrélation. Le résultat du test expérimental est donné dans la figure 5.14. Les performances de l'algorithme HOS proposé sont confirmées en termes de l'élimination du bruit et du pic étroit. Les petites fluctuations observées pour le Cumulant 4 sont causées par les conditions réelles des manipulations.

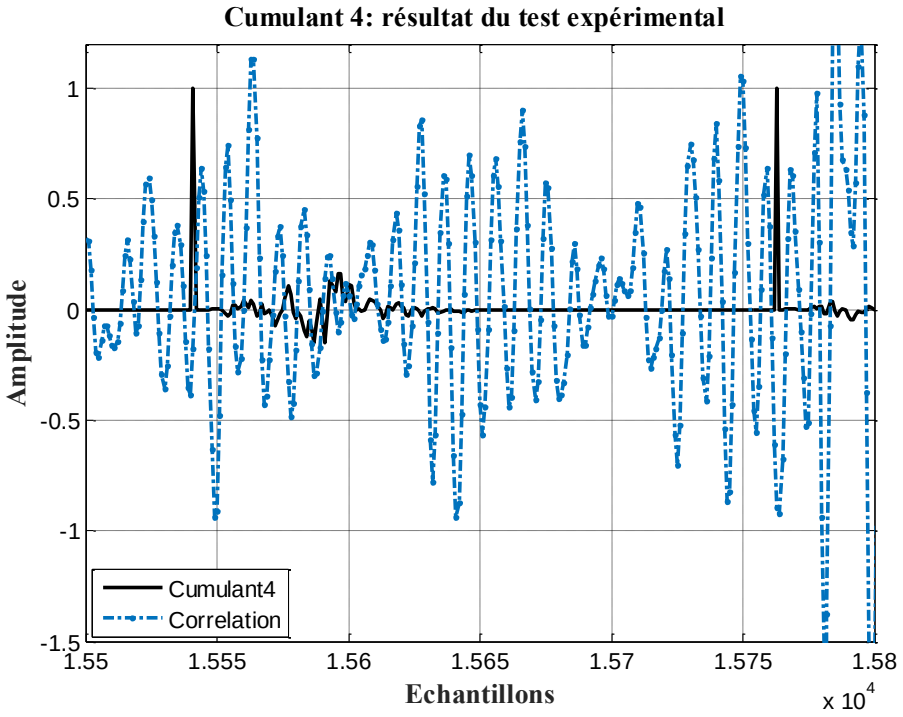


Figure 5. 14: Cumulant d'ordre 4: résultat du test expérimental

5.3 Description du système FPGA implémenté

Pour accomplir le système proposé, il est primordial d'utiliser des dispositifs de traitement du signal numérique à très haute vitesse. Le FPGA (Field-Programmable Gate Array), le CAN (Convertisseurs Analogique Numérique) et le CNA (Convertisseurs Numérique Analogique) satisfont absolument cette exigence à la faveur de leurs caractéristiques techniques. La modulation et démodulation de la 4-OAM ont été réalisées dans le cadre d'un autre travail [Hamidoun, Elassali 15], nous présenterons alors le résultat obtenu et par la suite nous détaillerons la valeur ajoutée de ce travail. Nous avons aussi implémenté le Cumulant d'ordre 4 sous VHDL et nous avons proposé la conception de l'implémentation de l'algorithme de détection de la modulation utilisée.

Cette section présente l'aspect matériel et logiciel de la carte FPGA ainsi que les particularités des deux éléments principaux dans cette implémentation et qui sont les convertisseurs CAN et CNA. La carte FPGA utilisée est ADM_XRC-5T1, elle utilise Xilinx Virtex-5 et supporte un convertisseur CAN à haute vitesse [Van13]. Les cartes FPGA et CAN/CNA sont développées par la société Alpha-Data. Le FPGA est de type Virtex-5 SX95T. La figure 5.16 montre l'architecture générale d'implémentation de notre algorithme qui se compose de:

- Deux cartes de calcul (ADM-XRC (maximum 750 MHz)): une PMC (PCI Mezzanine Card) qui comporte deux composants FPGA (un pour le contrôle et un autre pour le développement), des bus de connexion, ainsi que d'autres éléments. On utilise aussi des horloges internes programmables variant de 31,25 MHz à 625 MHz.

- Une carte CAN (XRM-ADC-S4/3G): une carte qui assure la conversion du signal analogique en signal numérique. Le CAN peut échantillonner un signal jusqu'à 3 Géch/sec avec une résolution de 8 bits. Deux entrées nous intéressent : celle du signal d'entrée (J3), et celle de l'horloge d'échantillonnage (J5).

- Une carte porteuse (ADC-EMC): une carte mère montée au niveau de l'unité centrale d'un poste de travail et connectée au port PCIe de ce dernier. Elle permet d'installer deux cartes ADM-XRC dans deux emplacements différents.

- Une carte CNA (XRM-DAC-D4/1G): une carte qui permet la conversion du signal numérique en signal analogique.

L'ensemble des cartes sont présentées dans la figure 5.15.

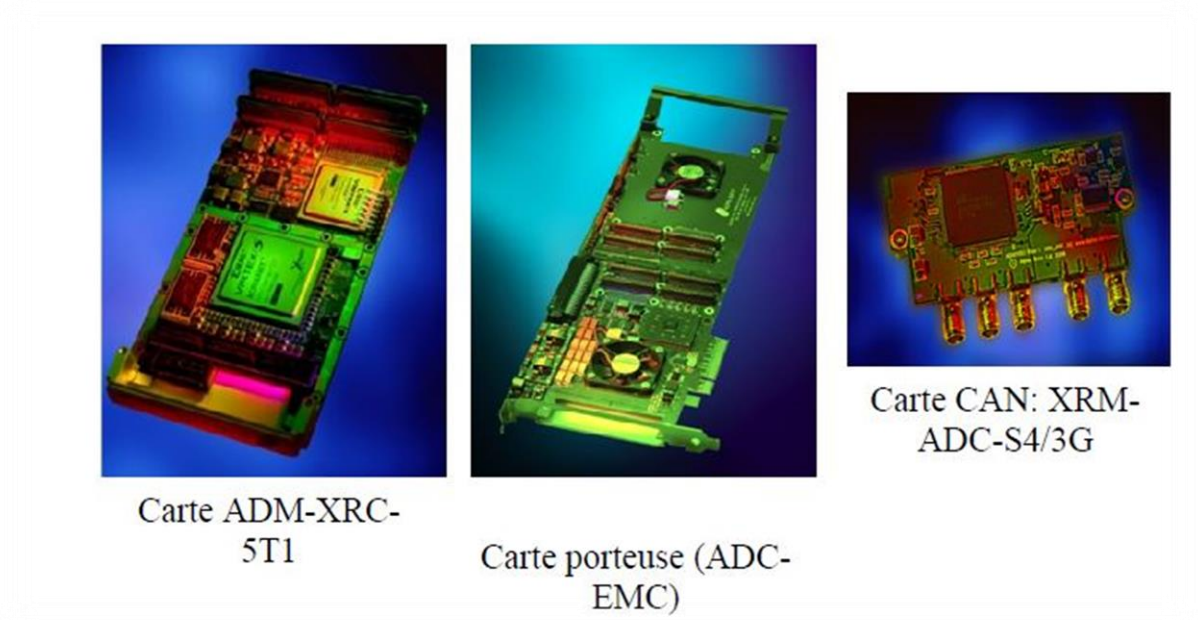


Figure 5. 15: Photos des 3 cartes de chez Alpha-Data.

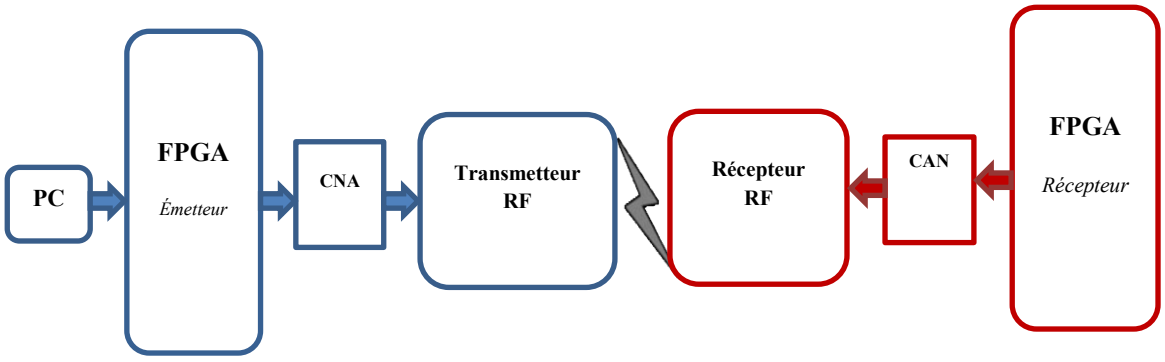


Figure 5. 16: L'architecture générale d'implémentation sur le FPGA

5.3.1 Propriétés des circuits FPGAs

Les circuits intégrés FPGA comme présente la figure 5.17 sont des circuits à très haut niveau d'intégration. Ils sont entièrement reconfigurables ce qui permet l'accès à volonté afin d'accélérer notablement à certaines phases de calculs. L'avantage de ce genre de circuit est sa grande souplesse qui permet de les réutiliser à volonté dans des algorithmes différents en un

temps très court. Le progrès de ces technologies permet de faire des composants toujours plus rapides et à plus haute intégration, ce qui permet de programmer des applications importantes. La réalisation du système proposé à haut débit, nécessite l'utilisation des dispositifs de traitement du signal numérique à très haute vitesse.

