REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'**E**nseignement **S**upérieur et de la **R**echerche **S**cientifique



UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

Faculté des **S**ciences et de **T**echnologie

Mémoire pour l'obtention du diplôme

De Magister

Spécialité : Electronique

Option : Instrumentation et Microélectronique

Par

Mr : ROUBEHIE Radhwane

Thème

Conception et simulation d'une interface radio UWB pour réseaux de micro-systèmes communicants

Promoteur :

Dr. BATEL Noureddine

Devant le jury composé de :

Président : Prof. ABUDURA Salam

Examinateur : Prof. GUESSOUM Abderrezak

Examinateur : Dr. OULD ZMIRLI Mohamed

Médéa-2015-

Dédicace

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

J'ai l'immense honneur de dédier ce mémoire :

A mes très chers défunts parents Mohamed et Fatma qui avaient fait tous pour moi durant toute ma vie, Qu'ils trouvent ici l'expression de mon affection et une récompense des sacrifices consentis pour moi. Que dieu le Miséricordieux leurs accorde sa miséricorde et les accueille dans son vaste paradis. qu'ils trouvent ici le témoignage de mon amour profond et de ma gratitude certaine.

A mes frères et mes sœurs, mes Oncles, mes tantes, mes cousins, mes cousines, mes neveux, mes nièces

et à toute ma grande famille.

À tout les enseignants du département d'électronique et surtout à mon encadreur

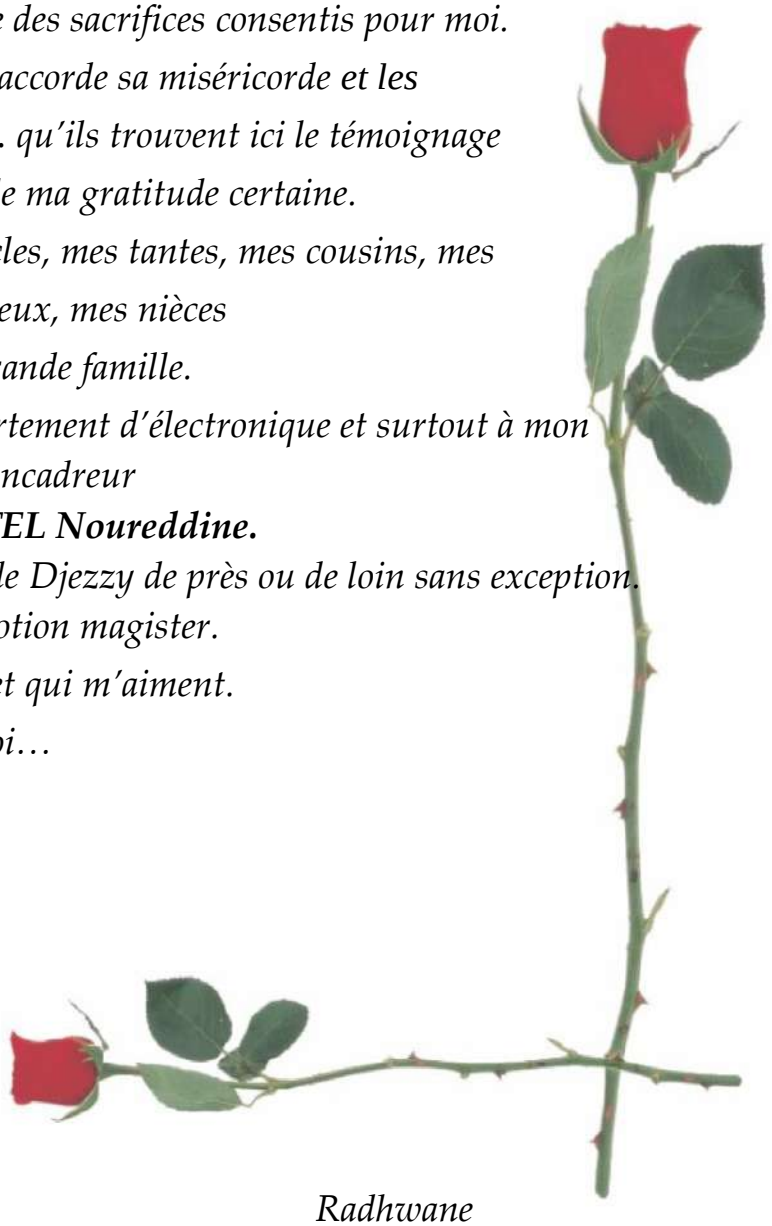
Dr. BATEL Noureddine.

À tous mes amis et mes collègues de Djezzy de près ou de loin sans exception.

À toute ma promotion magister.

A tout qui j'aime et qui m'aiment.

Et à toi…



Radhwane

REMERCIEMENT

Je tiens en premier lieu, de remercier Allah, le tout puissant, de m'avoir donné le courage et la patience pour terminer mes études et réaliser ce projet de Magister.

En préambule à ce projet pour l'obtention du magister, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide soit de proche ou de loin et qui ont contribué à l'élaboration de ce projet, ainsi qu'à la réussite de ces formidables années de graduation.

Je tiens à remercier sincèrement mon encadreur Monsieur Dr. BATEL Noureddine, qui, en tant que support, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce projet, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu me consacrer, La confiance et l'indépendance qu'il m'a accordée ainsi que son rigueur scientifique et l'encouragement qui m'a permis de mener à bien cette thèse.

Aussi, remercie-je tout personnel de l'Université Dr YAHIA FARES de Médéa ayant contribué de près ou de loin dans le bon déroulement de ces années d'études.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger mon travail.

J'exprimé également ma gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier cycle d'étude jusqu'à la fin de mon cycle universitaire.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Je tiens à cœur à remercier encore plus profondément ma chère famille, la reconnaissance des soutiens qu'ils m'ont apportés qui m'ont fait de ce que je suis aujourd'hui. Qu'Allah, le tout puissant, leur donne santé et le bonheur.

Non loin de tout projet ambitieux, il existe des gens qui partagent sans jamais se lasser ses meilleurs et ses pires moments. Ce sont des personnes qui m'ont soutenus dans chacun de mes instants de faiblesse, et qui, sans leurs extrême attention et gentillesse, je ne serai pas ce que je suis devenu aujourd'hui. En tête de liste de ces gens je place mes défunts parent, que dieu les accorde sa miséricorde et mes prof qui n'ont jamais hésité à m'offrir le meilleur qu'elles pouvaient. Viennent alors tous mes camarades de promotion ainsi que tous mes amis qui m'ont aidés de façon directe ou tout simplement par leur présence et leur soutien moral.

ملخص

إقبال الناس على وسائل الاتصال وتطور التكنولوجيا أدى إلى الحاجة إلى نقل كميات متزايدة من المعلومات في وقت قصير .أدى ضهور ال UWB في الاتصالات اللاسلكية أواخر التسعينات لايجاد حلول لهذه المشكلة. نضام UWB يجعل من الممكن تحقيق معدلات بيانات عالية جدا لمسافات قصيرة داخل بنا يات. الهدف الرئيسي من هذه المذكرة هو انجاز محاكاة باستعمال اداة البرمجة SystemVue 2006 المستعمل عادة لمحاكاة انظمة الاتصالات اللاسلكية. هذه المحاكاة ترتبط بتقنية MB-OFDM في تطبيقيات WPAN.

Résumé

L’engouement du grand public pour les objets communicants et l’évolution des technologies a entraîné le besoin de transférer des quantités grandissantes d’informations en un minimum de temps. L’arrivée de l’UWB à la fin des années 90 a apporté aux communications sans fil une solution à cette problématique. L’UWB permet en effet d’atteindre de très hauts débits de transmission sur de courtes distances dans des environnements intra bâtiment. L'objectif principal des travaux réalisés dans le cadre de ce mémoire est d’étudier et de réaliser une simulation à l’aide de l’outil logiciel SystemVue 2006 utilisé couramment pour des systèmes de communications sans fil. Une simulation porte sur la MB-OFDM pour les applications WPAN (Wireless Personal Area Networks).

Mots clé: Mémoire, UWB, MB-OFDM, SystemVue, WPAN

Abstract

The obsession of the general public for communicating devices has driven a desire to rapidly evolve the technology in line with consumer demand. A key challenge in the evolution is overcoming the need to transfer ever larger amounts of information in minimal time.

The arrival of Ultra Wide Band (UWB) during the late 1990’s delivered a solution to this problem for wireless communication. UWB supports very high rates of data transfer over short distances in indoor environments. The main aim of this thesis is to carry out a simulation using the software tool SystemVue 2006, used usually for wireless communication systems. The simulation relates to the MB-OFDM, for WPAN applications (Wireless Personal Area Networks).

Keywords: Thesis, UWB, MB-OFDM, SystemVue, WPAN

Table des Matières

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Introduction générale 1

Chapitre I. Introduction à l'UWB 3

I.1. Présentation de l'UWB 3

I.2. Historique de l'UWB 4

I.3. Définition de l'UWB : 6

I.4. Applications visées et potentiels de l'UWB 7

I.4.1. Systèmes d'imagerie radar 7

I.4.2. Systèmes radar de véhicule 7

I.4.3. Systèmes de communication 8

I.5. Réglementation et normalisation de l'UWB 8

I.5.1. Principales difficultés rencontrées 8

I.5.1.1. Détermination des fréquences appropriées 9

I.5.1.2. Répercussion globale 9

I.5.1.3. Puissance de crête des systèmes UWB 9

I.5.1.4. Sensibilité des systèmes UWB au brouillage 9

I.5.2. Avancement des travaux 9

I.5.2.1. Aux Etats-Unis 9

I.5.2.2. En Europe 10

I.5.2.3. Ailleurs dans le monde 11

I.5.3. Normes IEEE 11

I.6. Propriétés de base des signaux et systèmes UWB: 12

I.6.1 Densité Spectrale de puissance : 12

I.6.2 La forme d'impulsion UWB : 14

I.6.3 Les masques spectraux : 14

I.6.4. Muli-trajet 15

I.6.5. Caractéristiques de pénétration : 18

I.6.6. Capacités spatiales et spectrales : 18

I.6.7. La vitesse de transmission de données : 19

I.6.8. Consommation de puissance : 20

I.7 Les modulations utilisées : 21

I.7.1 Modulation OOK : 21

I.7.2 Modulation BPSK : 22

I.7.3. Modulation de position PPM : 22
I.8. Techniques d'accès multiples : 23
I.8.1. La technique MB-UWB: 23
I.8.2. La technique DS-UWB : 24
I.9. UWB comparé à la technologie sans fil courante : 26
I.9.1. Bluetooth 26
I.9.2. WiFi (Wireless Fidelity) 26
I.9.3. L'UWB 26
I.9.4. Comparaison de ces trois approches 27
I.10 Conclusion : 28
Chapitre II. Concept de la transmission UWB 29
Introduction 29
II.1 Méthodes de génération des ondes impulsionnelles UWB-IR 29
II.1.1. La fonction sinus cardinal 29
II.1.2. La fonction gaussienne et ses dérivées 31
II.1.2.1. La fonction gaussienne 31
II.1.2.2. Dérivées de la fonction gaussienne 33
II.1.2.3. Combinaison linéaire de la fonction gaussienne et de ses dérivées 35
II.1.3. Méthodes de génération des ondes UWB 35
II.1.3.1. Génération d'impulsion à effet avalanche 35
II.1.3.2. Génération d'impulsion à effet tunnel 37
II.1.3.3. Génération d'impulsion à diode SRD 37
II.2. Canal UWB 39
II.2.1. Introduction 39
II.2.2. Propagation 39
II.2.2.1. Généralités 39
II.2.2.2. Transmission (réfraction) 39
II.2.2.3. Réflexion 40
II.2.2.4. Diffraction 40
II.2.3. Pertes de propagation (Path Loss) 40
II.2.3.1. Espace libre 41
II.2.3.2. Environnement multitrajet 42
II.2.4. Bilan de liaison 43
II.3. Récepteurs UWB-IR 43
II.3.1. Architectures de réception 44
II.3.1.1. Architecture cohérente : 44
II.3.1.2. Architecture différentielle 45

II.3.1.3. Architecture non-cohérente 46
II.4 Conclusion 47
Chapitre III. Simulation du système MBOFDM-UWB 48
Introduction 49
III.1. Systèmes UWB OFDM 50
III.1.1. Modulation MB-OFDM : 51
III.1.2. Découpage du spectre UWB 53
III.1.3. Utilisation d'un code temps-fréquence TFC : 54
III.2. Simulation d'un système UWB-OFDM 57
III.2.1 Présentation du simulateur 57
III.2.1.1 L'environnement de conception de SystemVue 2006 57
III.2.1.1.1. Fenêtre de systèmes 57
III.2.1.1.2. Barre de menu 58
III.2.1.1.3. Barre d'outils 58
III.2.1.1.4. Réservoir de bibliothèques 59
III.2.1.1.5. Horloge système 59
III.2.1.2 Bibliothèque Ultra-Wideband (DS-UWB) 60
III.2.2. Simulation du système MB-OFDM en bande de base 62
III.2.2.1. Le Transmetteur 63
III.2.2.1.1. L'échantillonneur 63
III.2.2.1.2. L'embrouilleur (scrambler) 64
III.2.2.1.3. Le Codeur Convolutionnel 64
III.2.2.1.4. L'entrelaceur (Interleaver) 65
III.2.2.1.5. Le modulateur QPSK : 66
III.2.2.1.6. Modulateur OFDM: 67
III.2.2.2. Récepteur : 70
III.2.2.3. BER du système MB-OFDM en Bande de Base avec et sans blocs de codage. 70
III.2.3. Simulation du système MB-OFDM en RF 73
III.2.3.1. Transmission de la bande 1 du groupe 1 de la norme ECMA-368 73
III.2.3.1.1. Simulation du Système MB-OFDM en utilisant de filtre égaliseur en réception 73
III.2.3.1.2. Simulation du Système MB-OFDM en utilisant de filtre passe-bas en réception 82
III.2.3.1.3. BER du système MB-OFDM en RF de la bande 1 du groupe 1 84
III.2.3.2.Transmission des 3 bandes du groupe 2 de la norme ECMA-368 86
III.2.3.2.1. Simulation du système des 3 bandes 86
III.2.3.2.2. BER du système MB-OFDM en RF des 3 bandes du groupe 2 91

III.3. Comparaison des performances du système MB-OFDM avec celles du système DSUWB: 93
III.3.1. Récapitulatif des résultats obtenus dans [3] [30] 93
III.3.1.1. Système de la technique DS-UWB en RF 93
III.3.1.2. BER du système DS-UWB en RF 95
III.4. Analyse critique du système MB-OFDM 97
III.4.1. Les points forts 97
III.4.2. Les points faibles 97
III.5. Conclusion 98
Conclusion générale: 99

Glossaire

Bibliographie

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Spectre du signal UWB par rapport aux signaux conventionnels ……..……5
Figure I.2 : Densité spectrale de puissance (PSD) d'un signal UWB ……... 6
Figure I.4 : Propositions du masque d'émission intérieur en Europe ……..…….. 9
Figure I.5 : Organisation de l'IEEE 802.15 ……. 11
Figure I.6 : Systèmes de densité d'énergie haute et basse …….. 12
Figure I.7 : (a) forme d'impulsion UWB idéale; (b) spectre idéale d'une seule impulsion UWB ……... 13
Figure I.8 : Masque spectral exigé par la FCC 15.517 (b, c) pour les systèmes UWB …….. 14
Figure I.9 : Un scénario d'intérieur typique dans lequel l'impulsion transmise est reflétée outre des objets dans la salle, de ce fait créant les copies multiples de l'impulsion au récepteur, avec différents retards ……. 15
Figure I.10 : deux impulsions arrivant avec une séparation plus grande que la durée d'impulsion ne recouvriront pas et ne causeront pas l'interférence ……..... 16
Figure I.11 : (a) Deux impulsions de recouvrement, (b) la forme d'onde reçue comprenant les impulsions recouvertes …….…….. 16
Figure I.12 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK ……. 20
Figure I.13 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK ……... 21
Figure I.14 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM ……. 21
Figure I.15 : Le spectre OFDM Multi-bande …….. 23
Figure I.16 : Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes basse et haute Pour la solution DS-UWB …….. 24
Figure II.1 : Forme d'onde et spectre du sinus cardinal ……...……... 30
Figure II.2 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC .....…… 30
Figure II.3 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC avec fenêtrage temporel ……. 31
Figure II.4: La fonction gaussienne normalisée ($\mu = 0$ et $\sigma = 1$) ……..… 32
Figure II.5 : L'impulsion gaussienne ($A = 1$ et $\tau = 200ps$) ……. 33