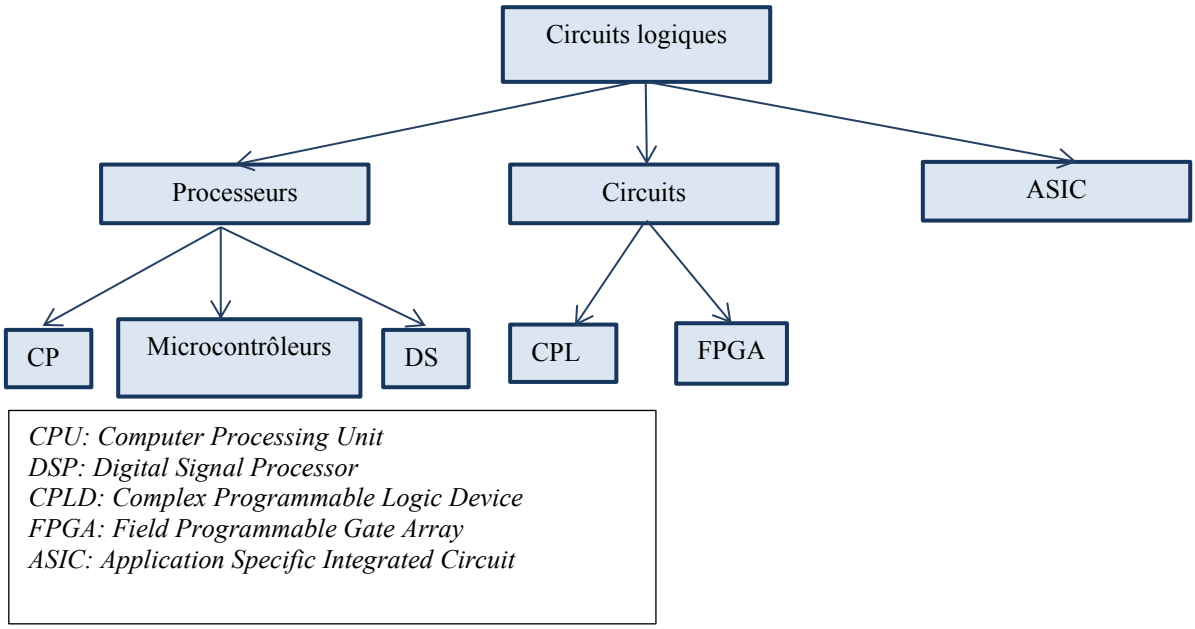


Figure 5. 17: Circuits intégrés

5.3.2 Avantages de la FPGA

Les avantages et les inconvénients des FPGA sont multiples on trouve:

Avantages	Inconvénients
✚ Technologie « facile » à maîtriser. ✚ Temps de développement réduit. ✚ Reprogrammable. ✚ Idéal pour le prototypage. ✚ Parallélisme de traitement. ✚ Flexibilité et la possibilité de réduire ✚ Fortement les délais de développement et commercialisation. ✚ La reconfiguration, parfois en temps réel.	✚ Performances non optimisées. ✚ Temps de réponse long par rapport aux ASIC.

Tableau 5. 2: Les avantages et inconvénients des FPGA

Les circuits FPGA apparaissent comme un bon compromis, tant du point de vue de leur prix que de leurs performances. Ils peuvent être intégrés dans les architectures de traitement du signal à haut débit.

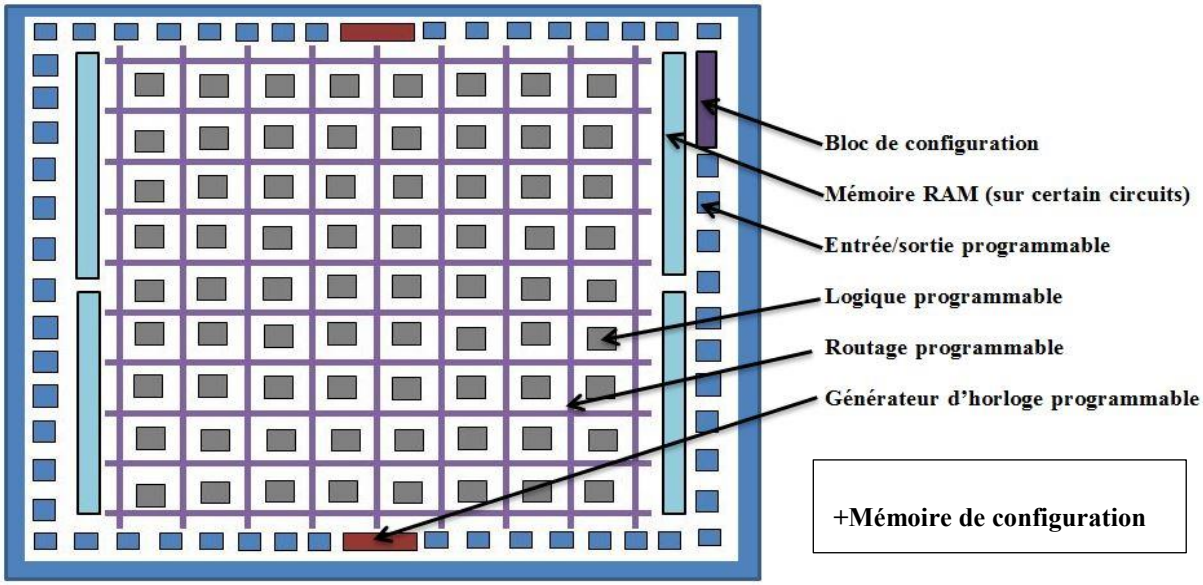


Figure 5. 18: Les ressources globales d'un circuit FPGA

La figure 5.18 décrit les ressources globales d'un circuit FPGA. Les horloges sont distribuées dans l'ensemble du FPGA par des circuits de routage spécifique, aucun travail de la part du concepteur.

5.3.3 Structure interne

Pour réussir à réaliser un système dans un FPGA de manière efficace, il est primordial de bien connaître sa structure interne et ses limites en termes de performances. Nombreuses cellules logiques constituent les composants logiques programmables, elles sont connectées entre elles de manière définitive ou modifiable par programmation afin de réaliser les fonctions numériques exigées.

Les circuits FPGA sont constitués d'une matrice de cellules logiques qui permet de connecter les éléments de base qui servent à synthétiser des fonctions logiques ou mathématiques. Chaque cellule est capable de réaliser une fonction, choisie parmi plusieurs possibles: le choix se fait par programmation.

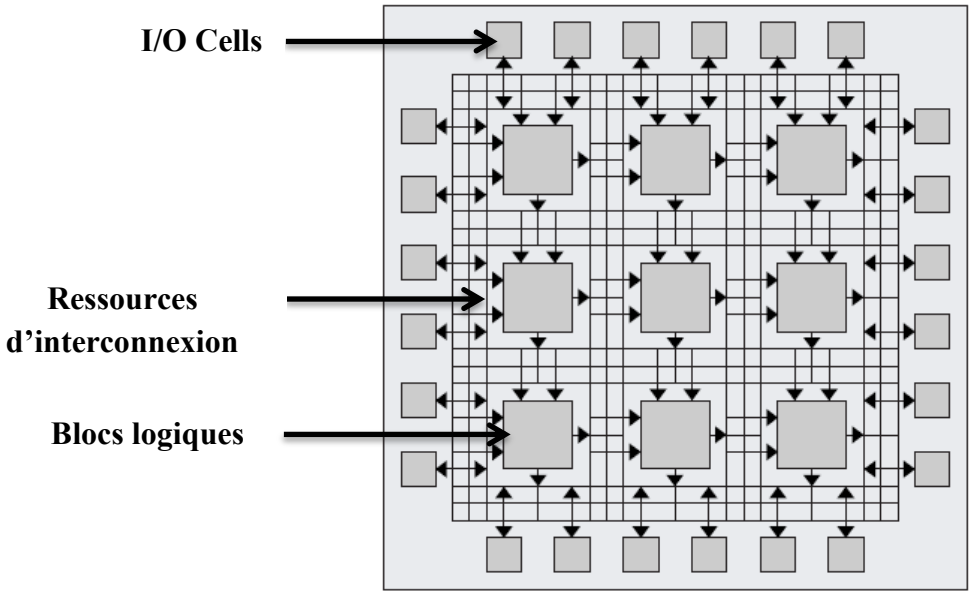


Figure 5. 19: Le fonctionnement interne d'un FPGA

Le fonctionnement interne d'un FPGA illustré dans la figure 5.19, se compose de blocs logiques intégrés dans une structure générale de routage. Ces blocs logiques configurables (CLB) sont entrelacés dans une matrice de commutation chargée de réorganiser les interconnexions entre elles. Chaque bloc logique est programmé séparément pour exécuter une fonction logique simple (telle que ET, OU, OU-EXCLUSIF, etc.). La connexion entre les blocs s'effectue par les commutateurs dans le but d'implémenter les fonctions logiques. Les interconnexions entre les cellules sont programmables, ainsi que les entrées et sorties du circuit. Inventé par la société Xilinx, le FPGA est un composant standard qui se situe entre les réseaux logiques programmables et les pré-diffusés. Cette propriété permet d'éviter le passage chez le fondeur et tous les inconvénients qui en découlent.

5.3.4 Xilinx FPGA

L'ADM-XRC-5T1 montrée dans la figure 5.20 est une carte FPGA de Alpha-Data, elle est conçue pour les applications utilisant un FPGA Virtex-5 de Xilinx. Cette carte communique avec l'ordinateur via un pont PCI développé par Alpha-Data qui prend en charge PCI-X et PCI. Ainsi, un multiplexeur des bus adresses/données à grande vitesse relie l'ordinateur au FPGA. Un connecteur primaire XMC est utilisé pour assurer des connexions série à grande vitesse.

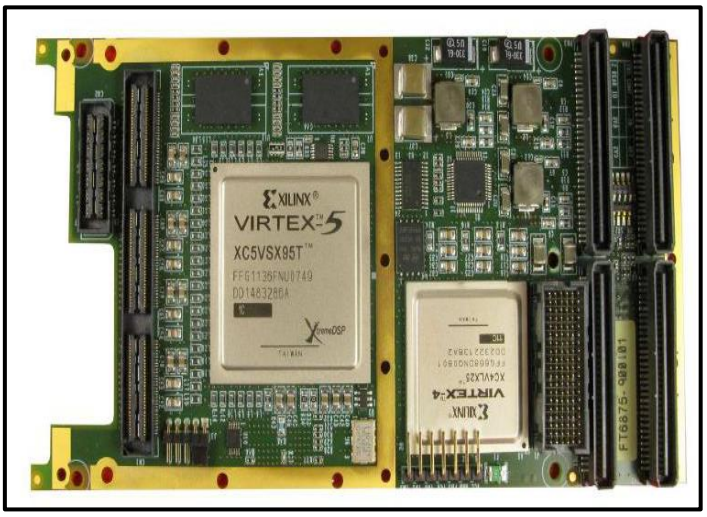


Figure 5. 20: La carte ADM-XRC-5T1

Spécifications de la Xilinx FPGA:

Voies de connexion PCIe/Serial RapidIO	8
Conformité aux standards et aux normes	VITA 42 XMC, IEEE P1386-2001 Mezzanine Card commune
Liens MGT supplémentaires	8
Vitesses de bus locaux	Jusqu'à 80Mhz
Banque	2Mx18 DDRII SSRAM (4 MB au total)
Deux banques indépendantes	64Mx32 DDRII SDRAM (512MB en total)
Horloge programmable	Entre 31.25MHz et 625MHz
Horloge à faible jitter pour la précision des retards IO	200MHz
Un panneau arrière de l'utilisateur connecteur PMC	64 signaux gratuits IO
PCI	3,3 V
PCI-X	64 bits

Tableau 5. 3: la Xilinx FPGA

5.3.5 Description du convertisseur Numérique/Analogique CNA

La conversion numérique analogique représente une fonction importante dans les systèmes mixtes analogiques/numériques [AD09].

Le XRM-DAC-D4/1G est un module I/O qui fournit deux convertisseurs CNA de 16-bits, avec une fréquence d'échantillonnage allant jusqu'à 1GHz.

Alpha-Data a développé trois variantes de carte pour la génération de signal analogique rapide, fonctionnant à des fréquences d'échantillonnage allant jusqu'à 1 GHz, sur la base des dispositifs DAC5681, DAC5681Z et DAC5682 de Texas Instruments. Cette carte est appelée XRM-DAC-D4/1G et illustrée sur la figure 5.21.

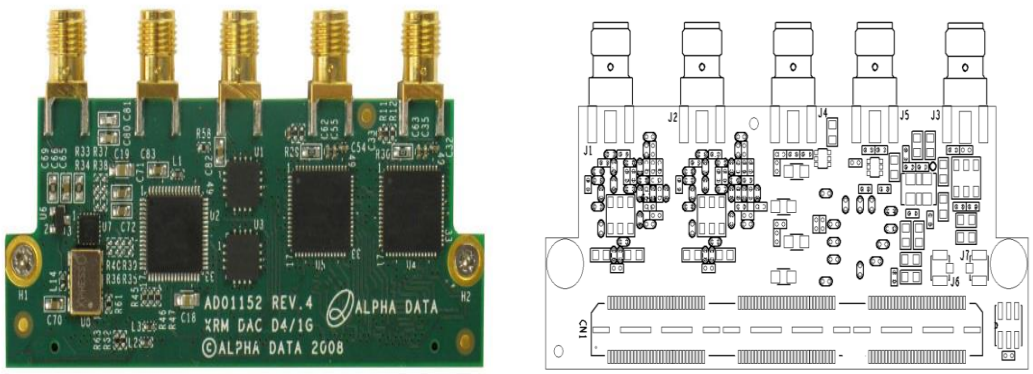


Figure 5. 21: La carte XRM-DAC-D4/1G

Avec :

J1	La sortie CNA du canal "I"
J2	La sortie CNA du canal "Q"
J3	L'entrée d'horloge externe
J4	Le connecteur AUX IO
J5	Le connecteur Trig IO
J6	Le connecteur GPIO, côté p
J7	Le connecteur GPIO, côté n

Avant d'accéder à n'importe quel matériel via le bus local, l'application développée doit d'abord utiliser les fonctions du Standard SDK afin de configurer le FPGA avec le flux de bits. L'ordre de la configuration des différents blocs du système est important pour générer des signaux analogiques correctement. Au préalable, la source d'horloge doit être établie, le synthétiseur configuré, puis l'horloge du FPGA se génère. Après l'établissement du signal stable DCLK, les registres internes du CAD peuvent être configurés en fonction de la fréquence de fonctionnement requise.

5.3.5.1 Description du convertisseur Analogique/Numérique CAN

Le composant frontal de l'architecture est le convertisseur analogique-numérique (CAN). Dans ce projet, nous avons utilisé la carte CAN S4/3G de l'Alpha-Data qui est basée sur le dispositif ADC083000 de National Instruments [AD12]. L'ADC083000 se caractérise par une résolution de 8 bits et une fréquence d'échantillonnage allant jusqu'à 3,4 GSPS. Il offre une haute performance CMOS en termes de conversion analogique numérique et consomme une faible puissance. Par exemple à la fréquence 3 GSPS, il ne consomme que 1,8 Watts en utilisant une seule alimentation de 1,9 volts. Pour atteindre un taux d'échantillonnage de 3 GSPS, il peut utiliser à la fois le front montant et descendant de l'entrée d'horloge de 1,5 GSPS [Sem06].

5.3.5.2 L'acquisition des données par le CAN

En principe, les données sont transmises sur 4 voies à pleine vitesse d'échantillonnage (3GHz), chacune de ces voies fournit 750 MByte/s et l'horloge de données fonctionne à 375 MHz. L'horloge à haute fréquence (375 MHz) de l'ISERDES capture les données; l'ISERDES délivre les bits de 4 DDR capturés sur deux cycles d'horloge de 187,5 MHz.

Pour un total de 32 ISERDES (plus le bit de dépassement), 128 bits de données sont alors capturés en parallèle à une fréquence de 187,5 MHz, donc 16 octets à 187.5 MHz = 3G octets/seconde. La durée de la saisie des données est commandée par une machine d'état qui change le DCM et la phase de l'horloge d'échantillons de données pour déterminer les valeurs de phase correspondant à l'emplacement des bords de l'entrée d'horloge de données. La phase est alors fixée à mi-chemin entre ces valeurs, ce qui signifie que le bord d'échantillonnage de l'horloge DCM doit également être au milieu des bits de données.

5.3.6 Simulation du système proposé sous VHDL

5.3.6.1 La 4-OAM

La figure 5.22 montre la simulation du récepteur ULB en utilisant l'outil Xilinx ISE. Cette simulation montre que les données sont bien décodées. Ces dernières sont décodées sous forme d'une série de deux bits représentant un symbole.

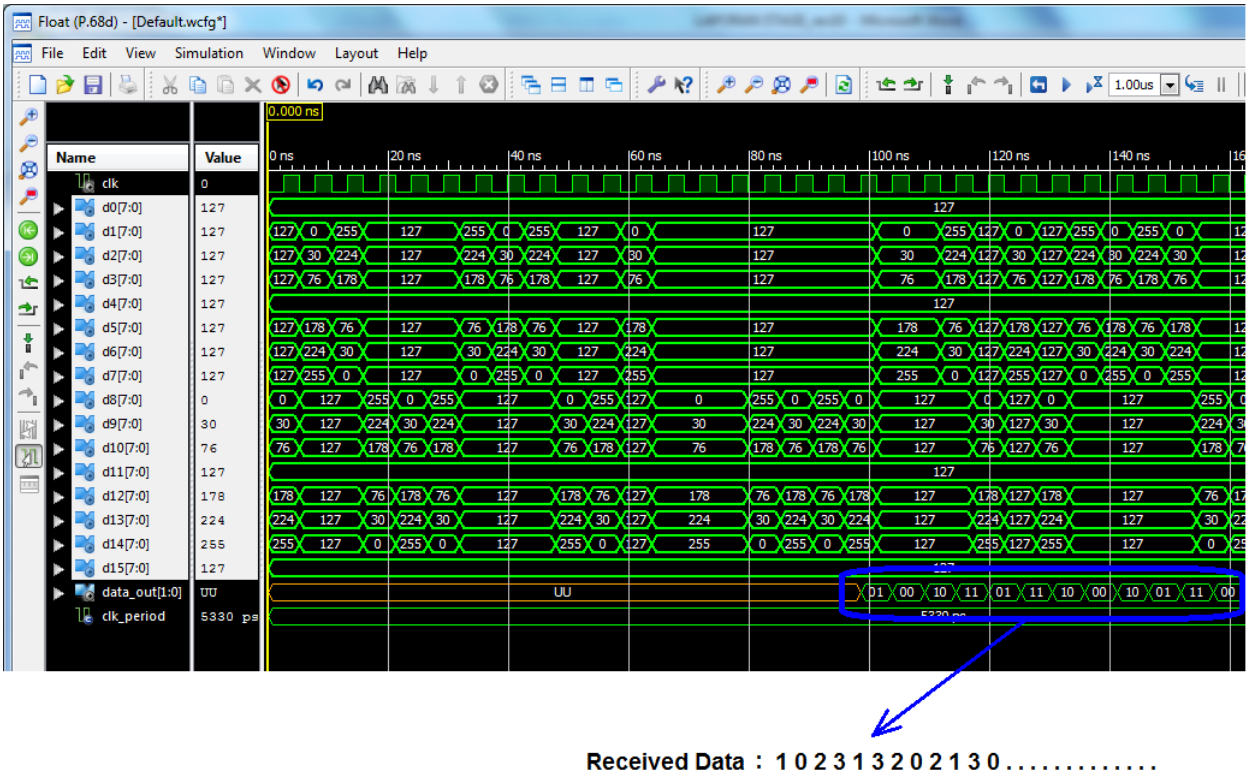


Figure 5. 22: La simulation de décodeur 4-OAM

Nous avons choisi de commencer par l'implémentation du corrélateur sous FPGA dans l'intention de s'inspirer de son architecture pour la proposition d'une conception du cumulant 4, et d'autre part pour exploiter le résultat obtenu dans l'algorithme HOS proposé.

5.3.6.2 Simulation du corrélateur

Les données à double débit de données (DDR) sont capturées par l'ISERDES à la fréquence d'horloge de 375 MHz. Ensuite, les 4 bits DDR capturés sont délivrés en sortie sur deux cycles d'horloge fonctionnant à 187,5 MHz chacun. Un total de 32 ISERDES ce qui signifie que 128 bits (16 octets) de données sont saisis en parallèle à 187,5 MHz, ce qui est équivalent à 16 octets à 187.5MHz = 3 G octets / seconde.