Figure II.6 : Spectre de l'impulsion gaussienne (A = 1 et τ = 200ps) …… 33
Figure II.7 : Formes d'onde et spectres des dérivées de l'impulsion gaussienne (τ= 200ps) . 34
Figure II.8 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de dérivées de l'impulsion gaussienne (τ= 200ps) ……..…….. 35
Figure II.9 – Générateur d'impulsions à effet avalanche ……..... 36
Figure II.10 : Générateur de front raide à diode SRD ……. 38
Figure II.12 : Différents types de contributions pour les trajets multiples …… ..…….... 40
Figure II.13 : Structure d'un récepteur UWB-IR cohérent ……. 44
Figure II.14 : Structure d'un récepteur UWB-IR différentiel ……. 45
Figure II.15 : Structure d'un récepteur UWB-IR non-cohérent …….. 46
Figure III.1 : Principe du modulateur et démodulateur OFDM …….. 50
Figure III.3 : Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM ……. 53
Figure III.4 : Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, . . .} ……..……. 54
Figure III.5 : Fenêtre de conception du SystemVue 2006 ……..…..…… 58
Figure III.6 : Barre de menu ……... 58
Figure III.7 : Barre d'outils ……. 58
Figure III.8 : Fenêtre de configuration de l'horloge du système de simulation …….. 60
Figure III.9 : Bibliothèque MB-UWB …….. 61
Figure III.10 : Schéma synoptique du système UWB MB-OFDM ……. 62
Figure III.11 : couche physique du système MB-OFDM selon la norme IEEE P802.15-3a/541r1 …….. 63
Figure III.12 : Embrouilleur MB-OFDM ……64
Figure III.13 : configuration du bloc codeur MB-OFDM ……... 65
Figure III.14 : Entrelaceur convolutionnel …….. 66
Figure III.15 : Diagramme de constellation BPSK ……. 66
Figure III.16 : symboles I & Q du modulateur OFDM avec PSD de la voie I ……...… 69
Figure III.17 : superposition des données binaires transmis et reçus …….. 70
après compensation du retard par intercorrélation …….. 70
Figure III.18 : Banc de BER du système de la Figure III.11 avec blocs de codage …… 71
Figure III.19 : Banc de BER du système de la Figure III.11 sans blocs de codage …… … 72

Figure III.20 : tracés du BER superposés, sur 4 points à gauche et zone d'intérêt à droite …. 73
Figure III.21 : sections RF du transmetteur-récepteur UWB en prolongement du traitement MB-OFDM en bande de base ……. 74
Figure III.22 : diagramme d'amplitude du filtre d'antirecouvrement ……. 75
Figure III.23 : un symbole MB-OFDM parasité en sortie du filtre elliptique …… 76
Figure III.24 : le même symbole MB-OFDM de la Figure III.20 en sortie du filtre supplémentaire …… 76
Figure III.25 : symboles RF de la modulation en quadrature des symboles MB-OFDM …... 77
Figure III.26 : PSD du signal RF de sortie du transmetteur …… 78
Figure III.27 : diagramme d'amplitude du filtre d'égalisation ……...… 79
Figure III.28 : superposition parfaite du signal retardé du modulateur OFDM avec celui du Démodulateur ……..…… 80
Figure III.29 : superposition des bits transmis et ceux reçus après compensation du retard .. 80
Figure III.30 : superposition du signal retardé du modulateur OFDM (en bleu) …… 81
avec celui à l'entrée du démodulateur (parasité, en rouge) ……. 81
Figure III.31 : une partie zoomée de la Figure III.30 …….. 82
Figure III.32 : superposition des bits transmis retardés avec ceux reçus …… 82
Figure III.33 : remplacement du filtre égaliseur par un filtre passe-bas en réception …… 83
Figure III.34 : superposition des signaux sortie-modulateur et entrée-démodulateur OFDM (en haut), et celle des bits transmis et reçus (en bas) …… 84
Figure III.35 : banc de mesure du BER du système de la Figure III.33 …….. 85
Figure III.36 : tracé de la probabilité d'erreur en fonction du SNR …… 85
Figure III.37 : Système RF de transmission MB-OFDM des trois bandes du groupe 2 ……. 87
Figure III.38 : signal RF en sortie du transmetteur du système de la Figure III.37 …… 88
Figure III.39 : densité spectrale de puissance du signal RF ……..……. 88
Figure III.40 : les symboles MB-OFDM sélectionnés avant modulation des 3 porteuses du groupe 2 ou après leur démodulation …….. 89
Figure III.41 : dédoublement des symboles transmis pour une meilleure diversité …… 90
Figure III.42 : bits transmis retardés et bits reçus superposés …… 90
Figure III.43 : Banc de BER pour la mesure de la probabilité binaire …… 91
Figure III.44 : tracés superposés de la probabilité d'erreur des systèmes des figures 22 et 29

…….. 92
Figure III.45 : Système complet des sections en bande de base et RF de la technique DS-UWB …….……94
Figure III.46 : Densité spectrale de puissance du signal de sortie RF …….95
Figure III.47 : Banc de mesure du BER du système DS-UWB ……...…95
Figure III.48 : superposé de tracés de BER, QPSK cohérente (en vert) et DS-UWB (en bleu) ……..… 96

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : PSD de quelques systèmes sans fil de diffusion et de communication ……..12
Tableau I.2 : Comparaison de la capacité spatiale de divers systèmes sans fil d'intérieur ……...19
Tableau I.3 : Comparaison de débit binaire d'UWB avec d'autres normes de câble et sans fil …...20
Tableau 1.4 : Puissance d'énergie d'UWB et d'autres chipsets de communication mobile (LSI, intégration à large échelle ; RISC, processeur à jeu d'instructions réduit ; TFT, transistor de la couche mince) ……21
Tableau III.1 : Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM ……..54
Tableau III.2 : Paramètres de modulation OFDM …… 55
Tableau III.3 : Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM ……56
Tableau III.4 : description des blocs de la bibliothèque UWB …….…….61

GLOSSAIRE

3G	Third Generation
AC	Alternating Current
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BF	Fractional Bandwidth
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Bande Width
DC	Direct Current
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiplexing Access
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ECMA	European Computer Manufacturers Association
FCC	Federal Communication Commission
FH	Frequency Hopping
FM	Frequency Modulation
GFSK	Gaussian frequency shift keying
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile
GSSI	Geophysical Survey Systems, Inc
HDTV	High Definition Television
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	Impulse Radio
ISI	Inter Symbol interference
ISM	Industrial Scientific and Medical
MB-OFDM	Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing
M –BOK	M ary Bi-Orthogonal Keying
MB-UWB	Multi Band Ultra Wide Band
LDR	Low Data Rate

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
PAM	Phase Amplitude Modulation
PIRE	Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente
PN	Pseudo Noise
PPM	Pulse Position Modulation
PSD	Densité Spectrale de Puissance
RF	Radio Frequency
TFC	Time Frequency Code
SNR	Signal to Noise Ratio
SRD	Step-Recovery Diode
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wide Band
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Actuellement les systèmes de communication sans fil fonctionnent principalement dans les bandes de fréquences étroites autour de 1 GHz, 2 GHz, 2,4 GHz et 5 GHz. Compte tenu du nombre croissant de ce type de systèmes, ces bandes de fréquences commencent à être saturées et il devient difficile d'y intégrer de nouveaux systèmes.

Une solution envisagée est l'Ultra Wide Bande. Ce type de système se distingue du premier par sa largeur de bande de fréquence. Il peut alors coexister sans interférence avec d'autres systèmes car sa densité spectrale de puissance est plus faible. Les premières recherches sur la technologie UWB (Ultra Wide Bande) sont apparues dans les années 60 sous les termes de systèmes impulsionnels, système en bande de base ou système sans porteuse. L'UWB a été fortement mise en lumière ces dernières années (en particulier depuis 2002) et plusieurs domaines d'application de ce type de systèmes de communication sont envisagés.

Les moyens de télécommunications sont omniprésents que ce soit les téléphones cellulaires, les ordinateurs, les assistants personnels numériques. L'idée est de permettre une communication autonome entre ces divers types de terminaux par le biais d'un réseau de type ad-hoc qui implique que chaque objet intégré dans le réseau devient lui-même un nœud au sein de ce même réseau et doit émettre et recevoir des données pour participer à la connectivité du réseau.

Dans ce cadre, la technologie UWB est une solution très intéressante puisqu'elle permet la réalisation de liaisons sans fil entre objets mobiles communicants à l'intérieur d'un même bâtiment, avec des débits dépassant les 100 Mbps.

Parmi les propositions faites, nous nous sommes intéressés à une solution se basant sur l'utilisation d'un multiplex OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et soutenue par un consortium d'entreprises rassemblées sous le nom d'Alliance WiMedia. Parfois contestée par les puristes pour sa nature non impulsionnelle, cette solution dite MB-OFDM (Multi-Band OFDM) présente néanmoins de bons atouts pour les communications haut débit UWB.

L'objectif de ce mémoire est de proposer une simulation d'une interface radio dans un système UWB, en se basant sur le système multi bande OFDM pour les applications UWB haut débit. De part de leur fort potentiel et le faible ajout de complexité associé, nous nous sommes intéressés à la combinaison des modulations multi-porteuses et des techniques d'étalement de spectre. Afin de

préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres. Le premier de ces chapitres introduit le contexte historique dans lequel la technologie UWB s'est développée pour aboutir à une réglementation pour les communications. Les premières réglementations autorisant le développement d'applications UWB ont été à l'origine de la création de deux groupes d'études de normalisation au sein de l'IEEE pour les communications haut et bas débits. Ce chapitre dresse enfin un état de l'art des différentes techniques de transmission pour l'UWB haut et bas débit, en s'intéressant notamment aux deux solutions proposées au sein du groupe pour le haut débit. Après une discussion des propriétés de base des signaux et systèmes UWB, est présentée une explication des modulations utilisées et les techniques d'accès multiples, de même, une petite comparaison avec les autres technologies sans fil est entamée.

Le second chapitre est consacré dans sa première partie au concept général d'un Transmetteur UWB, le canal de transmission et le récepteur, les principaux modèles utilisés pour décrire des impulsions en présentant la forme temporelle et le spectre correspondant. En deuxième partie, sont présentées des notions fondamentales associées à la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air. Ces études ont pour but d'affiner le bilan de liaison et de spécifier les caractéristiques des récepteurs. En dernière partie, le traitement du récepteur UWB est fourni, ainsi que la manière dont ces signaux peuvent être traités dans le cadre de l'UWB impulsionnel.

Le dernier chapitre est consacré à la présentation de la solution MB-OFDM proposée par l'Alliance WiMedia pour l'UWB haut débit. Cette solution a été concrétisée dans sa couche physique par notre apport en termes de schémas-bloc fonctionnels simulés sous SystemVue d'Agilent. Ce chapitre se décompose en trois parties distinctes. Dans la première partie, une présentation générale de la modulation OFDM est effectuée. Elle montre l'intérêt des modulations à porteuses multiples pour l'UWB. La seconde partie est consacrée à la description de la solution MB-OFDM, les paramètres originaux de cette solution. Le découpage du spectre UWB en plusieurs sous-bandes est développé de même que l'utilisation d'un code temps fréquence appelé TFC (Time Frequency Code) contrôlant les sauts entre les différentes sous-bandes. La dernière partie présente une simulation du système MB-OFDM en utilisant le logiciel SystemVue. Les performances du système MB-OFDM y sont évaluées.

I. Introduction à l'UWB

I.1. Présentation de l'UWB

L'UWB (Ultra Wide Band) est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui est en cours d'élaboration et qui permettrait d'atteindre des débits très élevés, dépassant le Gbit/s. De plus, elle offre la perspective de nouveaux services comme l'intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission. L'UWB doit son nom aux caractéristiques spectrales des signaux qu'elle utilise, signaux à spectres de bande ultra large, d'où l'acronyme UWB. A l'origine, les signaux UWB sont des signaux constitués de suites d'impulsions très étroites avec des rapports cycliques très faibles. Ces signaux présentent la caractéristique de transporter l'information sans utiliser de porteuse contrairement aux techniques classiques qui utilisent une à plusieurs porteuses.

Les avantages de l'UWB en termes de débit peuvent être mis en évidence à partir de la relation de Shannon-Hartley (1.1) qui exprime la capacité théorique C [bit/s] d'un canal en fonction de sa bande passante B [Hz] et de son rapport signal à bruit RSB :

$$C = B*log_2(1+RSB) \qquad (1.1)$$

A partir de cette relation, il apparaît que le facteur le plus déterminant pour augmenter la capacité d'un canal est la bande passante. En effet, la capacité est directement proportionnelle à la largeur de bande alors qu'elle est reliée au rapport signal à bruit par un logarithme en base deux. Ainsi pour un RSB donné, un système à large bande type UWB donnera une capacité beaucoup plus grande qu'un système à bande étroite. D'autre part, cette formule montre également que même en utilisant des puissances très faibles il est possible d'obtenir des débits très élevés.

Après cette rapide description de la technologie UWB, la suite de ce chapitre sera articulée de la façon suivante, nous commençons par un historique et nous donnons un aperçu des applications envisagées. Ensuite, nous présentons l'état des lieux des aspects réglementation et normalisation. Puis, on liste les Propriétés de base des signaux et systèmes UWB, après une brève description sur les modulations utilisées et les techniques d'accès. Enfin, nous resituons l'UWB par rapport aux principales autres technologies de communication sans fil existantes ou en cours de développement.

I.2. Historique de l'UWB

Le terme UWB depuis longtemps a désigné des formes d'ondes sans porteuse, c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée est de l'ordre de nanoseconde. On trouve ainsi, à l'origine de l'UWB, les travaux sur l'électromagnétisme dans le domaine temporel menés par les armées américaine et soviétique dans les années 60. C'est à cette époque que des systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent à être réellement exploités et, dans un premier temps, essentiellement dans les systèmes radar. Les systèmes à impulsions ont en effet de très bonnes propriétés de résolution spatiale puisque celle-ci est inversement proportionnelle à la largeur de leurs bandes ; la brièveté d'un signal impulsionnel détermine la largeur de son spectre [3].

A partir de la fin des années 60, Henning F. Harmuth de la Catholic University of America rédige plusieurs ouvrages et papiers [1,2] rendant publiques des informations sur la conception d'émetteurs et de récepteurs de signaux non- sinusoïdaux. Parallèlement et indépendamment, en 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde. Tout le monde s'accorde pour désigner ce brevet comme étant le premier pour les communications UWB [3].

L'année 1974 marque le premier succès commercial d'un système UWB pour la Geophysical Survey Systems, Inc (GSSI) avec la présentation par R.M. Morey du ground penetrating radar (GPR), radar pour l'analyse du sol [4]. Le GPR est l'un des premiers exemples de radar basé sur l'émission et la détection d'impulsions en bande de base. Il est utilisé à l'époque, entre autres, pour la détection de mines enfouies dans le sol [3].

Jusqu'à la fin des années 80, de nombreuses publications se succèdent dans lesquelles la technologie UWB est alternativement caractérisée par des termes tels que impulsionnel (impulse), sans porteuse (carrier-free), radio dans le domaine temporel (time domain radio) [3]. C'est en 1989 que le terme UWB est pour la première fois utilisé par la défense américaine (DoD). A partir de 1994 les projets américains aboutissent à des travaux de recherche sur la technologie UWB.

Dès 1998, le domaine des systèmes de communications subit une évolution considérable avec l'explosion de l´économie de l'Internet et des télécommunications. Cette évolution est motivée par le souhait du monde industriel de fournir au grand public des débits toujours plus élèves avec une qualité de service améliorée.

Depuis la première utilisation du terme UWB par la DoD et jusqu'en 2002, l'UWB désigne principalement ce que l'on appelle (impulse radio IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courte durée (inférieure à la nanoseconde) et présentant un très faible rapport cyclique (1). En conséquence, la bande occupée par ces signaux constitués d'impulsions très brèves est très large et ils sont émis avec une très faible densité spectrale de puissance (PSD).

Face à son potentiel, les industriels s'intéressent de plus en plus à la technologie UWB. Ils incitent alors le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer ses émissions.

En effet, jusqu'en 2002 aucune réglementation ne traite le cas de l'UWB. Seule la directive FCC(2) [6,7] limitait les émissions non-intensionnelles des systèmes commerciaux fonctionnant en l'absence de licence à 500μV/m dans une bande de 1 MHz à 3 mètres de l'antenne d'émission, soit une PSD limite de −41.3 dBm/MHz. Ce sera chose faite le 14 février 2002, date clé dans l'histoire de l'UWB. C'est en effet à cette date que la FCC a statué sur l'UWB en publiant un rapport intitulé First Report and Order [3].