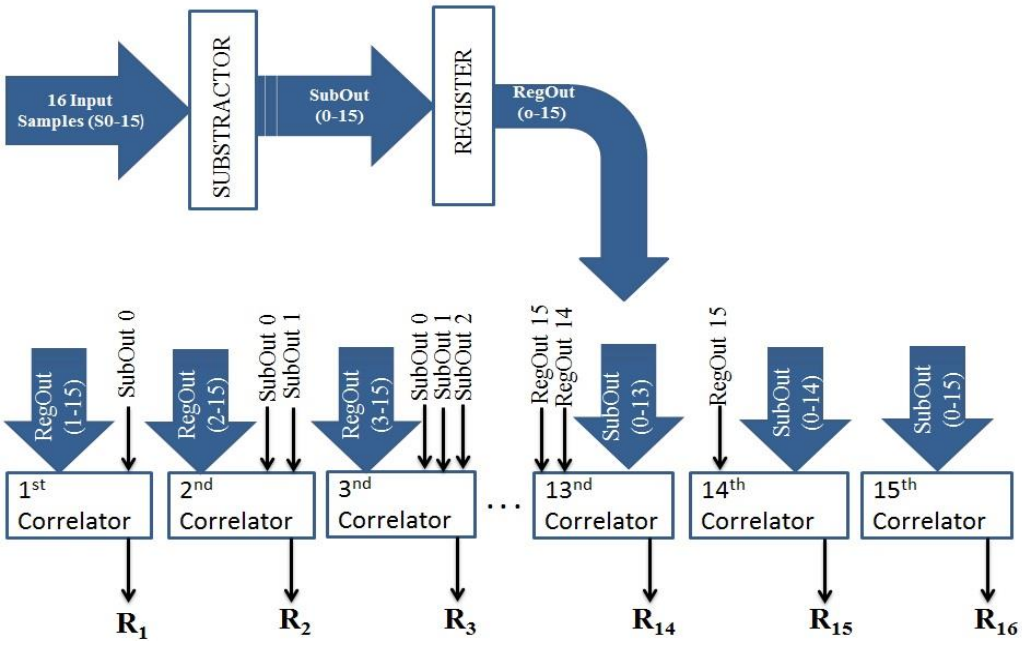


Figure 5. 23: Le schéma du corrélateur en parallèle

Les 16 octets doivent être en pipeline car ils doivent fonctionner à la même fréquence de l'horloge du CAN afin d'être utilisés pour effectuer la corrélation. Les données arrivent en parallèle, alors si nous choisissons un corrélateur en série, nous allons perdre 15 octets de données. Par conséquent, l'exploitation du parallélisme est nécessaire. La figure 5.23 montre le schéma synoptique du corrélateur en parallèle.

Le fonctionnement du corrélateur est détaillé dans la figure 5.24. Dans chaque cycle d'horloge FPGA, le CAN capture 16 échantillons. Ces 16 échantillons sont ensuite introduits dans le bloc du corrélateur pour donner 16 sorties de corrélation dans chaque horloge FPGA.

La production des 16 corrélateurs parallèles exige 16 sous-corrélateurs. Chaque sous corrélateur contient un multiplicateur et un additionneur. Le multiplicateur est nécessaire pour multiplier l'entrée de données par les données de référence, alors que l'additionneur somme le résultat de la multiplication.

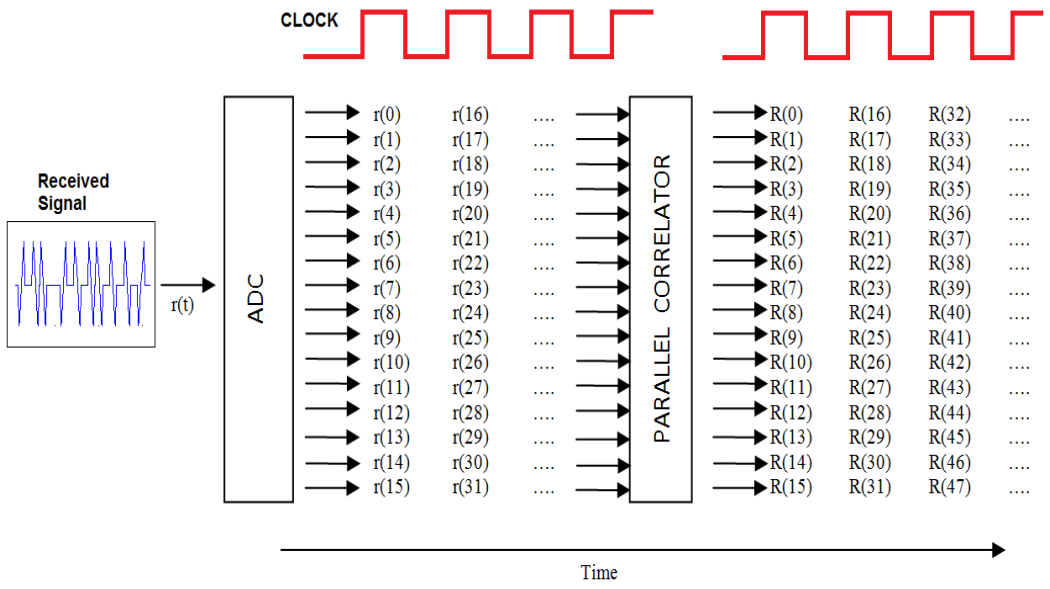


Figure 5. 24: Le processus de corrélation en parallèle

La conception du corrélateur parallèle exige le sous-corrélateur présenté dans la figure 5.25. Chaque sous corrélateur contient un multiplicateur et un additionneur. Le multiplicateur consiste à multiplier l'entrée de données (r) avec les données de référence (c), et l'additionneur permet d'additionner les résultats de la multiplication [Maatougui 16].

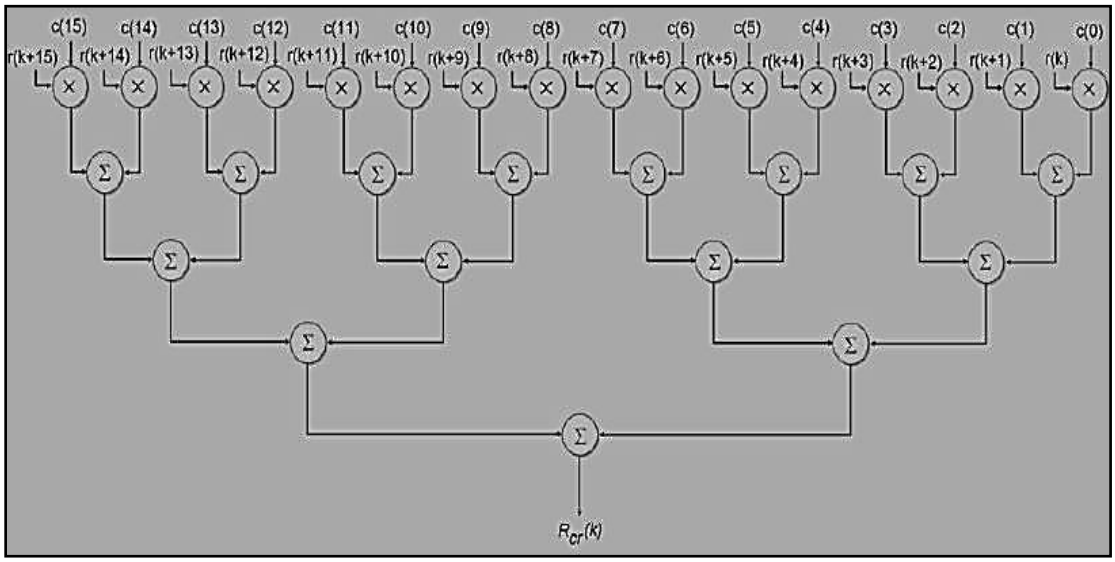


Figure 5. 25: Le principe de base du sous-corrélateur

5.3.6.3 Architecture proposée du cumulant 4

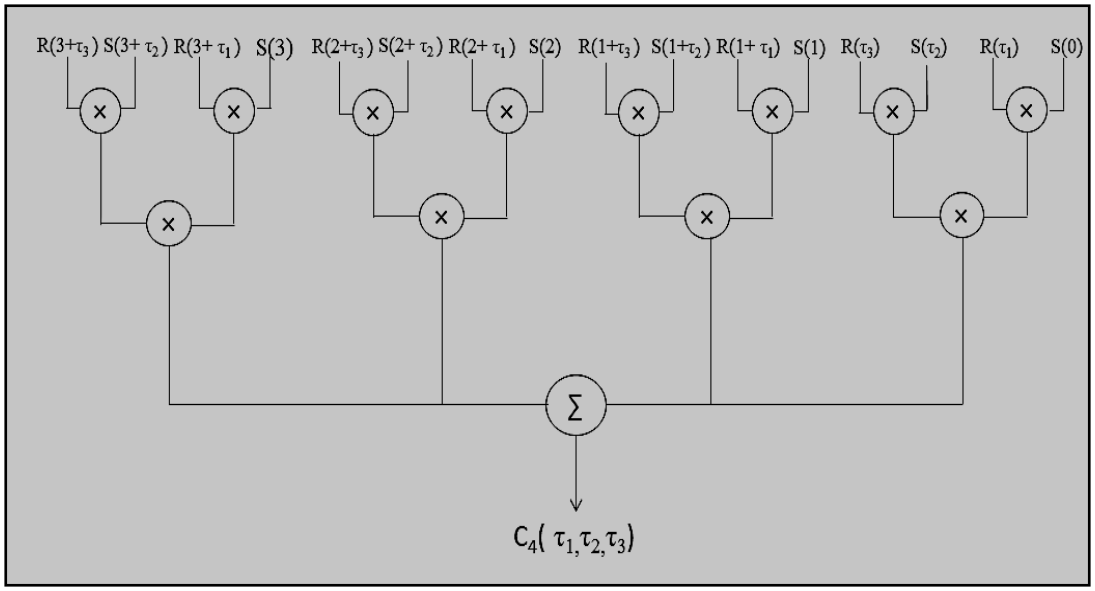


Figure 5. 26: Le principe de base du cumulant 4

En se basant sur l'architecture du corrélateur parallèle, pour réaliser le calcul du cumulant 4, chaque sous-bloc comporte trois multiplicateurs. Le premier multiplicateur est nécessaire pour multiplier l'entrée de données (S) avec les données de référence décalées (R), le second permet de multiplier les données décalées avec les données de référence décalées. Le troisième réalise la multiplication des résultats des deux premiers multiplicateurs. Un additionneur est essentiel pour sommer les résultats du troisième multiplicateur. Le principe de base de cette conception est donné dans la figure 5.26.