Plus tard les comités de normalisation de l'IEEE ont envisagé l'utilisation de la technologie UWB pour les réseaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. Le groupe de travail 3a du comité IEEE 802.15 (IEEE 802.15.3a) a alors été chargé d'élaborer une norme sur la couche physique (PHY) des réseaux personnels sans fil à débits de données élevés (supérieurs à 100 Mbit/s). Après l'examen de nombreuses propositions, l'approche originelle de radio par impulsions (IR, *Impulse Radio*) a été écartée en raison de difficultés de mise en œuvre technologique. Deux schémas plus traditionnels, déjà maîtrisés dans d'autres contextes et soutenus par des groupes d'industriels ont été préférés et se sont opposés. Une solution proposée en mars 2003 basée sur la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [5], [9] est défendue par le MBOA (Multi-Band OFDM Alliance). Ce groupe piloté au départ par Texas Instrument et Intel, puis rejoint par Samsung Electronics, Panasonic, Hewlett Packard s'est regroupé avec l'Alliance WiMedia pour ne devenir qu'un et représente près de 190 sociétés en 2006. La seconde solution basée sur le DS-CDMA (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*) [17] était soutenue au départ seulement par Motorola (devenu Freescale) et XtremeSpectrum mais elle compte aujourd'hui sur le soutien de près de 180 sociétés regroupées dans l'UWB Forum.

(1) Le rapport cyclique est défini comme étant le rapport entre la durée d'une impulsion et sa période de répétition.

(2) Federal Communication Commission, l'autorité régulatrice du spectre radio-fréquence aux Etats-Unis.

I.3. Définition de l'UWB :

La définition proposée par la FCC pour la transmission UWB est : tout signal, qui a une largeur de bande partielle (*Bf* : fractional bandwidth) plus grande que 0.20, ou qui occupe une largeur de bande plus que 500 MHz [3], c.-à-d. :

$$Bf \geq 0.2 \qquad (1.2)$$

Or :

$$BW > 500 \text{ MHz} \qquad (1.3)$$

La largeur de bande partielle est définie comme le rapport de la largeur de bande de signal sur la fréquence centrale, et est donné par :

$$Bf = \frac{BW}{fc} = \frac{(fH - fL)}{(fH + fL)/2} \qquad (1.4)$$

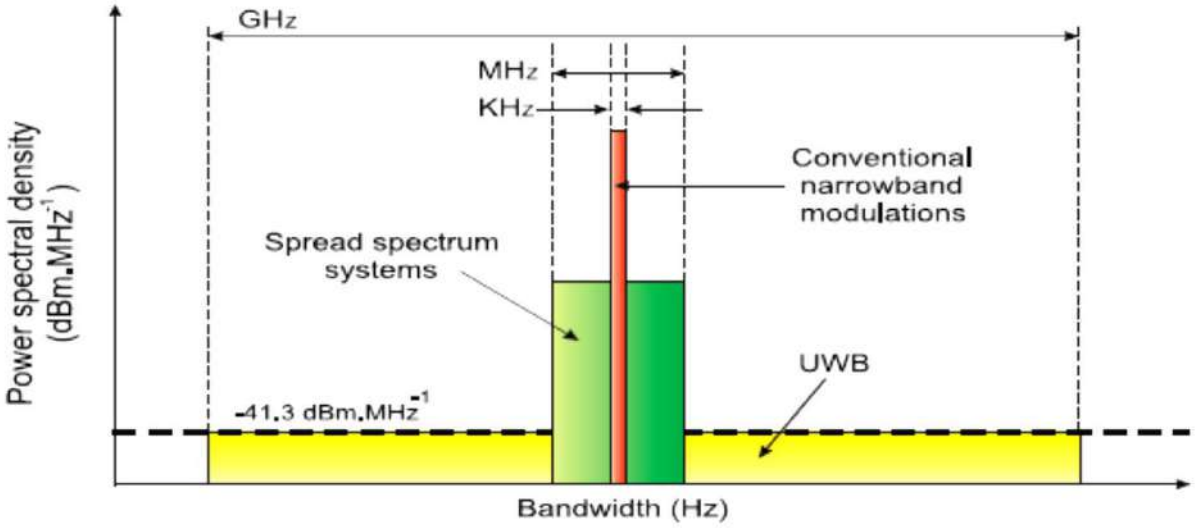


Figure I.1 : Spectre du signal UWB par rapport aux signaux conventionnels.

Telle que f_H et f_L sont les plus hautes et plus basses fréquences transmises à -10dB des points d'émission, respectivement, *BW* est la largeur de bande du signal et *fc* est la fréquence centrale. Suivant les indications en Figure I.1, les systèmes conventionnels de transmission radio (c.-à-d. à bande étroite, aussi bien que les systèmes à large bande) ont de petites largeurs de bande partielles une fois comparées aux signaux UWB.

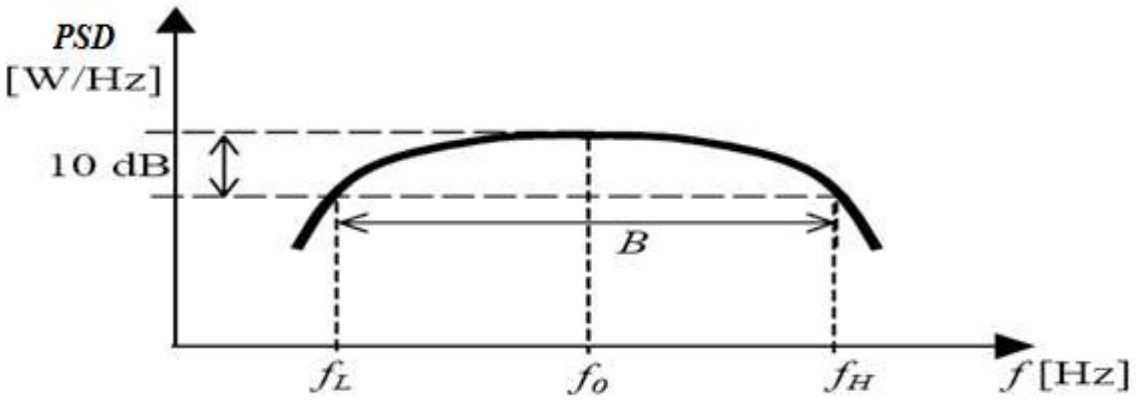


Figure I.2 : Densité spectrale de puissance (PSD) d'un signal UWB

Comme exemple, considérons l'UMTS, ou système de communication mobile travaillant sur environ 2GHz avec une largeur de bande de 5MHz. Ce système s'appelle souvent « large bande », toutefois selon l'équation (1.2), la largeur de bande partielle est 0.0025, qui est beaucoup plus petite que 0.2 (c.-à-d., 80 fois plus petite) [3].

I.4. Applications visées et potentiels de l'UWB

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications, Figure I.3, qui sont généralement classées en trois catégories [15].

I.4.1. Systèmes d'imagerie radar

Cette première catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, *Ground Penetrating Radar*), d'imagerie à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Le signal UWB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain. Par conséquent, les principaux utilisateurs des systèmes appartenant à cette catégorie seraient des spécialistes dans les domaines de l'application de la loi, de la recherche et du sauvetage, de la construction et de l'exploitation minière, ainsi que de la géologie et de la médecine [15].

I.4.2. Systèmes radar de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc. Les systèmes

radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Certains dispositifs radar de véhicule installés sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile [15].

I.4.3. Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure. Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux). Il faut donc noter que si les applications liées à la transmission d'information représentent la part la plus importante des futures applications UWB, mais ce ne sont pas les seules [15].

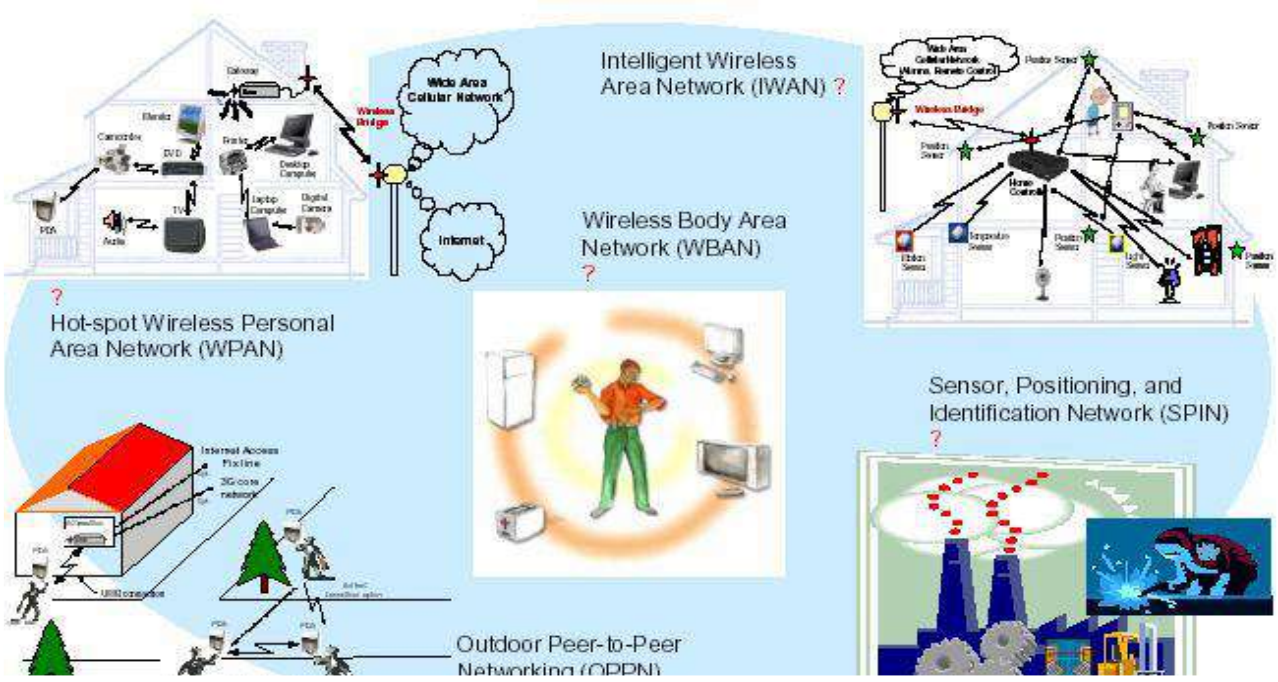


Figure I.3 : Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB [15]

I.5. Réglementation et normalisation de l'UWB

I.5.1. Principales difficultés rencontrées

L'introduction des systèmes de radiocommunication UWB a suscité et suscite toujours de nombreuses préoccupations ayant trait notamment aux aspects suivants [15].

I.5.1.1. Détermination des fréquences appropriées

Des inquiétudes concernent l'éventuel brouillage préjudiciable aux services de radiocommunication exploitant les mêmes bandes de fréquences. Ainsi, il est vivement souhaité par les exploitants de ces services que le matériel exempt de licence exploite des bandes de fréquences particulières comme dans le cas des dispositifs Industriels, Scientifiques et Médicaux (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*).

I.5.1.2. Répercussion globale

Des inquiétudes touchent également l'influence des dispositifs UWB sur le bruit de fond radioélectrique (RF) et les conséquences sur les services de radiocommunication (par exemple, les services passifs ou les services exploités à un niveau voisin du bruit de fond RF).

I.5.1.3. Puissance de crête des systèmes UWB

Le possible brouillage dû à la puissance de crête que les systèmes UWB pourraient causer aux systèmes de radiocommunication autorisés est aussi un facteur préoccupant.

I.5.1.4. Sensibilité des systèmes UWB au brouillage

Enfin à l'inverse, des inquiétudes sont liées aux possibilités de non fonctionnement de certaines applications UWB en raison des puissances d'émission relativement élevées des systèmes de radiocommunication classiques.

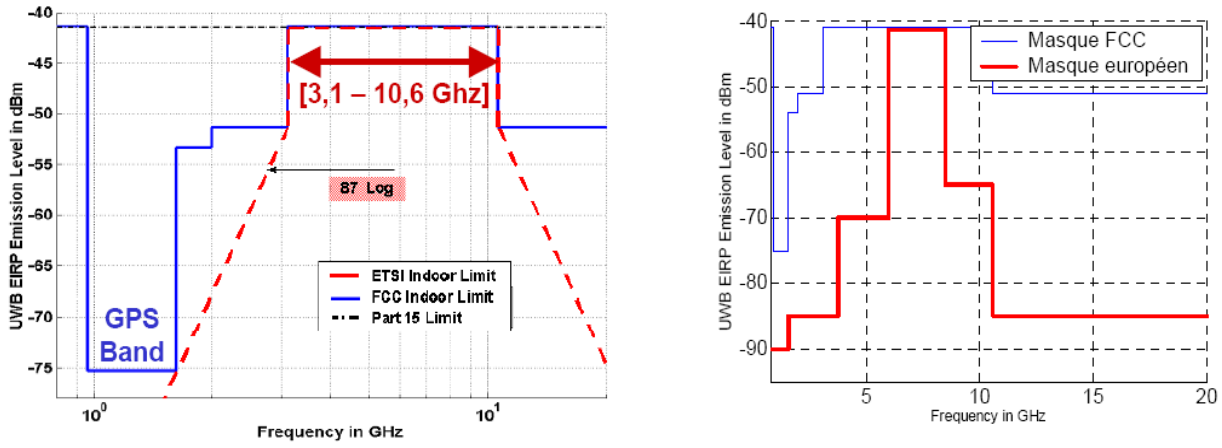
I.5.2. Avancement des travaux

I.5.2.1. Aux Etats-Unis

La FCC (Federal Communication Commission) a adopté en février 2002 une première ordonnance sur la technologie UWB permettant la commercialisation et l'exploitation de trois types de systèmes faisant appel à cette technologie : imagerie radar, radar de véhicules, systèmes de communication. La FCC précise que ces règles sont très prudentes (partie 15 des règles de la FCC) et qu'ainsi la technologie UWB ne perturbera pas les autres services radiofréquences. Ainsi, un système UWB est défini comme un dispositif utilisant une largeur de bande fractionnée supérieure à 20% ou occupant une bande *B* de 500 MHz ou plus [15].

I.5.2.2. En Europe

De nombreuses discussions et plusieurs versions préliminaires de masques d'émission pour les systèmes de communication UWB intérieurs et extérieurs furent proposées par l'institut européen des normes de télécommunication (ETSI). Notamment une première proposition consistait à autoriser le même niveau de puissance maximale (– 41,3 dBm/MHz) que la FCC dans la bande [3,1-10,6 GHz], mais une fonction rampe plutôt qu'une fonction échelon pour les flancs de courbe des masques était imposée, Figure I.4a.



a) Proposition de l'ETSI

b) Proposition de l'ECC

Figure I.4 : Propositions du masque d'émission intérieur en Europe

Cette proposition fut rapidement rejetée et c'est le niveau même de la puissance dans la bande [3,1- 10,6 GHz] qui fut l'objet d'une remise en cause. Afin de débloquer la situation, une proposition fut faite amenant la puissance maximale à – 65 dBm/MHz mais jugée techniquement quasi-irréalisable.

Très récemment en mars 2006, l'ECC (*Electronic Communications Committee*) a proposé un nouveau masque pour les émissions indoor, Figure I.4b. Cette proposition est notamment issue d'un rapport de l'OFCOM (*Office of Communications*) qui assure la promotion en Europe d'une réglementation de la technologie UWB répondant aux exigences de fonctionnement et apte à protéger les opérateurs en place contre les interférences nuisibles. Cependant en septembre 2006, l'Europe n'avait pas statué sur une réglementation. De plus, la bande [3,3-3,8 GHz] est devenue aussi sujet à controverse parce qu'elle est très convoitée par les opérateurs de télécommunications pour l'utilisation du WiMAX.

Ces différentes étapes de l'établissement de la régulation européenne montrent les difficultés pour déterminer une solution à l'échelle d'un continent. Idéalement une harmonisation au niveau mondial serait nécessaire mais les pays ont déjà des méthodes très différentes d'affectation du spectre à un service donné. Ainsi, l'objectif des industriels est de s'orienter vers une normalisation entre pays leaders qui permette une interopérabilité [15].

I.5.2.3. Ailleurs dans le monde

Bon nombre de pays dans le monde entier évaluent la compatibilité des systèmes UWB avec d'autres systèmes sans fil. Au Japon, un institut chargé de l'élaboration de normes UWB a été créé. L'organisme de réglementation du Japon a indiqué qu'il est prêt à délivrer des licences expérimentales pour les applications UWB. Il a même établi récemment un masque d'émission, mais aucune réglementation n'a encore été officialisée (juillet 2006).

Singapour a indiqué qu'elle est prête à émettre des permis d'essais pour des applications UWB dans un emplacement géographique particulier avec des masques d'émission élargis de 6 dB (de 2,2 GHz à 10,6 GHz) par rapport aux masques UWB de la FCC. Aucune émission UWB intentionnelle n'est permise au-dessous de 960 MHz. De plus, des applications UWB avec des exigences d'émission inhabituelles peuvent être approuvées au cas par cas.

L'Australian Communications Authority (direction australienne des communications) a récemment accordé une licence provisoire pour un système radar à pénétration du sol à bande ultra-large [15].

I.5.3. Normes IEEE

Comme nous l'avons vu dans la partie « historique », les activités de normalisation de la technologie UWB sont actuellement menées par le groupe de travail 802.15 du comité de normalisation de l'IEEE. Elles visent particulièrement des applications dans le domaine des réseaux locaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. L'organisation générale de la norme IEEE 802.15 est présentée en Figure I.5. Les spécifications principales sont indiquées en termes de débits, portées et fréquences allouées. En particulier, le standard Bluetooth apparaît dans la norme IEEE 802.15.1 et l'UWB devrait être utilisé dans les normes IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a [15].

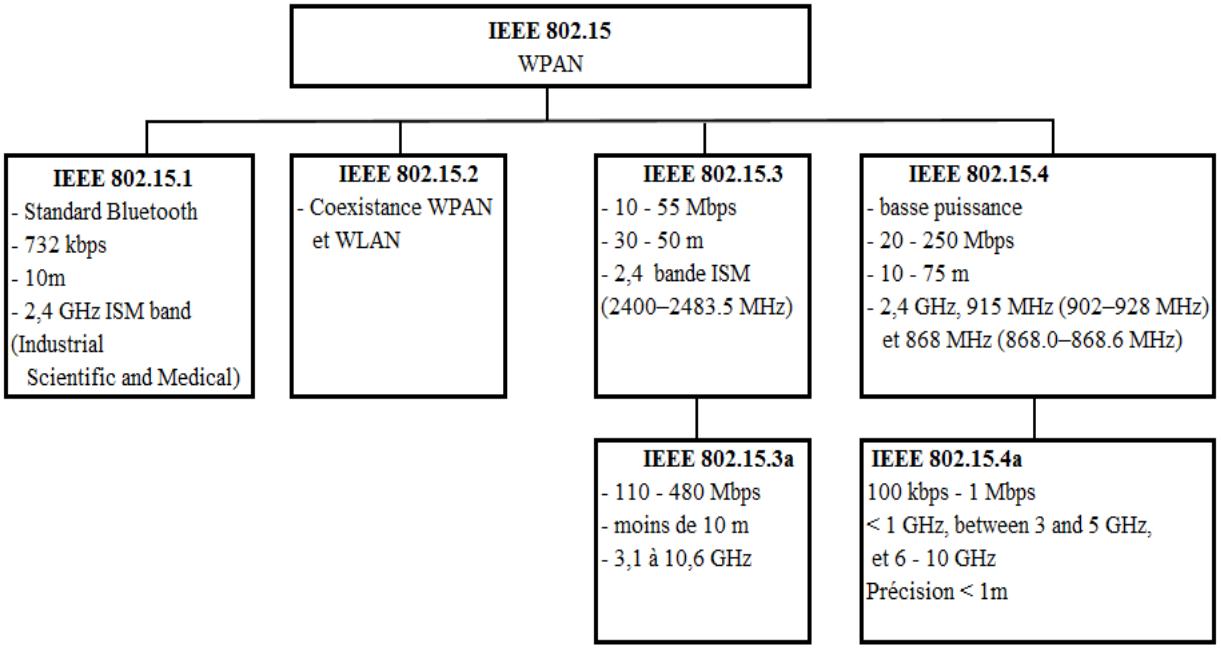


Figure I.5 : Organisation de l'IEEE 802.15

I.6. Propriétés de base des signaux et systèmes UWB:

I.6.1 Densité Spectrale de puissance :

La densité spectrale de puissance (PSD) des systèmes UWB est généralement considérée extrêmement basse, particulièrement pour des applications de communication. La PSD est définie comme :

$$PSD = \frac{P}{\mathrm{B}} \qquad (1.5)$$

Où P est la puissance transmise en Watts, B est la largeur de bande du signal en Hertz, et l'unité de PSD est Watts/Hertz [3].

Pour un système UWB, les impulsions ont un temps très court, par conséquent une largeur de bande B très grande. Il est utile de passer en revue quelques applications sans fil traditionnelles de diffusion et de communication, et de calculer leur PSD suivant les indications du Tableau I.1.

Système	**Puissance de transmission**	**Largeur de bande**	**PSD [W/MHz]**	**Classification**
Radio	50 KW	75 KHz	666 600	Bande étroite
Télévision	100 KW	6 MHz	16 700	Bande étroite
Téléphonie 2G	500 mW	8.33 KHz	60	Bande étroite
802.11a	1W	20 MHz	0.05	Large bande
UWB	0.5 mW	7.5 GHz	$6.670\ 10^{-8}$	Ultra large bande (UWB)

Tableau I.1 : PSD de quelques systèmes sans fil de diffusion et de communication.

L'énergie employée pour transmettre un signal sans fil n'est pas infinie et, généralement devrait être aussi basse que possible, particulièrement aux appareils électroniques du consommateur. Si nous avons une quantité fixe d'énergie nous pouvons transmettre beaucoup de densité d'énergie sur une petite largeur de bande ou peu de densité d'énergie sur une grande largeur de bande. Cette comparaison est montrée pour la PSD de deux systèmes sur la figure I.6.

Pour des systèmes UWB, l'énergie est étendue sur une largeur de bande très grande (d'où le nom ultra) et, est généralement d'une DSP très basse.

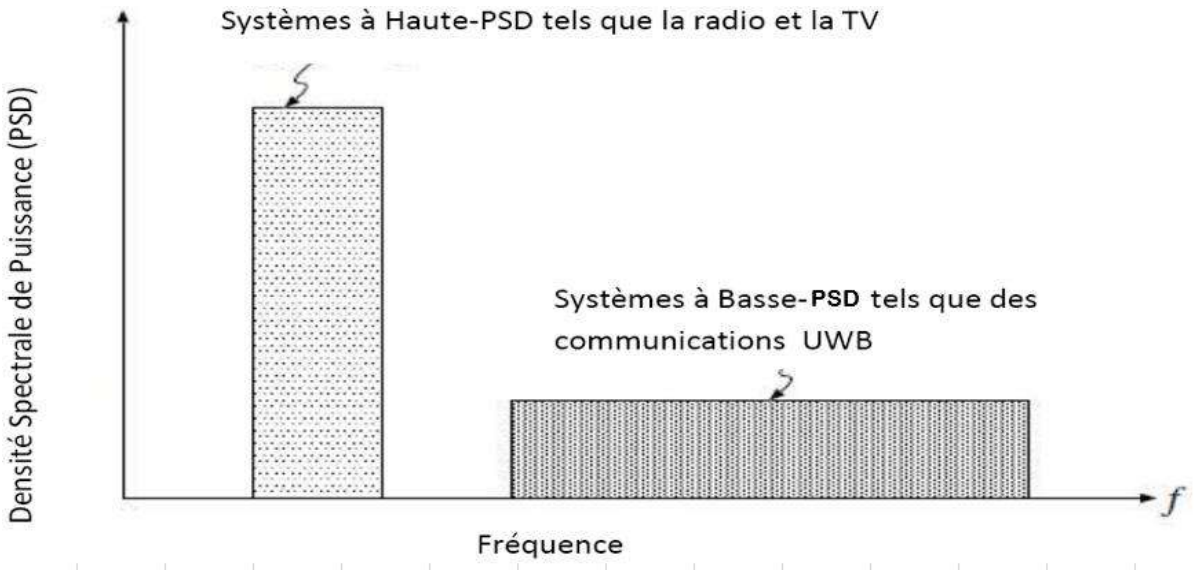


Figure I.6 : Systèmes de densité d'énergie haute et basse.

I.6.2 La forme d'impulsion UWB :

Une forme d'impulsion typique du système UWB, parfois connue sous le nom de doublet gaussien est montrée en Figure I.7. Cette impulsion est employée souvent dans des systèmes UWB parce que sa forme est facilement produite. C'est simplement une impulsion rectangulaire qui a été formée par l'élévation du temps de descente de l'impulsion et des effets de filtrage des antennes de transmission et réception. Une impulsion carrée peut être facilement produite en commutant rapidement un transistor en marche et en arrêt.

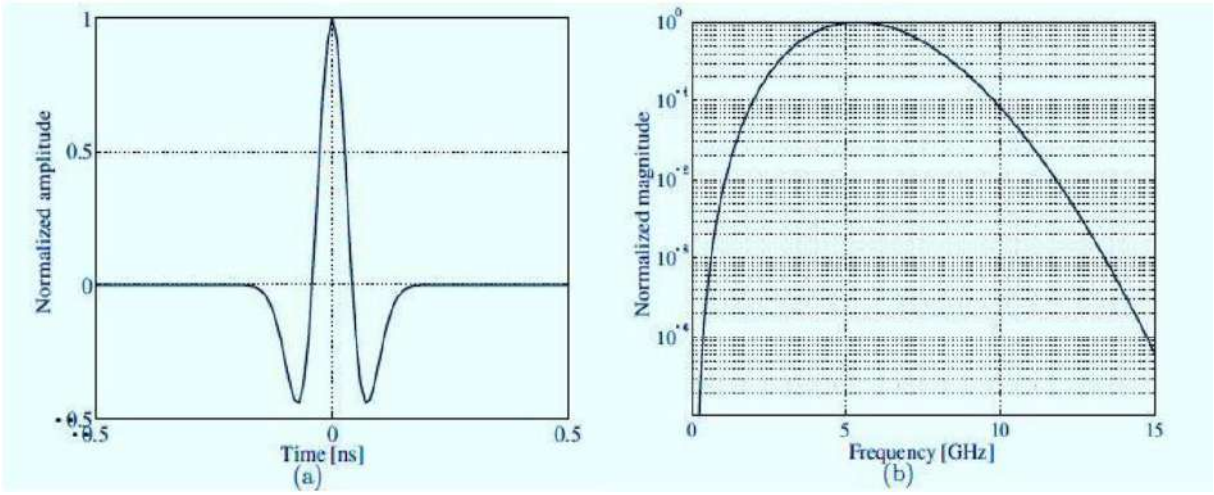


Figure I.7 : (a) forme d'impulsion UWB idéale; (b) spectre idéale d'une seule impulsion UWB.

I.6.3 Les masques spectraux :

Le spectre d'un signal UWB est l'un des thèmes principaux confrontant l'industrie et les gouvernements pour l'usage commercial du système UWB. En fait, la large bande relative au nom « ultra » suggère que la question du spectre soit au cœur de la technologie UWB.

Toute communication par radio est sujette à différents lois et règlements relatif à la puissance de sortie dans certaines bandes de fréquence. C'est pour empêcher l'interférence avec d'autres utilisateurs, tout près ou à la même bande de fréquence.

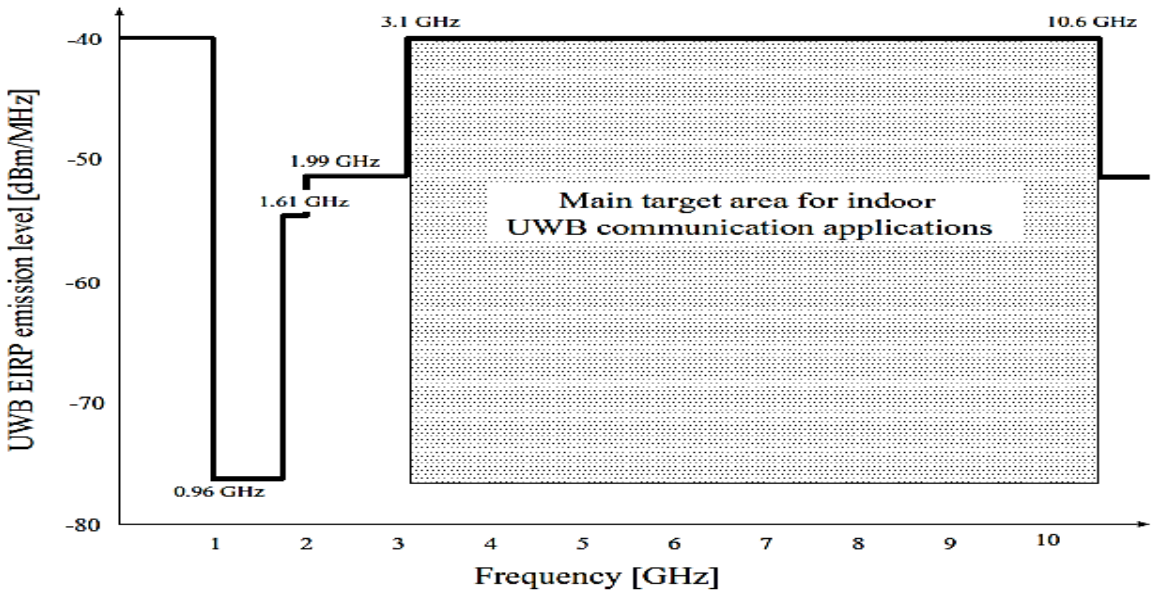


Figure I.8 : Masque spectral exigé par la FCC 15.517 (b, c) pour les systèmes UWB.

Les systèmes UWB couvrent un grand spectre et interfèrent avec les utilisateurs existants. Afin de garder cette interférence au minimum, la FCC et d'autres groupes de normalisation spécifient les masques spectraux pour différentes applications, qui montrent la puissance de sortie permise pour des fréquences spécifiques.

Sur la figure I.8 un exemple est montré du masque spectral de FCC pour les systèmes UWB. Une grande largeur de bande contiguë de 7.5 GHz est disponible entre 3.1 GHz et 10.6 GHz à une puissance de sortie maximale −41.3 dBm/MHz.

Les raisons principales de l'extrême basse puissance de sorite permise dans les bandes de fréquence 0.96-1.61 GHz, et pour ne pas gêner des groupes représentant des services existants, tels que la téléphonie mobile, le GPS, et l'utilisation militaire. Le niveau permis −41.3 du dBm/MHz lui-même est considéré conservateur, et beaucoup de groupes ont incité à une puissance permise plus élevée.

I.6.4. Muli-trajet

Dans cette section nous regarderons les effets de multi-trajets, en particulier dans un canal sans fil d'intérieur, sur l'impulsion de base UWB que nous avons décrit. Nous verrons que, en raison des largeurs d'impulsion extrêmement courtes, si ces impulsions peuvent être résolues dans le domaine de temps puis les effets de multi-trajets, tels que le brouillage inter symbole (ISI), peuvent être atténuées. *Multi-trajets* est le nom donné au phénomène de réception par

lequel après transmission, un signal électromagnétique voyage par divers chemins au récepteur. La figure I.9 illustre un exemple de la propagation par trajets multiples dans une salle. Cet effet est provoqué par réflexion, absorption, diffraction, et dispersion de l'énergie électromagnétique par des objets entre l'émetteur et le récepteur. S'il n'y avait aucun objet pour absorber ou réfléchir l'énergie, cet effet n'aurait pas lieu et l'énergie propagerait à l'extérieur de l'émetteur, limitée que par les caractéristiques d'antenne de transmission. Cependant, dans le monde réel, les objets entre l'émetteur et le récepteur causent les effets physiques de la réflexion, de l'absorption, de la diffraction, et de la dispersion, et ceci provoque les chemins multiples. En raison des différentes longueurs des chemins, l'impulsion arrivera au récepteur à différents instants, avec un retard proportionnel à la longueur du trajet.

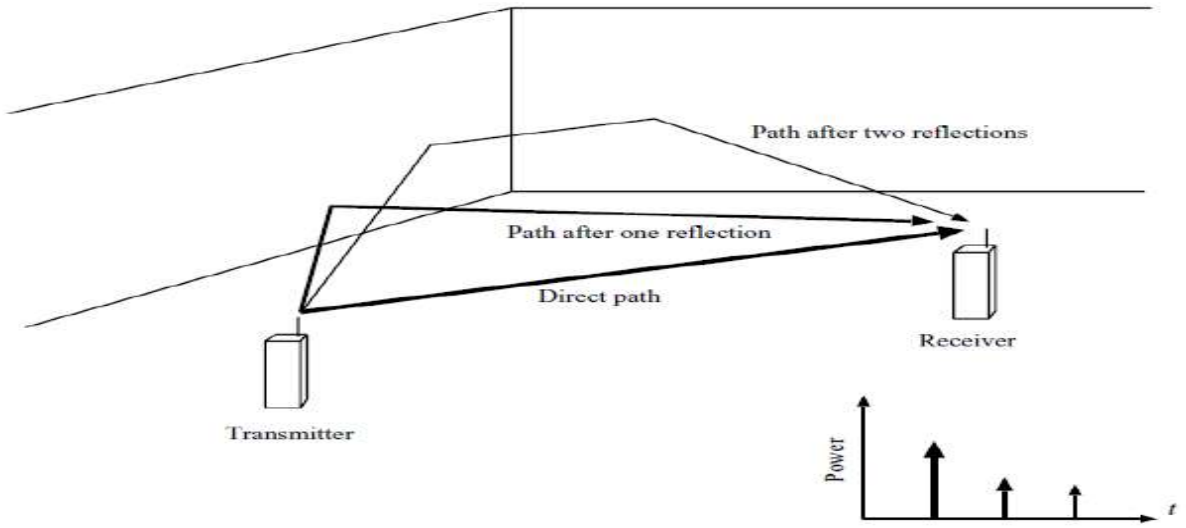


Figure I.9 : Un scénario d'intérieur typique dans lequel l'impulsion transmise est reflétée outre des objets dans la salle, de ce fait créant les copies multiples de l'impulsion au récepteur, avec différents retards.