5.3.6.3 Système d'accès multiple adaptatif

La figure 5.27 détaille l'architecture proposée pour l'implémentation du système d'accès multiple sous FPGA. L'avantage de cette plateforme est la possibilité d'effectuer plusieurs opérations en parallèle. Nous proposons la réalisation des corrélations en parallèles avec toutes les formes d'ondes exploitées dans le système d'accès multiple adaptatif (G_0 → G_7). A la sortie des corrélateurs, nous avons besoin d'un détecteur de pics, «1» désigne la détection des pics et «0» signifie qu'aucun pic n'est détecté. Un bloc de décision est exploité pour décider le décodeur adéquat à la modulation obtenu. Par exemple dans la figure 5.27, nous obtenons des pics en réalisant les corrélations avec G2 et G3 et donc nous décisions l'utilisation de la modulation 16-OAM.

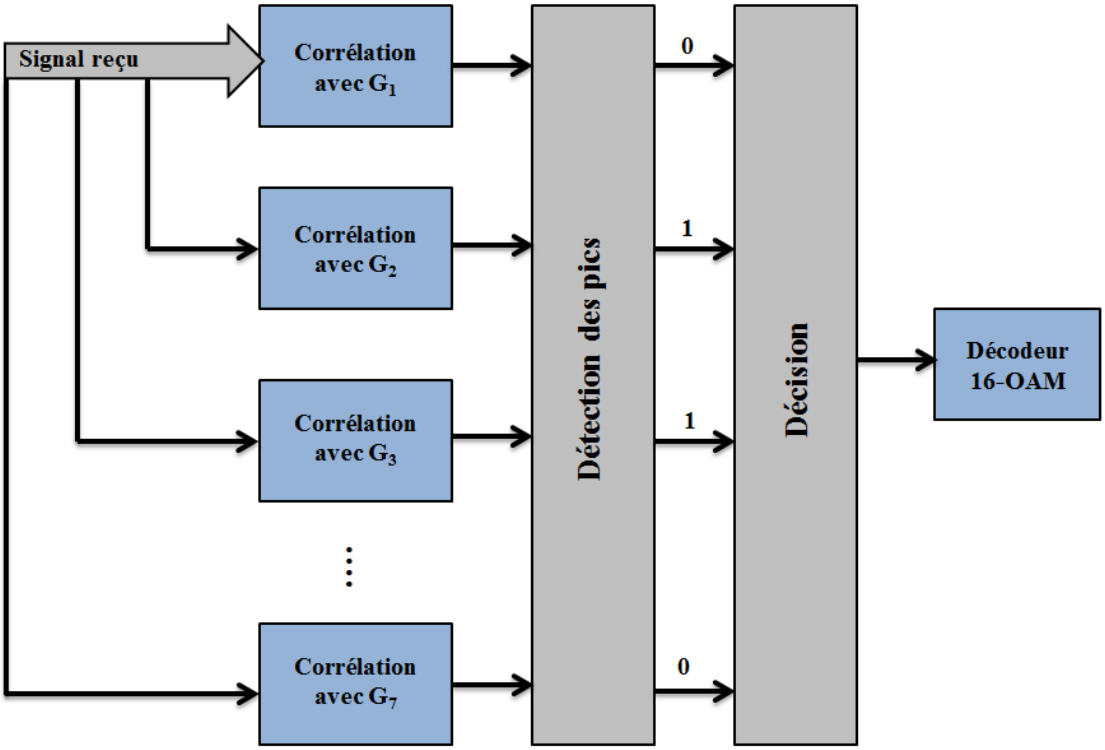


Figure 5. 27: Architecture proposée pour l'implémentation du système d'accès multiple sous FPGA

L'architecture proposée démontre la faisabilité de l'implémentation du système adaptatif proposé, il nous reste à étudier les ressources nécessaires, le temps d'exécution ainsi que la connectivité entre les différents blocs proposés.

5.3.7 Résultats et discussions

A. Corrélateur

La conception proposée a été codée en VHDL et réalisée dans Xilinx Virtex-5 FPGA avec un CAN S4/3G qui peut assurer un taux de vitesse d'échantillonnage jusqu'à 3 GSPS. Dans le but de simuler le système développé par Xilinx ISE, il est nécessaire de générer des données impulsionnelles. La façon la plus facile pour la génération de ces données est en utilisant Matlab. La figure 5.28 montre un exemple du stimulus de données généré par Matlab.

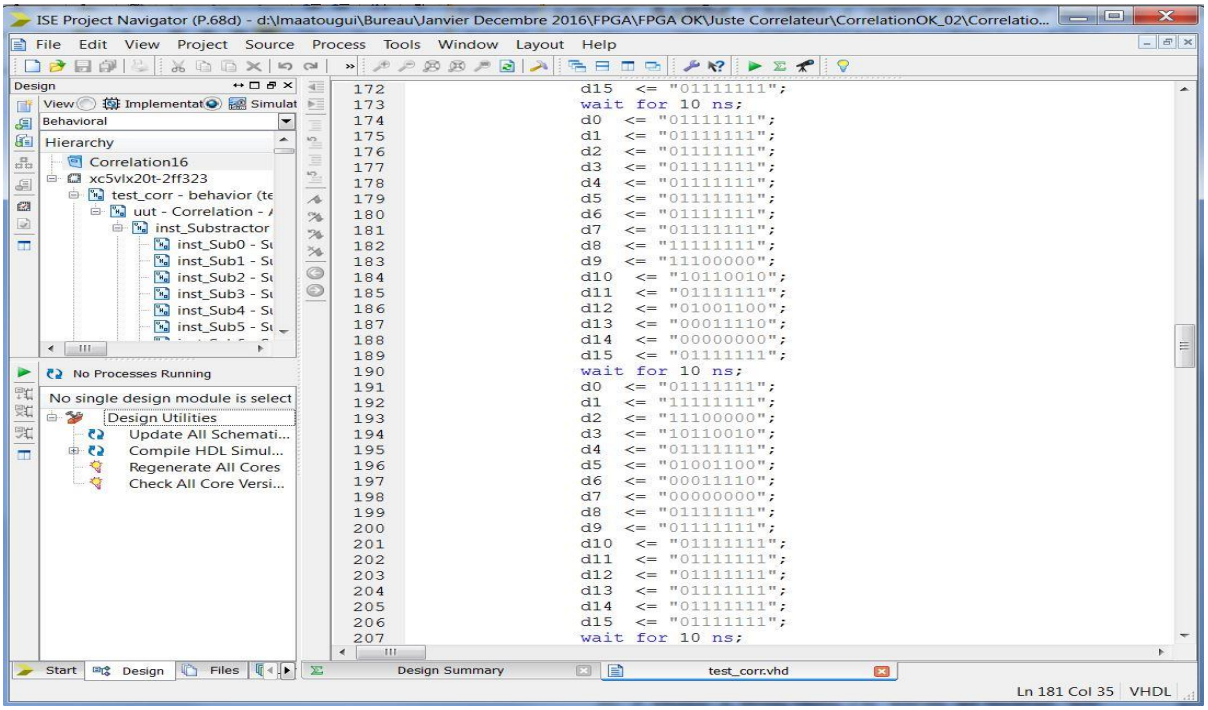


Figure 5. 28: Exemple de données générées

5.3.7.1 Résultats de la corrélation

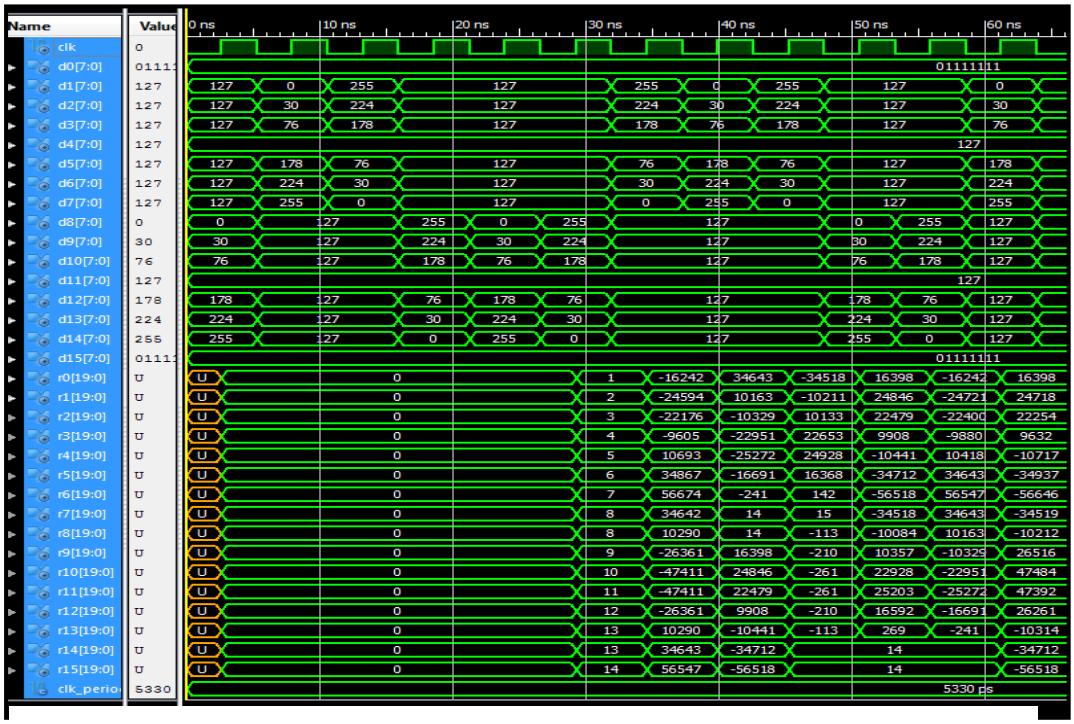


Figure 5. 29: La simulation du corrélateur parallèle

La figure 5.29 illustre les résultats de la corrélation parallèle. Nous pouvons remarquer qu'il existe 16 sorties à chaque cycle d'horloge FPGA. Le résultat de cette

simulation peut être transformé en un fichier .txt et peut être tracé par Matlab. Les résultats de la corrélation entre Matlab et la simulation FPGA sont présentés dans la figure 5.30. Nous pouvons noter que nous avons obtenu le même tracé.