Des systèmes UWB sont souvent caractérisés comme multi-trajets résistant ou multi-trajets immunisé. Examinant les impulsions décrites précédemment, nous pouvons voir que si les impulsions arrivent avec un décalage inférieur à une durée d'impulsion, elles s'y mêleront, alors que si elles sont séparées par au moins une durée d'impulsion, elles ne s'y mêleront pas.

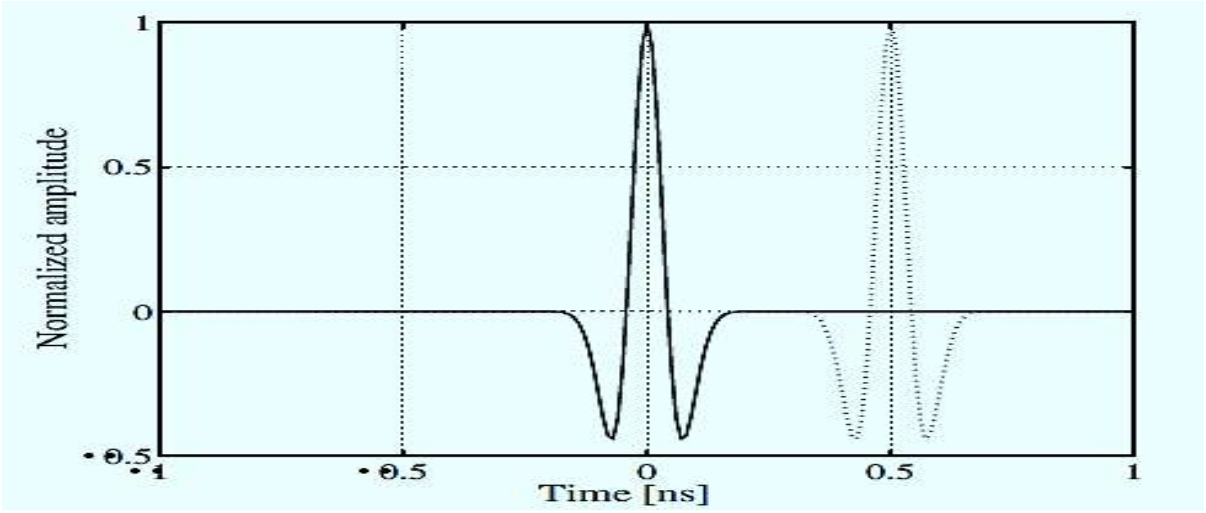


Figure I.10 : deux impulsions arrivant avec une séparation plus grande que la durée d'impulsion ne recouvriront pas et ne causeront pas l'interférence.

Si les impulsions ne se recouvrent pas, alors elles peuvent être filtrées dans le domaine du temps ou, en d'autres termes, ignorées. Assumant un symbole par impulsion, elles ne produiront pas l'interférence avec le même symbole. Alternativement, les énergies peuvent être additionnées ensemble au récepteur. Les figures I.11 (a) et (b) montrent des impulsions non-recouvertes et recouvertes, respectivement.

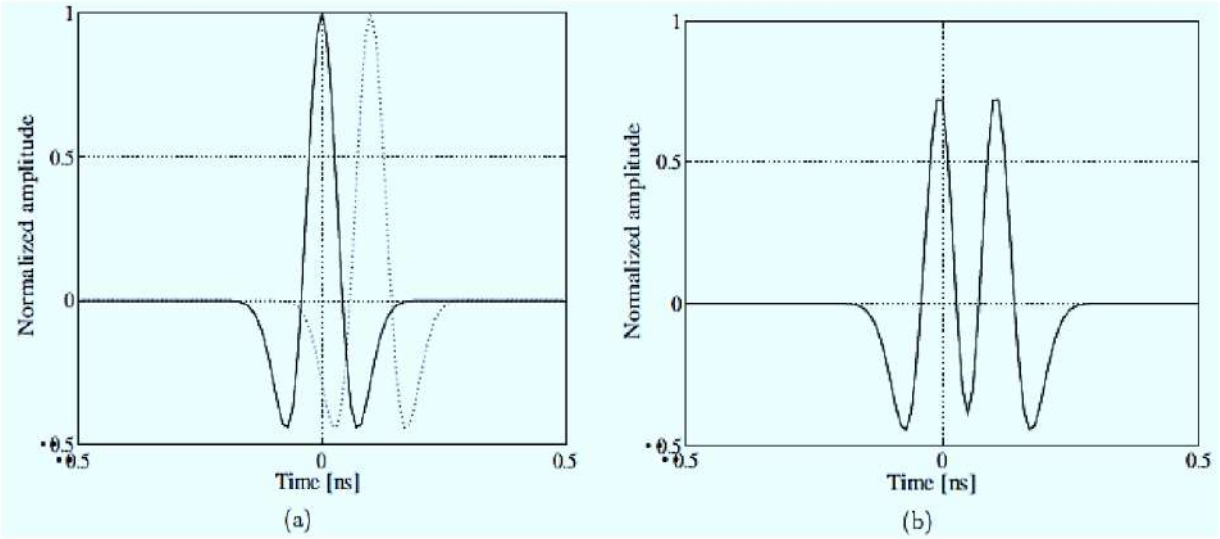


Figure I.11 : (a) Deux impulsions de recouvrement, (b) la forme d'onde reçue comprenant les impulsions recouvertes.

I.6.5. Caractéristiques de pénétration :

Un des avantages les plus importants du système de communication UWB est la capacité des impulsions de pénétrer facilement des murs, des portes, des cloisons, et d'autres objets dans l'environnement de maison et de bureau. Dans cette section nous examinerons les résultats rapportés pour la pénétration des impulsions UWB, et présenterons des observations sur la façon dont celles-ci affecteront la communication dans la maison et le bureau. La fréquence ***f*** et la longueur d'onde ***λ*** sont liées par la vitesse de la lumière ***c,*** comme montré dans l'équation (1.7) :

$$\lambda\,[\mathrm{m}] = \frac{c\,[\mathrm{m/s}]}{f\,[\mathrm{Hz}]} \qquad (1.7)$$

En d'autres termes, la fréquence et la longueur d'onde, sont inversement proportionnelles.

Dans une communication sinusoïdale conventionnelle, les ondes de fréquence inférieures ont la caractéristique de pouvoir passer par des murs, des portes, et des fenêtres, parce que la longueur d'onde est beaucoup plus longue que le matériel qu'elle traverse. D'autre part, les ondes de plus hautes fréquences auront plus d'énergie réfléchie sur des murs et des portes, puisque leur longueur d'onde est beaucoup plus courte. Les impulsions UWB se composent de gamme étendue de fréquences, figure I.7 (b). Une des caractéristiques de base des premiers systèmes de communication du prototype UWB, était leur capacité de passer par des murs, particulièrement en comparaison aux systèmes de réseau local (WLAN) sans fil IEEE 802.11. Puisque en 2002 par la FCC, la fréquence centrale pour la plupart des systèmes UWB a sensiblement augmenté. Ceci signifie que les caractéristiques de pénétration des signaux ont sensiblement diminué, particulièrement en comparaison avec des systèmes IEEE 802.11b qui sont centrés à 2.4 GHz.

I.6.6. Capacités spatiales et spectrales :

Une autre propriété de base des systèmes UWB est leur capacité spatiale élevée, mesurée dans les bits par seconde par mètre carré [bps/m ^{2}]. La capacité spatiale est une limite relativement récente, et son utilisation provient de l'intérêt de débits plus élevés, même avec des distances extrêmement courtes.

La capacité spatiale peut être calculée comme débit maximum d'un système, divisé par le secteur au-dessus duquel ce système peut transmettre. Le secteur de transmission peut être calculé à partir du secteur circulaire, assumant un émetteur au centre. Cependant, dans la pratique un principe de base est d'employer la place de la distance de transmission maximum :

$$\text{Capacité spatiale [bps}/m^2] = \frac{Débit\ maximum\ [\text{bps}]}{Région\ de\ transmission\ [m^2]} \quad (1.8)$$

Avec :

$$Région\ de\ transmission\ [m^2] = \pi * (Distance\ de\ transmission)^2 \quad (1.9)$$

Pour les systèmes à bande étroite, la mesure de capacité la plus populaire a été la capacité spectrale, mesurée dans les bits par seconde par hertz (bps/Hz), parce que le spectre a été la ressource la plus limitée. La puissance a été généralement seulement limitée par la sûreté et les raisons commerciales, telles que la durée de vie de la pile des dispositifs mobiles :

$$\text{Capacité spectrale [bps/Hz]} = \frac{Débit\ de\ donnée\ maximal\ [\text{bps}]}{Largeur\ de\ bande\ [\text{Hz}]} \quad (1.10)$$

Pour les systèmes UWB, qui fonctionnent dans d'autres spectres autorisés, la puissance doit être maintenue très basse. Ceci est compensé en employant des largeurs de bande extrêmement grandes. En utilisant la mesure traditionnelle de capacité spectrale [bits/Hz], UWB a la capacité spectrale très basse comparée aux systèmes actuels. Cependant, en comparant la capacité spatiale, UWB est extrêmement efficace. Le Tableau I.2 montre une comparaison de la capacité spatiale et spectrale parmi divers systèmes sans fil d'intérieur.

Système	**Débit binaire maximal [Mbps]**	**Distance de transmission [m]**	**Capacité spatiale [kbps/m^2]**	**Capacité spectrale [bps/Hz]**
UWB	100	10	318.3	0.013
IEEE 802.11a	54	50	6.9	2.7
Bluetooth	1	10	3.2	0.012
IEEE 802.11B	11	100	0.350	0.1317

Tableau I.2 : Comparaison de la capacité spatiale de divers systèmes sans fil d'intérieur.

I.6.7. La vitesse de transmission de données :

Un des avantages de la transmission UWB pour les communications est son débit élevé. Tandis que des systèmes courants sont continuellement améliorés, la plupart des applications de communication UWB visent la gamme de 100-500 Mbps, qui est rudement l'équivalent de

l'Ethernet avec câble à USB 2.0. Il est clair que ces débit est de 100 à 500 fois la vitesse de Bluetooth, environ 50 fois la vitesse du 802.11b. Comme peut être vu dans le Tableau I.3, le débit courant pour la transmission d'intérieur de la radio UWB est entre 110 Mbps et 480 Mbps. C'est rapide en comparant aux normes courantes sans fil ou câblées. En fait, actuellement la vitesse de la transmission est normalisée à trois vitesses différentes: 110 Mbps avec une distance de transmission minimum de 10m, 200 Mbps avec une distance de transmission minimum de 4 m, et 480 Mbps sans distance minimale fixée.

Les raisons de ces distances particulières, se trouvent la plupart du temps avec différentes applications. Par exemple, les 10m couvriront une salle moyenne et peuvent convenir à la connectivité sans fil à la maison. Une distance de plus ou moins 4 m, couvrira la distance entre les appareils, tels qu'un serveur à la maison et une télévision. Une distance de plus moins de 1 m, couvrira les appareils autour d'un PC. [11]

Vitesse [Mbps]	**Standard**
480	UWB, USB 2.0
200	UWB (4m minimum)
110	UWB (10m minimum)
90	Fast Ethernet
54	802.11a
20	802.11g
11	802.11b
10	Ethernet
1	Bluetooth

Tableau I.3 : Comparaison de débit binaire d'UWB avec d'autres normes de câble et sans fil.

I.6.8. Consommation de puissance :

Avec une conception de technologie appropriée, la consommation de puissance résultante du système UWB peut être assez basse. Comme avec n'importe quelle technologie, on s'attend à ce que la puissance d'énergie diminue pour des circuits plus efficaces conçus, à plus de traitement des signaux sous des tensions plus faibles [11].

Le Tableau I.4 montre quelques cas pour la puissance d'alimentations des circuits intégrés courants.

Jeu de puces d'application	Puissance d'alimentation [mW]
802.11a	1500-2000
400 Mbps 1394 LSI	700
Téléphone Mobile RISC à convertisseur 32-bit	200
Appareil photo numérique à convertisseur A/D 12-bit	150
UWB (cible)	100
Panneau d'écran couleur du téléphone mobile (TFT)	75
MPEG-4 décodeur LSI	50
LSI de codec de voix de téléphone mobile	19

Tableau I.4 : Puissance d'énergie d'UWB et d'autres chipsets de communication mobile (LSI, intégration à large échelle ; RISC, processeur à jeu d'instructions réduit ; TFT, transistor de la couche mince).

I.7 Les modulations utilisées :

Une grande variété de schémas de modulation peut être mise en œuvre dans un système UWB. La majorité de ces schémas sont basés sur une modulation de l'information soit en amplitude telle que « Pulse Amplitude Modulation » (PAM) ou (OOK), soit en position avec « Pulse Position Modulation » (PPM). Ces modulations sont populaires à cause de leur simplicité et leur flexibilité envers les systèmes impulsionnels à faible rapport cyclique [3].

I.7.1 Modulation OOK :

La modulation On-Off Keying (OOK), aussi connue sous le nom de modulation unipolaire, est une technique simple de modulation impulsionnelle d'amplitude dans laquelle la transmission d'une impulsion correspond à la transmission d'un «1» logique, tandis que le « 0 » logique est codé par une absence d'impulsion comme l'illustre la Figure I.12.

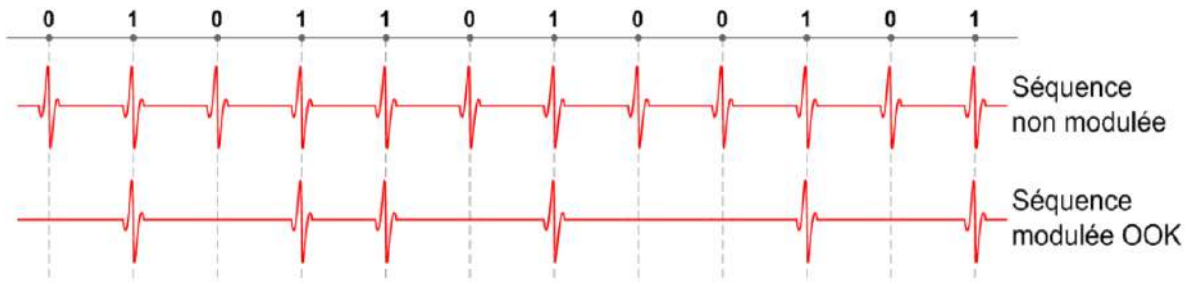


Figure I.12 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK.

Cette modulation est un cas particulier de la PAM, plus facile à mettre en œuvre car elle contient seulement un niveau d'amplitude.

I.7.2 Modulation BPSK :

La modulation Binary Phased Shift Keying (BPSK) est un autre cas particulier de la PAM. Son principe repose sur l'utilisation de l'information de phase, comme l'illustre la Figure I.13. Comparée à une modulation OOK, cette modulation BPSK est plus efficace d'un point de vue énergétique car l'écart d'énergie entre deux symboles est maximisé. En démodulation, le taux d'erreur binaire sera donc amélioré.

De plus, la PSD « densité spectrale de puissance » d'un signal modulé en BPSK ne possède pas de composante discrète car le signal transmis est de moyenne nulle, ce qui permet de maximiser la PSD à l'inverse d'une modulation OOK.

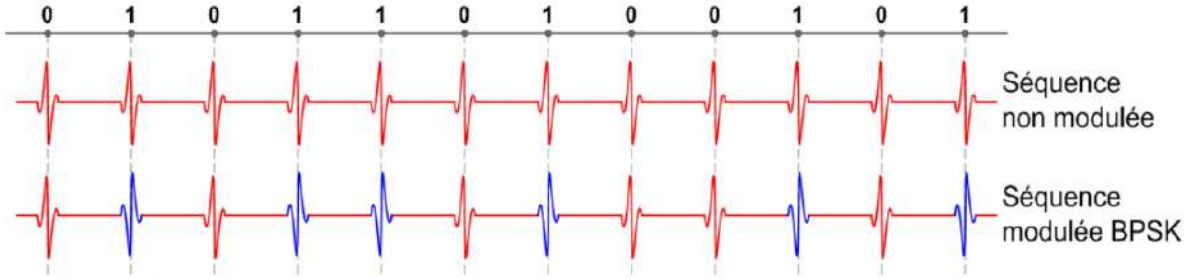


Figure I.13 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK.

I.7.3. Modulation de position PPM :

La PPM est une modulation dans laquelle l'information est codée par la position temporelle de l'impulsion et non pas par son amplitude. Dès lors, toutes les impulsions transmises sont identiques comme l'illustre la Figure I.14. Cette modulation est à plusieurs états car plusieurs positions temporelles sont possibles pour l'impulsion.