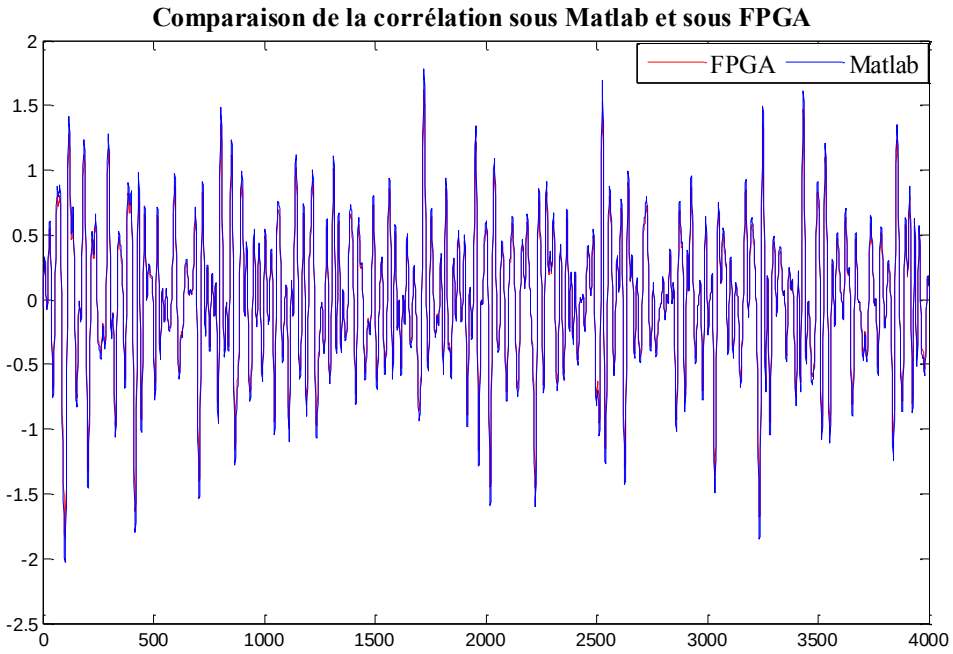


Figure 5. 30: La comparaison des résultats de corrélation par Matlab et par Xilinx ISE

B. Résultats du cumulant 4

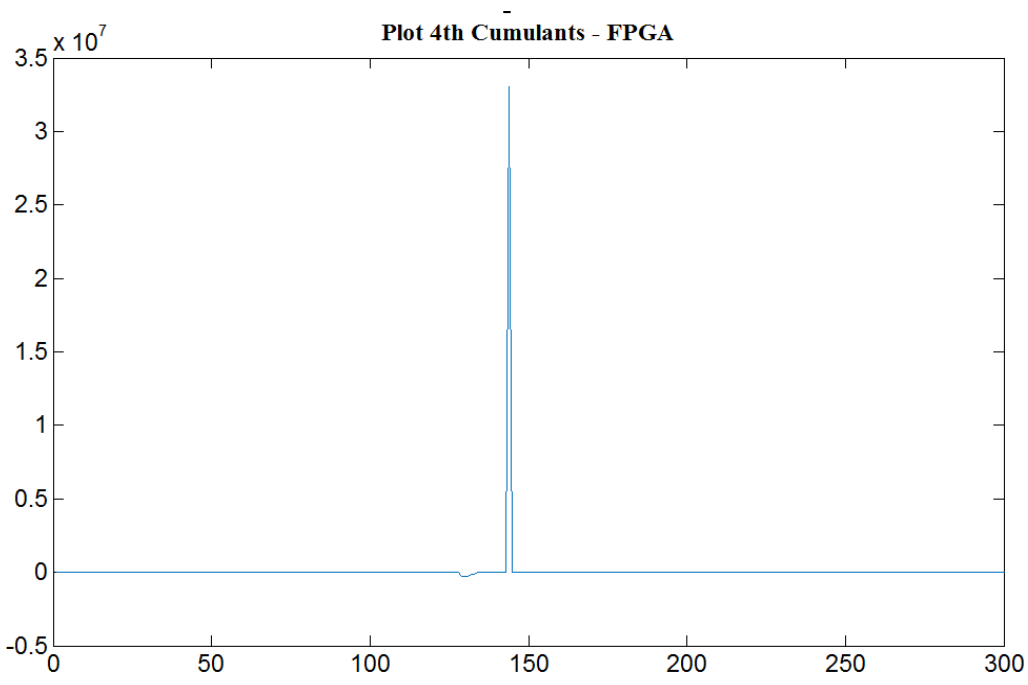


Figure 5. 31: La comparaison des résultats de corrélation par Matlab et par Xilinx ISE

La figure 5.31 présente le résultat obtenu en implémentant le cumulant 4 sous FPGA. Nous pouvons noter que le bruit s'élimine et le pic est très fin, cela permet de mieux détecter le pic afin de démoduler et également le taux d'erreur par bit s'améliore.

5.3.8. Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre est la validation expérimentale des algorithmes proposés ainsi que leur simulation sous Xilinx ISE dans le but de préparer l'environnement d'implémentation en temps réel sur les composants programmables FPGA.

Les tests expérimentaux ont été réalisés au sein du laboratoire IEMN-DOAE en tenant compte des effets d'équipements et de canal réel. L'architecture du système proposé a été détaillée avec les caractéristiques de chaque composant. Par la suite les résultats obtenus ont été discutés pour les algorithmes proposés.

Pour atteindre notre objectif de l'implémentation du Cumulant 4 sous FPGA, nous avons commencé par la présentation de l'architecture en parallèle de la corrélation. Cette dernière est réalisée sous forme de plusieurs sous corrélateurs qui se calculent en parallèle. Nous avons par la suite présenté la conception et le développement du cumulant 4 en utilisant la programmation VHDL et le logiciel Xilinx ISE. Après avoir validé cette étape, nous avons implémenté notre système en se basant sur le programme VHDL conçu lors de la simulation. Nous avons montré de bons résultats et un bon fonctionnement. En outre, nous avons validé les résultats obtenus par la comparaison à ceux donnés par Matlab.

Pour de plus amples perspectives, nous envisageons de développer l'architecture du système d'accès multiple adaptatif sur les composants FPGA avec les ordres supérieurs des modulations M-OAM à savoir 16-OAM, 64-OAM ou 32-OAM.

Conclusion générale

Les objectifs des travaux de recherche de cette thèse concernant l'étude, la réalisation et le test d'un système de communication sans fil original à haut débit dédié au domaine des transports intelligents. Le système proposé répond aux exigences d'accès multiple, de l'intelligence du fonctionnement et de la qualité de transmission. Au niveau de l'émission, l'utilisateur sélectionne la modulation convenable au débit envisagé par chaque application. Au niveau de la réception, le récepteur est capable de différentier entre la présence du signal et la présence du bruit avant de commencer son traitement et également d'identifier les paramètres de la modulation exploitée par chaque utilisateur. Cependant, au lieu d'avoir un récepteur pour chaque utilisateur, nous proposons un seul récepteur adaptatif à tous les utilisateurs. Ce dernier assure aussi une bonne qualité de transmission à travers la proposition d'une technique de démodulation qui se base sur les statistiques d'ordres supérieurs afin d'éliminer le bruit gaussien.

Pour réaliser nos objectifs, nous avons tout d'abord donné un résumé d'état de l'art sur les nouveaux projets qui concernent les systèmes de transport intelligent et les systèmes de communication sans fil à haut débit. Parmi toutes les technologies existantes, nous avons prouvé que l'IR-ULB s'impose favorablement pour optimiser les performances des systèmes de communication sans fil à courte portée.

De nombreux avantages sont apportés par la radio impulsionnelle ultra large bande tels que les possibilités d'offrir des débits de plusieurs centaines de Mbit/s, de réutiliser le spectre sans perturber les autres technologies à bande étroite avec une très faible consommation énergétique, de garantir une bonne immunité contre les effets des trajets multiples et d'atteindre une précision de localisation impressionnante de l'ordre de millimètre. Tous ces points forts rendent l'IR-ULB une technologie clef pour la création de nombreux services et applications innovantes. A cet effet, nous nous sommes basés sur cette technologie pour proposer un nouveau système de communication sans fil entre les véhicules ainsi qu'entre les véhicules et les infrastructures.

Le deuxième chapitre traite les éléments de la chaine de transmission radio impulsionnelle IR-ULB, principalement, les formes d'onde et les modulations classiques couramment utilisées dans cette technologie pour transmettre l'information. Dans cette optique, nous avons détaillé le principe des nouvelles modulations M-OAM (M-states Orthogonal Amplitude Modulation). Ce schéma de modulation repose sur l'exploitation de l'orthogonalité des formes d'onde MGF (Fonctions de Gegenbauer Modifiées) afin d'augmenter le débit de transmission. Les performances du système présenté ont été évaluées pour les différentes modulations M-OAM dans les conditions idéales du canal de propagation AWGN ainsi que les canaux IEEE 802.15. Par la suite, nous avons détaillé le fonctionnement d'un système d'accès multiple, nommé DS-MGF-ULB fondé sur l'orthogonalité des codes d'étalement et la modulation 4-OAM pour garantir une transmission très haut débit avec un nombre élevé d'utilisateurs simultanément.

L'aspect intelligent du système de communication M-OAM proposé a été décrit dans le troisième chapitre. La principale idée consiste à tirer avantage des deux technologies ULB et Radio Cognitive. Dans ce cadre, nous avons commencé par la présentation du principe de la RC, plus précisément les techniques de détection spectrale qui permettent de détecter la présence du signal. Par la suite, nous avons détaillé l'original système d'accès multiple adaptatif qui permet à chaque utilisateur de choisir la modulation OAM adéquate (4-OAM, 16-OAM et 64-OAM) selon le débit exigé par l'application routière envisagée. Le récepteur du système est adaptatif aux paramètres utilisés au niveau de l'émission par l'exploitation du principe d'apprentissage de la RC ainsi que l'orthogonalité des codes d'étalement Gold et des formes d'onde MGF (Les fonctions de Gegenbauer modifiées). Nous avons démontré qu'une vingtaine d'utilisateurs peuvent communiquer entre eux avec de bonnes performances en utilisant le système intelligent proposé. Pour une communication routière ce nombre est correct.