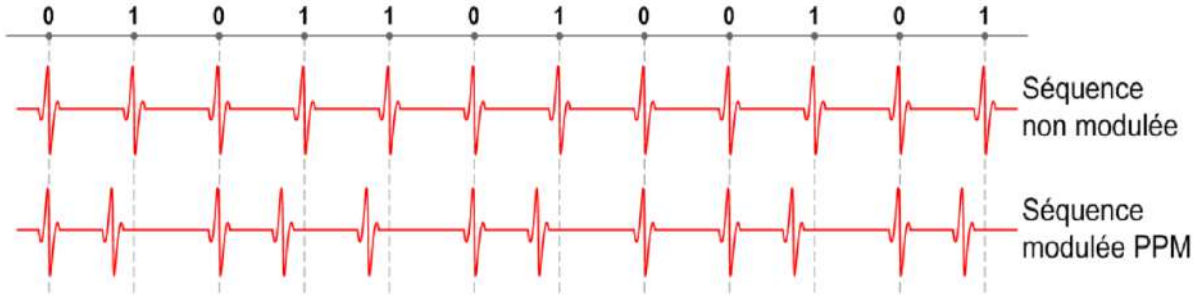


Figure I.14 : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM.

L'expression mathématique d'une telle modulation est la suivante :

$$m(t) = \sum_{n \in Z} p(t - \delta b_n - jT_s) \quad (1.11)$$

Avec δ : L'indice de modulation.

bn : La séquence des positions correspondant aux données à transmettre, bn ∈ N.

Ts: Durée de symbole.

En termes de performance en démodulation, la PPM affiche les mêmes performances que la modulation OOK. Elle est donc sous-optimale par rapport à une modulation BPSK [12].

I.8. Techniques d'accès multiples :

L'UWB impulsionnelle permet la mise en œuvre de techniques d'accès multiples afin d'augmenter la robustesse du lien de communication et permettre ainsi l'accès à un même médium pour plusieurs utilisateurs. Les techniques « Multi-Band » (MB-UWB) et « Direct Sequence » (DS-UWB) sont les deux techniques les plus couramment utilisées [3].

I.8.1. La technique MB-UWB:

La technique (MB-OFDM), *Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing* ou multiplexage de fréquence orthogonale multi-bande, est proposée comme une norme pour la couche physique de réseau personnel sans fil, WPAN.

Cette approche a été supportée par un groupe de compagnies internationales, *Texas Instruments*, *Intel* et *Time Domain corporation and an alliance* (appelée MBOA et puis WiMedia) a été réalisé afin de soutenir la solution basée sur l'OFDM multi-bande pour les systèmes UWB.

Le projet proposé divise le spectre disponible de l'UWB en plusieurs sous-bandes non-recouvertes, de largeur de bande de 528 MHz chacune. Cette approche est semblable à la technique de saut de fréquence *frequency-hopping* (FH) à bande étroite.

La division du spectre UWB en bandes de fréquence multiples offre l'avantage d'éviter la transmission au-dessus de certaines bandes, telles que 802.11 à 5 GHz, et pour empêcher le bruit le plus possible.

Suivant les indications en figure I.15, cinq groupes de bande sont définis dans la bande de fréquence de 3.1 à 10.6 GHz. Deux modes d'exécution sont actuellement considérés : Le premier mode sert dans les sous-bandes 1 à 3, alors que le deuxième mode utilise les sous-bandes 1 à 3 et 6 à 9.

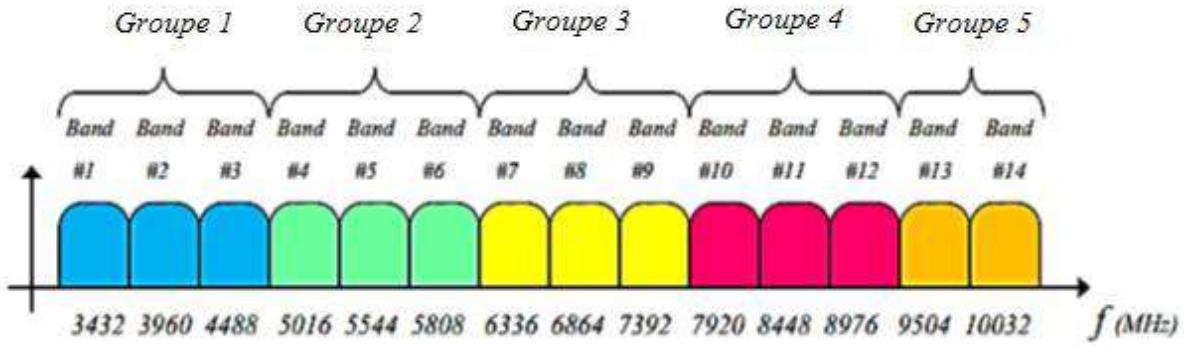


Figure I.15 : Le spectre OFDM Multi-bande.

Dans chaque sous-bande, l'information est transmise en utilisant la modulation OFDM codée conventionnellement avec la méthode du saut de fréquence (FH). Une fréquence porteuse différente, correspond à une des trois bandes adjacentes.

L'intérêt des approches multi-bandes est double. D'une part, elles permettent à chaque utilisateur de bénéficier une indépendance en fréquence liée à une bande bien plus large. D'autre part, elles offrent plus de souplesse pour la gestion du spectre radio. Il est en effet possible par exemple, d'interdire une bande de fréquences pour ne pas brouiller un système bande étroite qui l'occupe. Dans le cas de la solution WiMedia, il est également possible de n'interdire que quelques sous-porteuses. Cette souplesse est d'autant plus avantageuse que la réglementation n'est pas uniforme dans tous les pays et continents. Le signal OFDM est robuste face à la sélectivité du canal, et en réception, il permet une récupération efficace de l'énergie contrairement à des solutions nécessitant un récepteur type Rake dont le nombre de doigts sera limité pour des raisons de complexité. D'autre part, c'est la seule technique de communication UWB qui bénéficie actuellement d'une norme internationale, la norme ECMA-368, disponible depuis fin 2005. De plus, l'utilisation de cette technique est envisagée pour les versions sans fils des normes telles que l'USB sans fil ou encore l'IEEE 1394. [13]

I.8.2. La technique DS-UWB :

L'approche DS-CDMA pour l'UWB, plus communément nommée DS-UWB, a été introduite par le groupe américain *XtremeSpectrum Inc*. Appartenant à présent à *Freescale Semiconductor*, filiale de Motorola. Ils ont par la suite formé le forum UWB, constitué de différents partenaires industriels et académiques dont le but était de soutenir cette nouvelle approche au sein du groupe de travail IEEE 802.15.3a. La solution DS-UWB consiste à

utiliser simultanément toute la bande de fréquences disponible, l'accès multiple au sein d'un réseau de petite dimension appelé *piconet* étant assuré par l'utilisation de codes d'étalement orthogonaux propres à chaque utilisateur, d'où le terme CDMA.

En réalité, le spectre a été divisé en deux bandes de fréquences distinctes : une bande de largeur égale à 1.75 GHz comprise entre 3.1 et 4.85 GHz, et une bande haute de largeur de 3.5 GHz, entre 6.2 et 9.7 GHz. La bande U-NII a été laissée libre de toute émission de signaux UWB. Afin d'occuper efficacement ces larges bandes de fréquences, les signaux émis sont de type impulsionnels et non sinusoïdaux comme dans les systèmes DS-CDMA classiques.

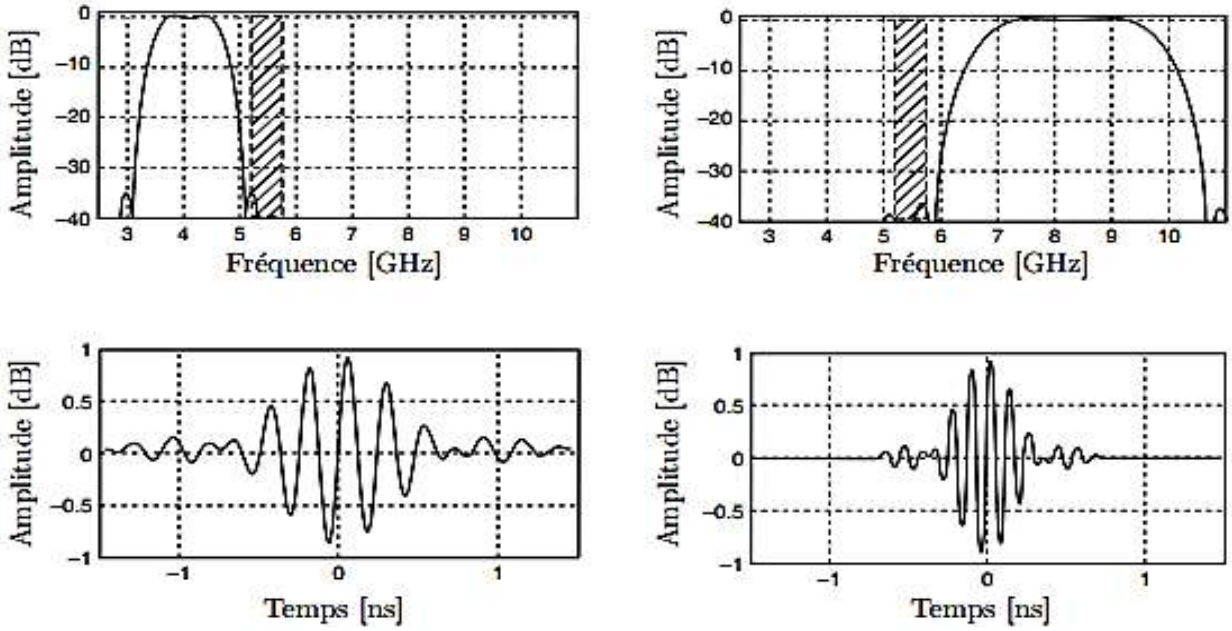


Figure I.16 : Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes basse et haute Pour la solution DS-UWB.

La Figure I.16 représente le contenu spectral ainsi que la forme temporelle des signaux émis sur les bandes, basse et haute. Pour faciliter l'implémentation des architectures, dans un premier temps seule la bande basse est obligatoire, la bande haute étant quant à elle optionnelle.

Dans la proposition initiale effectuée en mars 2003, les codes ternaires sont tous de longueur égale à 24. Parmi les 324 codes possibles, 4 familles de M/2 codes quasi-orthogonaux sont créées et utilisées conjointement avec une modulation BPSK pour former une modulation dite M –BOK *(M -ary Bi-Orthogonal Keying)* à M états. Des valeurs de M entre 2 et 16 ont été envisagées, associées à des codes convolutifs ou des codes de *Reed Solomon* offrant la possibilité d'atteindre des débits de 28.5 à 400 Mbit/s dans la bande basse.

I.9. UWB comparé à la technologie sans fil courante :

La technologie sans fil courante n'a pas encore pu satisfaire la demande de la puissance faible à grande vitesse, et à courte portée. UWB a le potentiel de satisfaire et surpasser ces demandes. Quand l'UWB est comparé à la technologie sans fil courante, il est plus facile de voir combien elle est efficace [3].

I.9.1. Bluetooth

La technologie sans fil Bluetooth a été créée comme manière de remplacer beaucoup de câbles communs. Quelques exemples des demandes de Bluetooth sont les souris sans fil, les claviers, les casques mains libres, les PDAs, et divers autres.

Le Bluetooth utilise la modulation GFSK (*Gaussian frequency shift keying*) avec une déviation de fréquence maximale de 140 à 175 kHz. Il utilise également la méthode de saut de fréquence à étalement de spectre (FHSS) à 1600 sauts/sec entre 79 canaux (chacun des canaux séparé par 1 MHz). Il y a trois classes de transmission de Bluetooth, où que la plus basse classe transmet à une puissance maximale de 1mW (0 dB) avec une gamme typique de 1m, alors que la classe commerciale typique transmet à 2.5mW (10dB) avec une gamme typique de 10m.

Le débit maximum de bande de base est 1 Mb/s pour Bluetooth v1.2. Le Bluetooth v2.0 soutient les mêmes classes de transmission mais avec une plus grande transmission de débit, 3 Mb/s. Toutes ces caractéristiques ont été fixées pour fournir la transmission sans fil dans la majorité de dispositifs portatifs qui n'exigent pas les transmissions élevées de débit. Une fois comparée à l'UWB, le Bluetooth v2.0 le plus rapide est environ 20 fois plus lent que la transmission UWB la plus lente. En plus, L'UWB emploie moins d'énergie.

Le Bluetooth fonctionne également dans la bande bruyante de 2.4 GHz (ISM), Ce canal bruyant diminue souvent les possibilités de la transmission de Bluetooth.

I.9.2. WiFi (Wireless Fidelity)

Le WiFi est le nom donné par la Wifi Alliance (anciennement WECA, *Wireless Ethernet Compatibility Alliance*) et constitue le terme « grand public » pour désigner la norme IEEE 802.11, norme qui caractérise les réseaux locaux sans fil. Les applications visées par la technologie WiFi sont les réseaux locaux sans fil aussi bien pour l'industrie et les lieux publics que pour les applications domestiques. L'objectif est de pouvoir relier ensemble de

nombreux périphériques (assistant personnel, station de travail, clavier, souris, …) afin de s'affranchir des liaisons filaires souvent encombrantes et permettre ainsi une grande mobilité.
En 1997, la première version du standard 802.11 apparaissait. Ce standard a été développé pour favoriser l'interopérabilité du matériel entre les différents fabricants ainsi que pour permettre des évolutions futures compatibles. Depuis la finalisation de la norme en 1998, plusieurs « versions » de la technologie WiFi sont apparues, chacune d'elles présentant des caractéristiques différentes.

Le Wi-Fi fonctionne bien une fois utilisé pour transférer des données, mais n'a pas été conçu pour la haute définition couvrant l'audio et la vidéo. Le Wi- fi 802.11b/g fonctionne dans la bande (ISM) industrielle, scientifique et médicale de 2.4 GHz, alors que le 802.11a fonctionne dans une bande de 5 GHz. Ces normes sont également connues pour consommer la puissance approximativement 200 fois plus grande (environ 100 mW) que les normes de l'UWB (environ 0.5 mW).
Cette consommation de puissance élevée faite aux normes Wi-fi, non favorable pour les petits dispositifs portatifs exigeant de grands débits.
L'UWB et le Wi-Fi sont conçus pour différents usages. Le Wi-Fi est conçu pour fournir à des vastes zones, l'accès multiple d'utilisateur pour des applications basées sur Ethernet, et il peut être configuré pour l'usage point par point, mais il n'est pas optimal. En attendant, l'UWB est idéal pour transmettre des données point par point, telles que l'audio et la vidéo. On projette que l'IEEE 802.11a/b/g/n soutiendra des dispositifs UWB.

I.9.3. L'UWB

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'UWB est envisagé sous plusieurs formes. Pour la norme IEEE 802.15.3a concernant les applications haut débits (> 100 Mbit/s) deux techniques ont été retenues : le MB-OFDM et le DS-CDMA. Quant à la norme IEEE 802.15.4a dédiée à des applications plus bas débits associant la localisation, elle abandonne ces techniques pour revenir à la radio par impulsions.

I.9.4. Comparaison de ces trois approches

L'UWB sous ses différentes formes présente de nombreux avantages : débits élevés, utilisation spectrale efficace du spectre radio, haute capacité spatiale, immunité importante aux interférences liées aux multi-trajets et à des environnements multi-utilisateurs, possibilité

de mise en place d'une interface radio réellement universelle et circuits de très petite taille et de faibles coûts. Ainsi l'UWB vise des applications plutôt haut débit (supérieur à 10 Mbit/s) et sur des distances courtes (inférieures à quelques centaines de mètres).

I.10 Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons introduit la technologie UWB. Nous avons commencé par un historique, tout en citant les applications visées et potentiels de l'UWB, de Système d'imagerie radar jusqu'au systèmes de communications ou elle présente un grand intérêt aujourd'hui. Réglementation et normalisation et les principales difficultés rencontrées (fréquences appropriées, puissance de crête, Sensibilité des systèmes UWB au brouillage, … etc.), jusqu'aux normes des deux groupes de travail qui ont été créés au sein de l'IEEE pour la mise en place de deux nouvelles normes utilisant la technologie UWB. Le premier groupe IEEE 802.15.3a a été proposé pour le haut débit spécialisé dans les applications de communications sans fil avec les solutions DS-UWB et MB-OFDM, et le deuxième groupe IEEE 802.15.4a pour le bas débit et les applications de localisation reposant sur des techniques impulsionnelles. Nous avons ensuite présenté les propriétés de base des signaux et systèmes UWB, tel que sa forme d'impulsion, ses caractéristiques de pénétration ses capacités spatiales et spectrales, sa consommation de puissance, …etc. Puis nous avons présenté les modulations utilisées et les techniques d'accès dans la technologie UWB. Enfin, nous avons resitué l'UWB par rapport aux principales autres technologies de communication sans fil existantes ou en cours de développement, le Wi-Fi et le Bluetooth, tout en indiquant l'avantage de l'une par rapport à l'autre.

II. Concept de la transmission UWB

Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons le concept général d'un Transmetteur UWB, le canal de transmission et le récepteur. Nous allons commencer par les principaux modèles utilisés pour décrire des impulsions en présentant la forme temporelle et le spectre correspondant. Nous analysons également l'intérêt de chacun de ces modèles pour la génération d'impulsions UWB, la deuxième partie de ce chapitre présente les notions fondamentales associées à la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air. Ces études ont pour but d'affiner le bilan de liaison, de spécifier les caractéristiques des récepteurs ou encore d'optimiser les divers paramètres du système [20]. La dernière partie de ce chapitre traite le récepteur UWB, où nous nous intéressons à la manière dont ces signaux peuvent être traités dans le cadre de l'UWB impulsionnel, selon les approches dites cohérentes, les approches différentiellement cohérentes et les solutions non cohérentes.

II.1 Méthodes de génération des ondes impulsionnelles UWB-IR

II.1.1. La fonction sinus cardinal

La recherche de la meilleure exploitation de la bande passante définie par un gabarit conduirait à utiliser une forme d'onde en sinus cardinal, Figure II.1, ou comme une combinaison linéaire de sinus cardinaux, c'est-à-dire exprimée par l'équation (2.1) [18].

$$f(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i \,.\, \frac{\sin(2.\pi.f_i.t)}{\pi.f_i.t} \qquad (2.1)$$

Les coefficients a_i seraient choisis de telle sorte que le carré du module de la transformée de Fourier de cette fonction *f (t)* suivent les maxima imposés par le gabarit. En pratique, une impulsion en sinus cardinal (où a fortiori la combinaison linéaire) est difficile à produire car possédant un étalement temporel important. Le spectre obtenu est hélas très sensible aux valeurs des paramètres (gains et fréquences) [20].

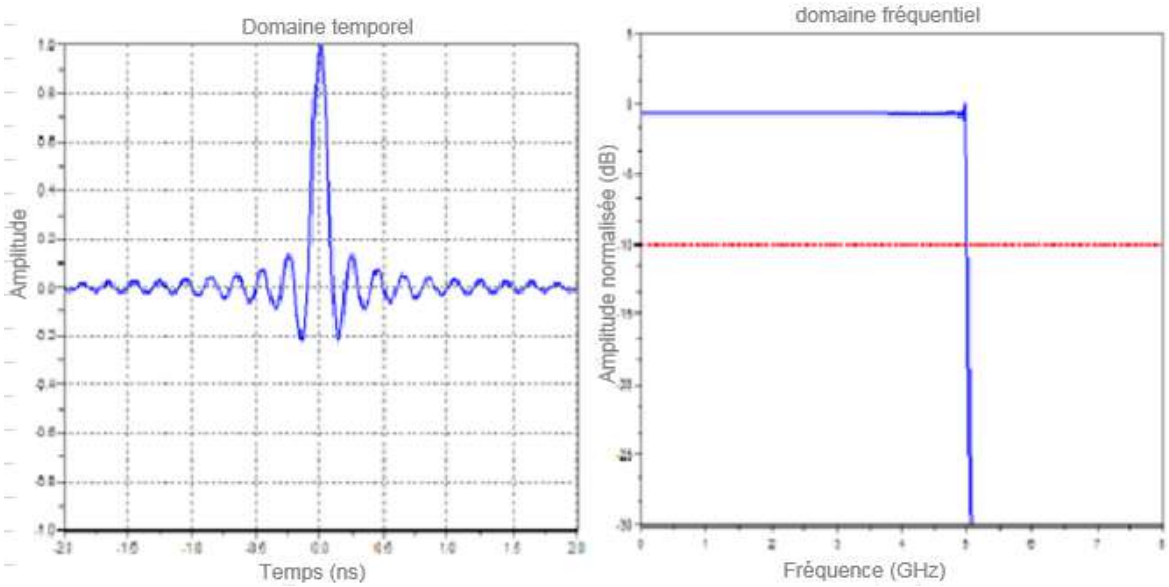


Figure II.1 : Forme d'onde et spectre du sinus cardinal

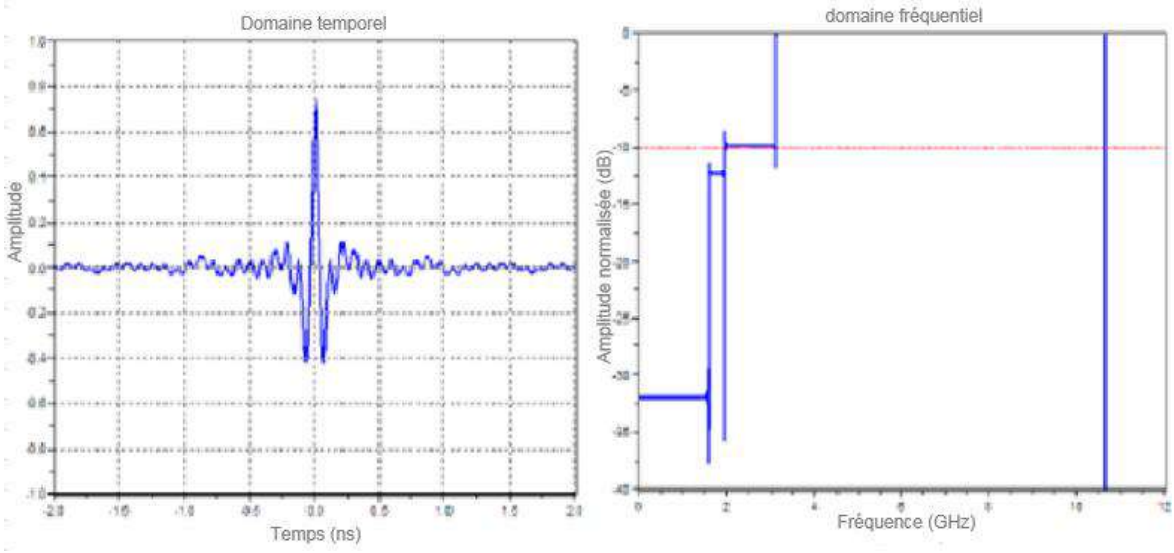


Figure II.2 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC

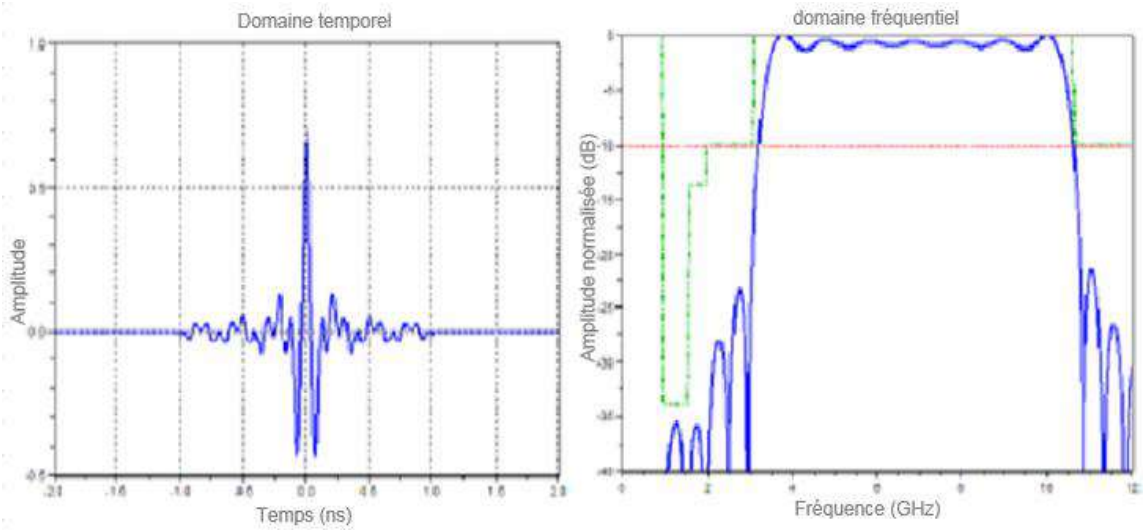


Figure II.3 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de sinus cardinal pour le masque FCC avec fenêtrage temporel.

II.1.2. La fonction gaussienne et ses dérivées

II.1.2.1. La fonction gaussienne

La fonction gaussienne est définie par l'équation 2.2, dans laquelle μ représente l'espérance et σ l'écart-type [20].

$$f(t) = \frac{1}{\sigma.\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} \qquad (2.2)$$

Nous en déduisons la valeur maximale prise par cette fonction:

$$f_{max} = \frac{1}{\sigma.\sqrt{2\pi}} \qquad (2.3)$$

La largeur à mi-hauteur est souvent spécifiée. Elle vaut [20]:

$$\delta t_{fmax} = 2.\sqrt{2.\ln(2)}\ .\sigma \approx 2{,}3548\,.\sigma \qquad (2.4)$$

La fonction gaussienne est représentée sur la Figure II.4, en prenant μ = 0 et σ = 1. La durée de l'impulsion peut être considérée comme étant de 7σ. En effet, 99, 99% de l'énergie totale de l'impulsion est incluse dans cet intervalle.

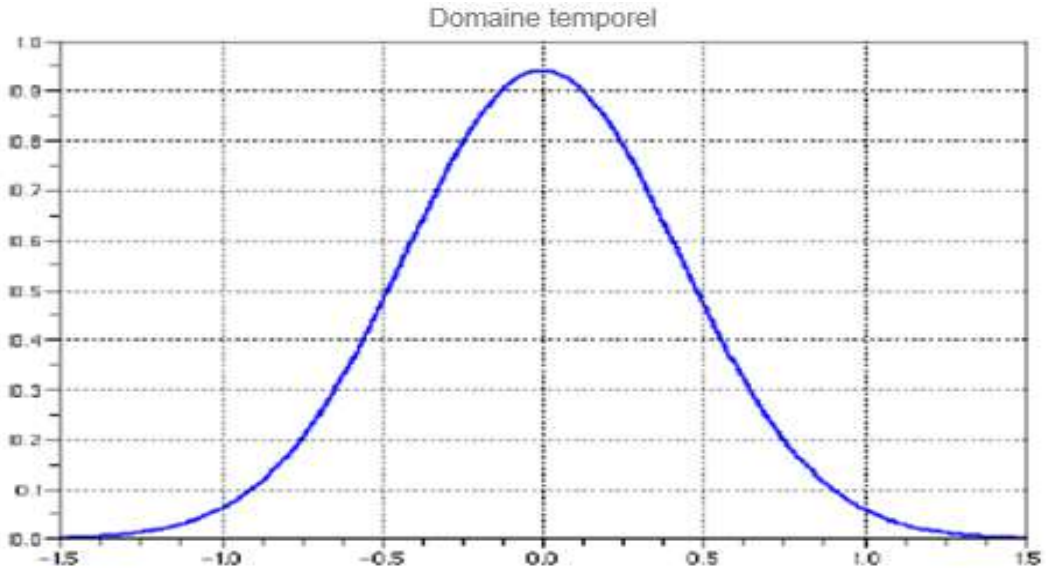


Figure II.4: La fonction gaussienne normalisée (μ = 0 et σ= 1)

En pratique, la définition suivante de la gaussienne est préférable pour la production d'un signal impulsionnel, car elle permet de dé-corréler l'amplitude maximale A du signal et la largeur à mi-hauteur τ. Soit pour μ = 0 [20] :

$$f(t) = A\,.\exp(-4\ln(2).\,\frac{t^2}{\tau^2}) \qquad (2.5)$$

La fonction ainsi redéfinie est représentée sur la Figure II.5 en prenant A = 1 et τ = 200ps. Son spectre est représenté sur la Figure II.6.

L'impulsion gaussienne possède une composante continue indésirable. Ce signal n'est donc pas directement utilisable pour l'émission UWB hors bande de base.

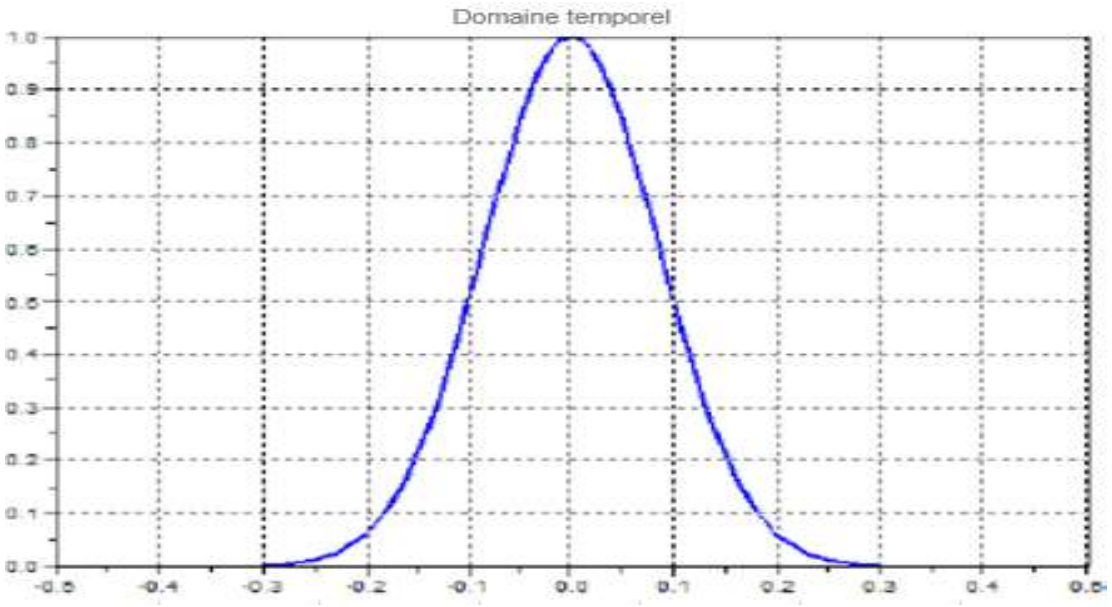


Figure II.5 : L'impulsion gaussienne (A = 1 et τ = 200ps) [20]

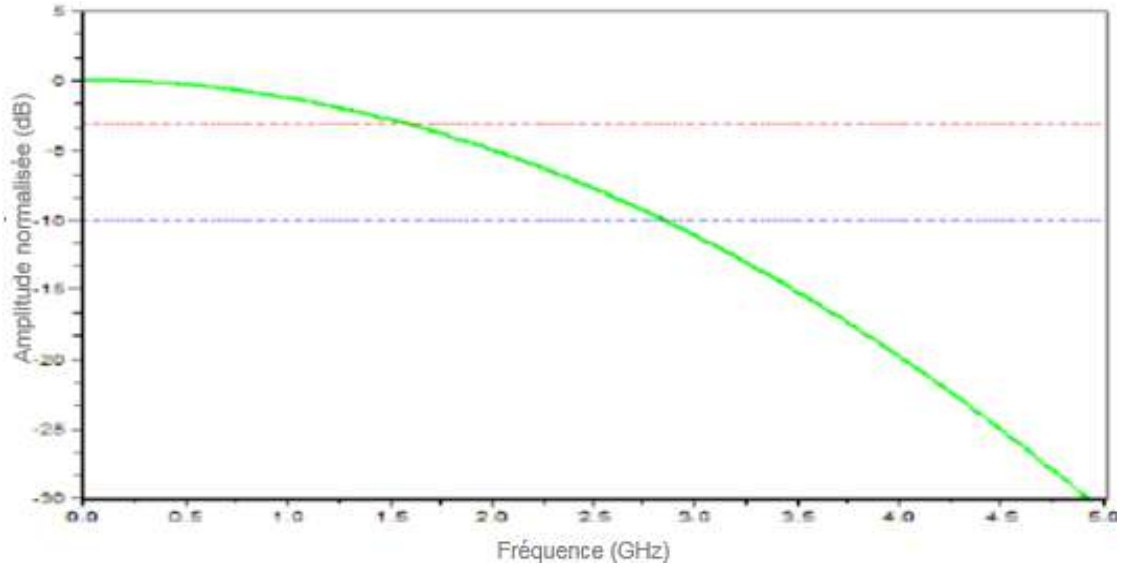


Figure II.6 : Spectre de l'impulsion gaussienne (A = 1 et τ = 200ps) [20]

II.1.2.2. Dérivées de la fonction gaussienne

Afin d'éviter cette composante continue, il est intéressant de considérer les dérivées de la fonction gaussienne. En reprenant les notations de l'équation 2.6 et en posant :

$$\alpha = \frac{8\ln(2)}{\tau^2}$$

Nous obtenons la dérivée première $f_1(t)$, seconde $f_2(t)$ et tierce $f_3(t)$:

$$f_1(t) = \frac{df}{dt}(t) = -\alpha . t . f(t) \quad (2.6)$$

$$f_2(t) = \frac{d^2 f}{d^2 t}(t) = -\alpha . (1 - \alpha . t^2) . f(t) \quad (2.7)$$

$$f_3(t) = \frac{d^3 f}{d^3 t}(t) = -\alpha^2 . (\alpha . t^3 - 3 . t) . f(t) \quad (2.8)$$

La dérivée première de la fonction gaussienne est similaire à la fonction de Rayleigh. Les dérivées d'ordre impair sont des fonctions impaires et les dérivées d'ordre paires sont des fonctions paires. La forme temporelle et le spectre de ces signaux sont représentés sur la Figure II.7. L'amplitude maximale des signaux a ici été normalisée à 1. La fonction gaussienne est représentée en bleu, la dérivée première en vert, la dérivée seconde en bleu clair, la dérivée troisième en rouge. La durée de l'impulsion augmente faiblement avec l'ordre de la dérivée, Figure II.7.