Le quatrième chapitre porte sur l'amélioration de la qualité de service (QoS) du système proposé. Nous avons développé une nouvelle technique de démodulation qui se base sur les statistiques d'ordres supérieurs (SOS) dans le but de remplacer la corrélation utilisée à la réception. Nous avons commencé par la comparaison des différents algorithmes de $3^{ème}$ et $4^{ème}$ ordres et détaillé un nouvel algorithme SOS adapté à la démodulation OAM qui se base

sur le Cumulant 4. Les résultats de simulations ont validé les performances de la technique présentée et une amélioration du BER de 6dB a été assurée.

Le cinquième chapitre se compose de deux parties. La première concerne la réalisation des tests expérimentaux du système proposé dans un environnement réel au sein du laboratoire IEMN-DOAE. La deuxième présente l'implémentation en temps réel sous la plateforme FPGA des algorithmes proposés. La réalisation expérimentale se base sur l'utilisation d'un générateur de formes d'onde arbitraires, d'une antenne biconique côté émission et d'une autre liée à un amplificateur et un oscilloscope numérique. Les mesures effectuées après traitement ont permis d'une part de valider les résultats théoriques et d'autre part de confirmer les performances du système proposé. Concernant la partie d'implémentation en temps réel de notre système de communication haut débit. Nous avons montré les résultats de la réalisation sous Xilinx ISE de la modulation 4-OAM et du Cumulant 4 et nous avons proposé l'architecture d'implémentation du système d'accès multiple adaptatif.

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, nous avons adopté diverses démarches, et les choix que nous avons effectués ouvrent quelques voies à explorer autour de nos propositions, à savoir:

***L'optimisation du système proposé:**

A court terme, nous souhaitons développer de nouveaux égaliseurs plus robustes dans le cas des canaux CM4. A moyen terme, nous comptons optimiser le fonctionnement du système de communication sans fil à haut débit en termes de temps d'exécution et réaliser d'autres modules du système sous FPGA. Ainsi, nous envisageons également l'exploitation de la Radio Cognitive au niveau de l'émission pour permettre aux émetteurs de découvrir intelligemment les canaux de communication occupés et ceux qui sont disponibles afin d'exploiter les canaux inutilisés.

*** L'étude de l'effet de mobilité sur les performances du système proposé et tests en environnement automobile:**

Dans la littérature, la mobilité pour les systèmes à bande étroite se traduit par l'implémentation de l'Effet Doppler qui exprime le décalage de fréquence dans le contenu spectral du signal reçu. Pour le cas de notre système impulsionnel, la fréquence change d'une façon continue et par conséquent nous sommes en train d'étudier la possibilité de l'intégration de la mobilité pour note cas.

Ensuite, nous envisageons de réaliser des tests réels en environnement automobile. Notre laboratoire IEMN-DOAE dispose de la plateforme Syfra (véhicule équipé) qui nous permettra de réaliser ces essais. Aussi, nous évaluerons les effets des autres systèmes de communication V2V (ITS-G5 et 4G) sur notre système ULB (tests et coexistence entre différents standards).

Bibliographie

[AD 12] Alpha-Data. Adm-xrc 5t1 user manual. http ://www.alpha-data.com. 2012.
[AD 09] Alpha-Data. Xrm-dac-d4-1g user manual. http ://www.alpha-data.com. 2009.
[Ahmed 10] R. Ahmed et Y. Arfat Ghous. Detection of vacant frequency bands in Cognitive Radio, Thèse de Doctorat, Blekinge Institute of Technology, Mai 2010.
[Akbar 13] Rizwan AKBAR. Contribution à la conception d'un système de radio impulsionnelle ultra large bande intelligent. Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, French, 2013.
[Al-Ghazu 13] Nader Al-Ghazu. A Study of the Next WLAN Standard IEEE 802.11ac Physical Layer. Master en Sciences, KTH School of Electrical Engineering. Suède. 2013.
[Amraoui 13] Benmammar et Amraoui. Radio Resource Allocation and Dynamic Spectrum Access (FOCUS Series). John Wiley & Sons, Inc., 2013.
[Asquith 12] David Asquith. Wide Bandwidth Measurement Techniques for 802.11ac WLAN Devices. 2012.
[Barrett 00] Barrett, T.W. History of ultra wideband (UWB) radar & communications, pioneers and innovators. Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis, Juillet 2000.
[Babour 09] Laurence Babour. Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel. Thèse de Doctorat spécialité en optique et radiofréquences, Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.
[Bektache 14] Djamel Bektache. Application et Modélisation d'un protocole de communication pour la sécurité routière. Thèse de Doctorat, Tunisie, 2014.
[Belarbi 04] Fahim Belarbi. Vehicle to infrastructure communication based systems: their contribution to Road traffic management. Case of AIDA: the on-board traffic information system for motorways. Science d'Ingénierie. Ecole des Ponts ParisTech, 2004.
[Benmammar 13] Badr Benmammar. Application des techniques d'enchères dans les réseaux de radio cognitive. Rapport de recherche, Université d'Algérie, 2013.
[Bennett 78] L. Bennett, G.F. Ross. Time domain electromagnetics and its applications. Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, Mars 1978.
[Benouini 14] Rachid Benouini. Radio cognitive & Intelligence Artificielle, Rapport de recherche, Université de Fès, 2014.
[Boufrioua 13] Boufrioua Youcef. Les statistiques d'ordre supérieur: théorie et application. Thèse de Doctorat, Université Constantine 1, 2015.
[Brian 97] Brian P. Crow, Indra Widjaja, Jeong Geun Kim et Prescott T. Sakai. EEE 802.11 wireless local area networks. IEEE Communications Magazine, 35(9):116-126, 1997.
[Chartier 00] M. Germain CHARTIER. Etude et réalisation d'un télémètre laser par temps de vol. Thèse de Doctorat, université d'Algérie, 2000
[Chehata 11] A. Chehata. Algorithmes de Routage dans les Réseaux Sans-Fil de Radios Cognitives à Multi-Sauts, 2011.

[Christian 12] Christian Lottermann, Mladen Botsov et Peter Fertl. Performance Evaluation of Automotive Off-board Applications in LTE Deployments. IEEE Vehicular Networking Conference (VNC), 2012.

[Colson 06] Colson et Kountouris. Une Application de la Radio Intelligente: Adaptation Dyna-mique de la Complexité Algorithmique, Journées Scientifiques du CNFRS, Mar 2006.

[Couillet 11] R. Couillet and M. Debbah. Random Matrix Methods for Wireless Communications. Cambridge University Press, Novembre 2011

[Cramer 02] R. J. M. Cramer, R. A. Scholtz, et M. Z. win. Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, No. 5, pp. 561–570, Mai 2002.

[Delgrossi 08] Delgrossi L et Jiang, D. Ieee 802.11 p : Towards an international standard for wireless access in vehicular environments. In Vehicular Technology Conference, pp. 20362040. Marina Bay, Singapore, 2008.

[Dobias 05] G.Dobias, F.Baret. Propositions pour fédérer les stratégies de développement des ITS en France. ITS France, 2005.

[Dridi 12] Khaled dridi. Spécification du Protocole MAC pour les Réseaux IEEE 802.11e à Différentiation de Services sous Contrainte de Mobilité, 2012.

[DRIVE C2X, 11] http://www.drive-c2x.eu/project

[El Abed 12] Amel El Abed. Etude et conception d'un système IR-UWB dédié aux communications sans fils haut débit. Thèse de Doctorat, Valenciennes, 2012.

[Elbahhar 05] F. Elbahhar, A. Rivenq-Menhaj, J. M. Rouvaen, M. Heddebaut and T. Boukour. Comparison between DS-CDMA and Modified Gegenbauer Functions for a multi-user communication Ultra Wide Band system. IEEE Proceedings Communications, 52, 1021-1028, 2005.

[Elhillali, Tatkeu 06] Yassin Elhillali, Charles Tatkeu, Atika Rivenq et Jean Michel Rouvaen. A novel multiplexing method for high data rate communication systems. In Vehicular Technology Conference. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th, pages 1_4. IEEE, 2006.

[Esrseghe 02] Erseghe T, Ultrawideband pulse communications, Thèse de Doctorat. Dissetation in University of Padova, 2002.

[Fremont 03] B. Fremont. Etude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés. Thèse de doctorat de l'UVHC, Novembre 2003.

[Gauray 08] Gaurav S, Thèse de Doctorat, Faculty of the Graduate School of the university of missouri-rolla In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree Master of science in electronical engineering, 2008.

[Guettat 12] Guettat Abdelghani, Conception et Implémentation d'un Corrélateur Numérique sur FPGA, Diplôme de Master, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF, Algérie, 2012.

[Güvenç 03] Ismail Güvenç, Hü Arslan, et al. On the modulation options for uwb systems. In Proceedings of the 2003 IEEE conference on Military communications-Volume II, pages 892_897. IEEE Computer Society, 2003.

[Hamidoun 16] Khadija Hamidoun, Nouvelles Architectures Adaptatives de Modulation et Codage ULB selon la QoS requise pour la communication véhicule-infrastructure. Thèse de Doctorat, Valenciennes, 2016

[Hamidoun, Elassali 15] K. Hamidoun, R. Elassali, Y. Elhillali, A. Rivenq, K. Elbaamrani, et F. Elbahhar Boukour. A new multi-user ultra wide band system based on modiffed gegenbauer functions and m-oam modulation for communication of intelligent transportation systems. Wireless Personal Communications, 82(4): 2115_2134, 2015.

[Harmon 13] John Harmon. Agilent Technologies Inc., Santa Clara, CA. Design and Test Challenges for Next-Generation 802.11ac, ad WLAN Standards. Microwave Journal 2013.

[Hirt 07] W. Hirt. The european uwb radio regulatory and standards framework. Overview and implications, in Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband ICUWB 2007, pp. 733‑738. 7. 2007.

[Holma 11] H. Holma et A. Toskala. LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access. John Wiley & Sons Ltd, 2011.

[Hossain 13] Saddam Hossain. 5g wireless communication systems. American Journal of Engineering Research, Vol 2, Iss 10, Pp 344-353, 2013.

[Hossain 09] E. hossain, D. Niyan et Zhu Han. Dynamic Spectrum Access and management in cognitive radio networks. Cambridge University, Press 2009.

[IEEE 06] Insitute of Electrical and Electronics Engineers. Ieee trial-use standard for wireless access in vehicular environments (wave). Technical report, IEEE 16092006, 2006.

[IEEE 12] Insitute of Electrical and Electronics Engineers. Ieee std 802.11tm-2007. part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy). In specifications, 2012.

[iTETRIS, 10] http://www.ict-itetris.eu/simulator

[Jacobs 06] René Jacobs. Les systèmes de transport, intelligent une tentative de synthèse. centre de recherche routière, publication de synthèse, 2006.

[Jerbi 08] Moez Jerbi. Protocoles pour la communication dans les réseaux de véhicules en environnment urabin: Routage et GeoCast basés sur les intersections. Novembre 2008.

[Kachenoura 06] Amar Kachenoura. Traitement Aveugle de Signaux Biomédicaux. Thèse de Doctorat à l'Universite de rennes 1, 2006

[Kossoou 14] Kobenan Ignace Kossonou. Étude d'un système de localisation 3-D haute précision basé sur les techniques de transmission Ultra Large Bande à basse consommation d'énergie pour les objets mobiles communicants. Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis ; Université Félix Houphouët-Boigny, 2014.

[Kohno 04] R. Kohno M. Ghavami, L. B. Michael. UWB Signals and systems in ingeneering. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.

[Kumar 12] Abhishek Kumar Gupta, Hemant Gurung, Samerendra Nath Sur et Rabindranath Bera. BER Performance of IEEE 802.11ad for Single Carrier and Multi Carrier. International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST). 2012.

[Lacoume 08] J. L. Lacoume, P.O. Amblard et P. Comomn. Statistiques d'ordre supérieur pour le traitement du signal. Ed. Masson, 2008.

[Lamari 07] Lamari A. Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande. Thèse de Doctorat à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Janvier 2007.

[Loiseau 13] Lucien Loiseau. De l'exploitation des réceptions opportunistes dans les mécanismes de relayage pour les réseaux sans fil. Networking and Internet Architecture. Thèse de Doctorat à l'université de Rennes 1, Télécom Bretagne, 2013.

[Maatougui 15] Lamyae Maatougui, Khadija Hamidoun, Yassin El Hillali, Atika Rivenq Abdelowahed Hajjaji et Hassan Ouahmane, Spectrum Sensing Applied to IR-UWB System

Based on M-OAM, Third World Conference on Complex Systems (WCCS'15), organisée à Marrakech, du 23 au 25 Novembre 2015.

[Maatougui, El hillali 15] Lamyae Maatougui, Yassin El Hillali, Atika Rivenq Abdelowahed Hajjaji et Hassan Ouahmane, Intelligent Receiver for M-OAM IR-UWB Modulations System, IEEE International Conference on Advanced Logistics and Transport (IEEE ICALT'2015)», organisée à Valenciennes, du 20 au 22 Mai 2015.

[Maatougui, Sakkli 16] Lamyae Maatougui, Laila Sakkila, Rahmad Sadli et Atika Rivenq, Computation of correlation and cumulant 4 under FPGA architecture, International Journal of Engineering and Technical Research 5, 3 (2016) 86-90, Juillet 2016

[Maalem 99] H. Maalem. Les statistiques d'ordre supérieur théorie et application au traitement de la parole. Thèse de Doctorat à l'université de Constantine, 1999.

[Masson 01] M. Arnaud MASSON. Utilisation de tests bases sur des statistiques D'ordre supérieur dans l'étude de séries temporelles Applications aux plasmas spatiaux, université de paris, 2001.

[Malek 14] Ahmed Malek Nada. L'intelligence ambiante et les systèmes de transport intelligents. Mémoire de Master en informatique, Tunis, 2014.

[Marum 09] Acosta-Marum G. Uzcategui, R. Wave: a tutorial. In IEEE Commun. Mag. 47(5), 126133, 2009.

[Mazen 09] Mazen Youssef. Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA. Thèse de Doctorat, Metz, 2009.

[Mendel 91] J. M. MENDEL. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications. Proc. IEEE, vol. 79, no. 3, pp. 277–305, Mar. 1991.

[Mitola 99] J. Mitola et G. Maguire, Cognitive radio: Making software radios more personal, IEEE Personal Communications, pp. 13-18, Aout 1999.

[Molisch 03] Andreas F Molisch, Jeffrey R Foerster et Marcus Pendergrass. Channel models for ultrawideband personal area networks, 2003.

[Moustafa 08] H. Moustafa et G. Bourdon. Vehicular Networks Deployment View: Applications, Deployment Architectures and Security Means. Ubiquitous Computing and Communication Journal, special issue on Ubiquitous Roads, Mars 2008.

[Nautiyal 13] Nautiyal G and Kumar R. Spectrum sensing in cognitive radio using matlab. International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT) ISSN: 2249 – 8958, Vol 2, Issue-5, 2013.

[Nikais 93] C. L. Nikias et A. P. Petropulu. Higher-Order Spectra Analysis, Signal Processing Series. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1993.

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

[Papadimitratos 09] Panos Papadimitratos. A La Fortelle, Knut Evenssen, Roberto Brignolo, and Stefano Cosenza. Vehicular communication systems: Enabling technologies, applications, and future outlook on intelligent transportation. Communications Magazine, IEEE, 47(11): 84-95, 2009.

[Petit 13] Jonathan Petit. Surcoût de l'authentification et du consensus dans la sécurité des réseaux sans fils véhiculaires. Juillet 2013.

[Porcino 03] D. Porcino, W.Hirt. Ultra-wideband radio technology: poten-tial and challenges ahead. IEEE Communications Magazine, Vol.41, No. 7, pp. 66–74. Juillet 2003.

[Proakis 01] John G Proakis. Intersymbol Interference in Digital Communication Systems. Wiley Online Library, 2001.

[Pujolle 08] G. Pujolle. Les réseaux. Éditions Eyrolles, 2008.
[Qian 08] Y.Qian, K.Lu, N.Moayeri. A secure vanet mac protocol for dsrc applications, IEEE Global Telecommunications Conference Publication, New Orleans-
LO, 2008.
[Ross 73] Ross, G.F. et Robbins K.W. Baseband radiation and reception system. U.S.Patent. Juin 1973.
[Rouvaen 03] J.M Rouvaen, F. Elbahhar et A. Rivenq Menhaj. Conception d'un système de communication ultra large band appliqué aux transports. Thèse de Doctorat à l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, November 2003.
[Ruizhu 13] Ruizhi Liao, Boris Bellalta, Jaume Barcelo, Victor Valls et Miquel Oliver. Performance analysis of IEEE 802.11ac wireless backhaul networks in saturated conditions. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2013
[Rupprecht 03] S. Rupprecht. Atlantic Practioners Handbook for TTI Service Implementation in European Cites and Regions. Commission européene, projet ATLANTIC, DG INFSO, 2003.
[SCORE@F 14] Gérard SEGARRA, 2014.
[Sklar 01] Bernard Sklar. Digital Communications: Fundamentals and Application. Prentice-Hall, 2001.
[Sklar 02] B. Sklar. Digital Communications: Fundamentals and Applications 2/E. Prentice Hall., 2002.
[SimTD 13] http://www.latribuneauto.com/reportages-67-5302-la-communication-entre-vehicules-et-avec-les-infrastructures-testees-en-conditions-reelles.html, 2013
[Siwiak 02] K. Siwiak. Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology. IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9. Février 2002.
[Staderini 02] E.M Staderini. UWB radars in medicine. IEEE Aeros pace and Electronic Systems Magazine, Vol.17, issue 1, pp. 13-18, Janvier 2002.
[Tabakovic 00] Tabakovic Z. A Survey of Cognitive Radio Systems. Croatian Post and Electronic Communications Agency, Jurisiceva 13, Zagreb, Croatia vol 03, 2000.
[Tahiri 14] Tarik Tahri, Yassin Elhillali, Laila Sakkila et Atika Rivenq. Uwb cooperatif radar for localization and communication dedicated to guided transport. International Journal of Intelligent Systems and Applications (IJISA), 6(10) :27, 2014.
[Taylor 01] James D Taylor. Ultra-wideband radar technology. 2001.
[Touati 15] Nadjah Touati, Charles Tatkeu, Thierry Chonavel et Atika Rivenq. Design and performances evaluation of new costas-based radar waveforms with pulse coding diversity. IET Radar Sonar and Navigation, page 15p, 2015.
[Tugnait 93] J.K.Tugnait. Time delay estimation with unknow spatially correlated gaussian noise. IEEE, Transaction on signal processing, vol.42, n°2, pp. 549–558, Février 1993.
[USDOT 11] Vehicle Safety Communications – Applications (VSC-A) Final Report, Septembre 2011.
[Vanhatupa 13] Timo Vanhatupa. Wi-Fi Capacity Analysis for 802.11ac and 802.11n: Theory & Practice. Thèse de Doctorat. Senior Research Scientist at Ekahau, 2013.
[Vrabie 03] Valeriu Vrabie, statistiques d'ordre supérieur: applications en géophysique et électrotechnique à l'université Politechnica de Bucarest, 2003
[Welborn 03] M. Welborn. Ds-uwb physical layer proposition. Technical report, IEEE TG 802.15.4a, (15-03-0334-00-0003a), 2003.

[Welling 05] Max Welling. Robust Higher Order Statistics. School of Information and Computer Science University of California Irvine CA 92697-3425 USA, 2005

[WiSafeCar 12] Pekka Eloranta. Wireless traffic Safety network between Cars. Mobisoft, Finland, 2012.

[Win 97] Moe Z Win, Robert Scholtz et Mark Barnes. Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications. In Communications, 1997. ICC'97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on, volume 1, pages 56-60. IEEE, 1997.

[Zaidouni 08] Jamal Zaidouni. Traitement en temps réel de signaux radar appliqués aux transports terrestres. Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes, Juin 2008.

[Zeng 09] Y. Zeng, Senior Member, IEEE, and Ying-Chang Liang, Senior Member, IEEE, Eigenvalue-Based Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio. IEEE Transactions on Communications, vol 57, Issue 6, June 2009.