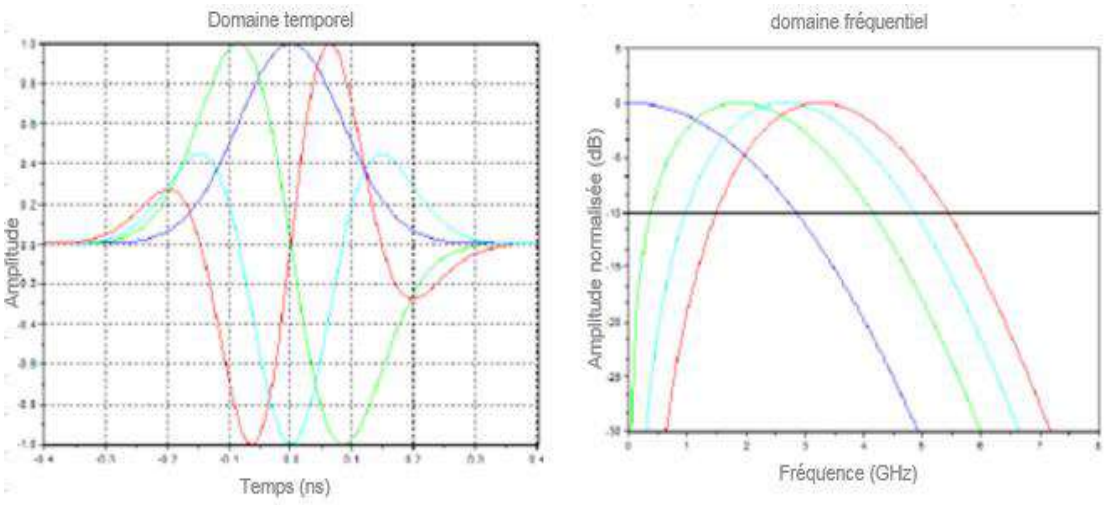


Figure II.7 : Formes d'onde et spectres des dérivées de l'impulsion gaussienne (τ= 200ps) [20]

Les dérivées de la gaussienne n'ont pas de composante continue. Pour une même valeur de τ, la fréquence centrale du spectre de l'impulsion augmente avec la dérivée. La largeur de bande augmente également avec l'ordre mais faiblement entre les dérivées (B gaussienne = 2, 8GHz, B dérivée 1ère = 3, 75GHz, B dérivée 2ème = 3, 87GHz, B dérivée 3ème = 3, 92GHz).

II.1.2.3. Combinaison linéaire de la fonction gaussienne et de ses dérivées

Une combinaison linéaire de la gaussienne et de ses dérivées peut permettre d'élargir la bande passante. Dans l'exemple qui suit, nous considérons une combinaison linéaire des trois premières dérivées de la gaussienne [20].

$$f_{cl} = f_1(t) + 1{,}2 \, . \, f_2(t) + 1{,}15 \, f_3(t) \qquad (2.9)$$

De façon plus générale, ceci correspond à multiplier le terme en exponentielle par un polynôme d'ordre 3. Cette combinaison linéaire permet d'élargir la bande du signal (ici, nous obtenons une bande à −10dB de 5, 1GHz, Figure II.8.

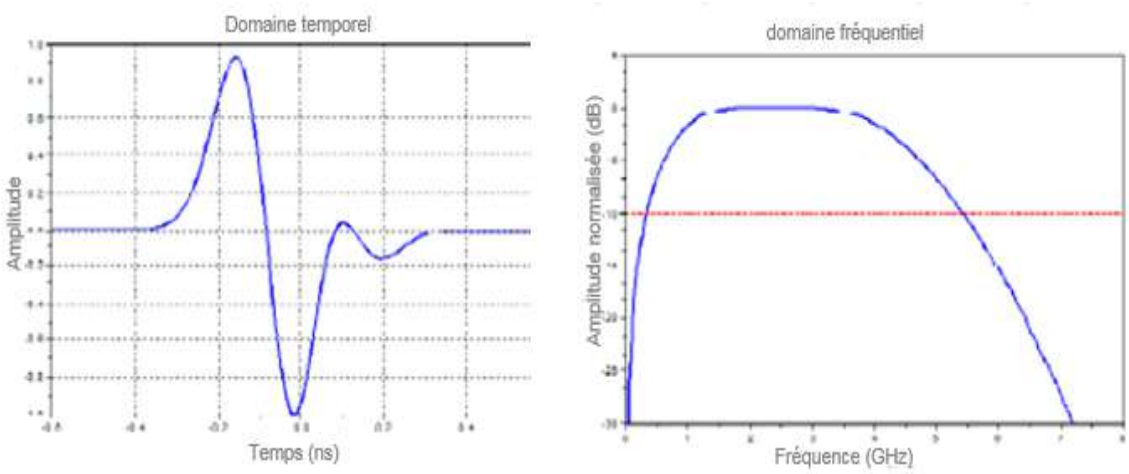


Figure II.8 : Forme d'onde et spectre d'une combinaison linéaire de dérivées de l'impulsion gaussienne (τ= 200ps) [20].

II.1.3. Méthodes de génération des ondes UWB

II.1.3.1. Génération d'impulsion à effet avalanche

Un transistor placé en condition d'avalanche subit une variation très rapide de son état exploitable pour la génération d'une impulsion. Le champ électrique doit être suffisamment important sur la jonction polarisée en inverse pour libérer des électrons et des trous. Ces électrons et trous sont accélérés et entrent en collision avec d'autres atomes, créant d'autres paires électron-trou et ainsi de suite, produisant ainsi une réaction positive. Une avalanche mal contrôlée peut conduire à la destruction d'une jonction semi conductrice. L'effet d'avalanche est habituellement considéré comme

indésirable du fait du risque de destruction. Un transistor ou plus généralement une technologie ainsi que leur emploi sont donc spécifiés afin d'éviter son occurrence.

Le circuit de la Figure II.9 représente un générateur d'impulsions à avalanche. La base du transistor bipolaire NPN est pilotée par une impulsion obtenue par le filtrage passe-haut d'un signal carré. Avant impulsion, la base est polarisée à une tension nulle ou négative, le courant de collecteur est nul et la capacité C'est chargée via la résistance Rc. A condition que la polarisation du transistor soit adéquate (tension VCE nettement supérieure à celle recommandée pour un usage normal, droite de charge active entièrement placée hors de la zone d'emploi), l'avènement de cette impulsion sur la base va provoquer l'effet avalanche. Le courant de collecteur IC augmente très rapidement alors que la tension VCE décroit également très rapidement provoquant la décharge de Ce. Une fois la capacité déchargée, le transistor se bloque puis après charge de la capacité, retourne aux conditions initiales de polarisation. Ce type de montage permet d'obtenir des impulsions sub nanoseconde [20].

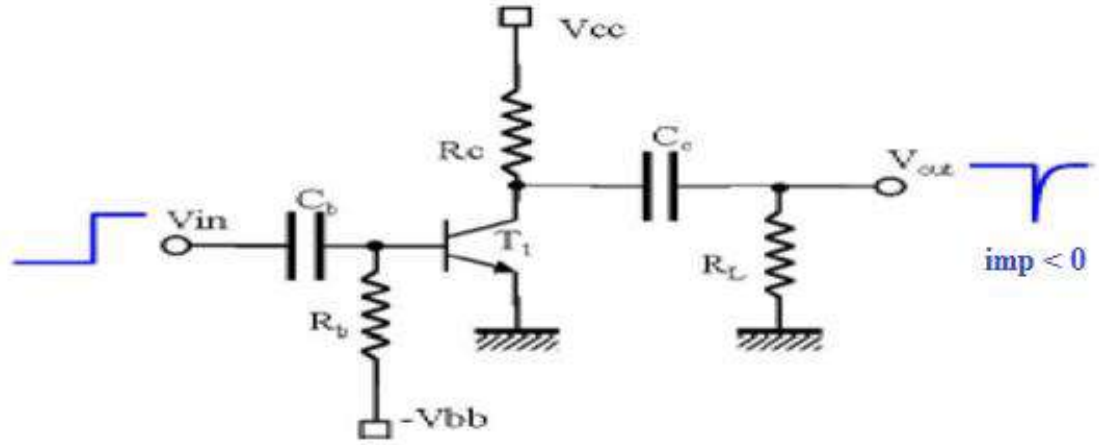


Figure II.9 – Générateur d'impulsions à effet avalanche.

Cependant une latence est nécessaire avant que le montage retourne à son état de repos et donc avant qu'il y ait possibilité de déclenchement d'une nouvelle impulsion. L'effet avalanche est difficile à caractériser et dépend de la température et de la technologie. Les tensions élevées requises (environ 60V) sont peu compatibles avec une opération sur batterie.

II.1.3.2. Génération d'impulsion à effet tunnel

Des diodes à effet tunnel sont utilisables pour produire une impulsion. Ces diodes sont fabriquées en Germanium avec un dopage environ mille fois supérieur à celui d'une diode conventionnelle. Il en résulte une jonction très fine. Du fait d'effets quantiques, des électrons peuvent traverser directement cette couche même s'ils n'ont pas une énergie suffisante pour surmonter la barrière de potentiel. Les limites principales sont la faible amplitude (250−500mV), une polarisation sensible à la température du fait du faible volume de production.

II.1.3.3. Génération d'impulsion à diode SRD

Parmi les composants électroniques discrets, la diode Step Recovery Diode (SRD) est sans doute le composant ayant suscité le plus d'intérêt pour la génération d'impulsions. La diode SRD peut être réalisée en technologie Silicium mais étant toutefois plus performante en AsGa. Ses caractéristiques statiques sont similaires à celles d'une diode à jonction PN conventionnelle mais ses caractéristiques dynamiques en commutation sont très différentes [24]. La diode SRD possède une très forte dépendance entre son impédance de jonction et la charge interne, stockée dans la couche intrinsèque en polarisation directe. Ce stockage de charge est dû au temps de recombinaison non nul des porteurs minoritaires injectés en polarisation directe. Après une polarisation en directe au cours de laquelle des charges sont stockées, en polarisant la diode en inverse, celle-ci continue à conduire et ceci tant que la charge n'est pas évacuée de la couche intrinsèque. Durant cette phase, la diode présente une impédance très faible, typiquement inférieure à 1. Une fois la couche intrinsèque déplétée, la diode passe brutalement en haute impédance : on dit qu'elle « claque » (snap off). Ce changement brutal d'impédance de durée inférieure à la nanoseconde est mis à profit pour générer des impulsions [20].

La Figure II.10 présente un montage basique permettant d'augmenter la raideur d'un front en utilisant une diode SRD. La Figure II.11 présente les chronogrammes associés. La source continue V_b délivre à la diode un courant constant I_d permettant le stockage de charge dans la jonction. Lorsque la source V_{in} présente un front montant, le courant traversant la diode I_d s'inverse. Du fait des charges accumulées en polarisation directe, l'impédance de la diode demeure basse jusqu'à ce que l'ensemble des charges soient évacuées. L'impédance passe alors brutalement d'un état de quasi court-circuit à celui

de circuit ouvert. La source V_{in} se trouve alors appliquée à la charge R_L provoquant aux bornes de celle-ci la production d'un front en tension. La plupart des montages proposés a pour objet la production de monocycles.

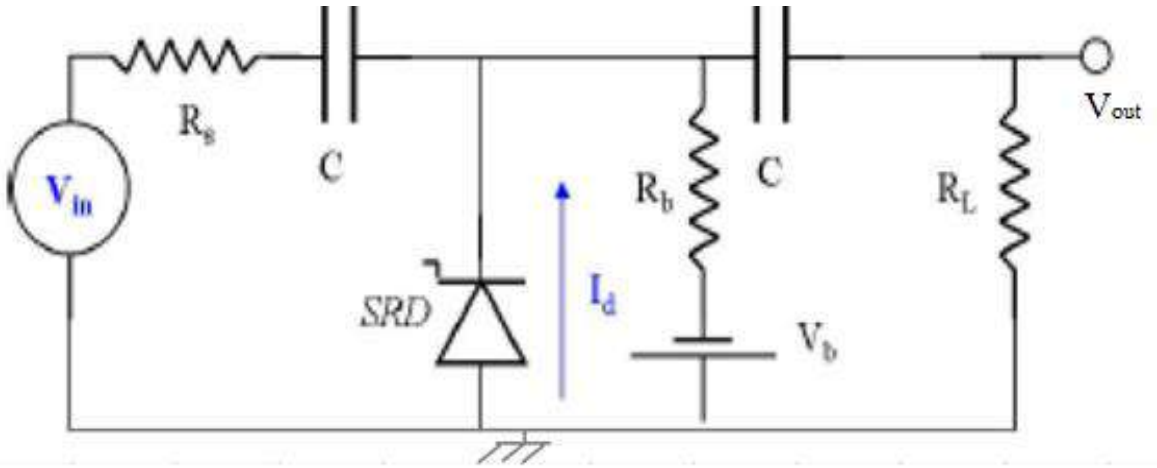


Figure II.10 : Générateur de front raide à diode SRD [20]

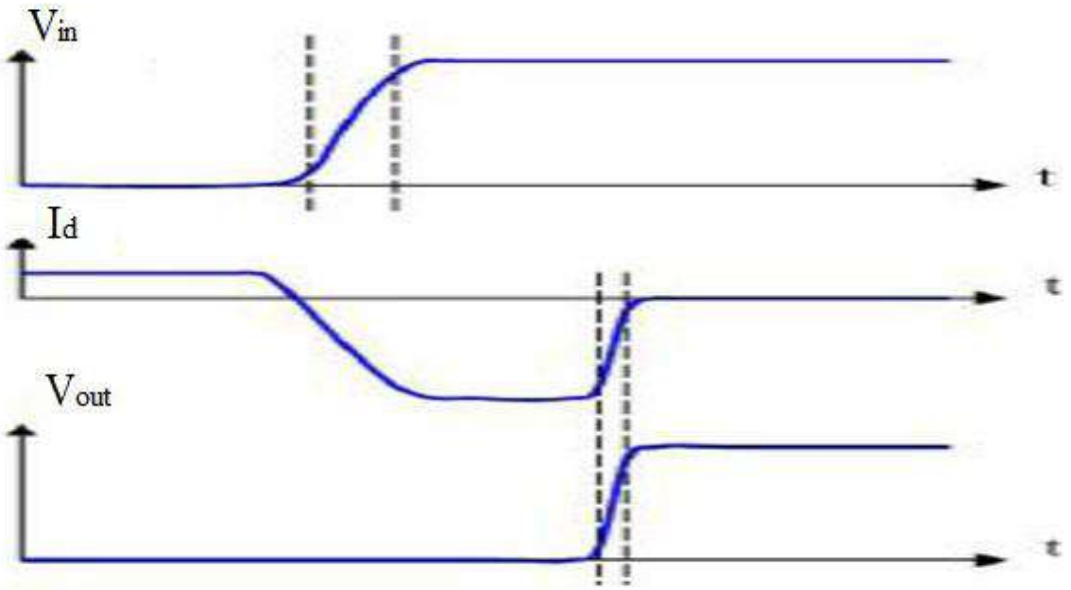


Figure II.11 : Chronogramme d'un générateur de front raide à diode SRD [20]

II.2. Canal UWB

II.2.1. Introduction

Le domaine des radiocommunications s'est enrichi, au cours du temps, d'une ample théorie de modélisation et de nombreuses techniques de mesure permettant la caractérisation du canal de propagation. L'étude approfondie de ce lien physique entre l'émetteur et le récepteur est absolument nécessaire à la spécification et à l'implémentation d'un système de télécommunication. Les bonnes propriétés intrinsèques des signaux UWB permettent de résoudre un grand nombre de trajets dans le domaine temporel, apportant la contribution d'objets de dimensions bien plus petites (de l'ordre de quelques centimètres) par rapport aux systèmes large bande de type CDMA ou à étalement de spectre. En revanche, la très faible puissance d'émission tolérée n'assure en rien le bon fonctionnement des systèmes UWB dans toutes les configurations de canal, notamment dans les cas de non-visibilité (NLOS) sévère.

II.2.2. Propagation

II.2.2.1. Généralités

Dans un espace de propagation idéal, une chambre anéchoïde par exemple, seul le trajet direct entre l'antenne d'émission et celle de réception est capté, le reste de la puissance rayonnée étant absorbé par les parois de la chambre. Dans un canal réaliste de type *indoor*, différents types d'interactions entre l'onde rayonnée et l'environnement conduisent à la formation de trajets multiples. L'étude approfondie au niveau physique de ces interactions entre les ondes électromagnétiques et les matériaux a permis le développement d'outils déterministes de prédiction de la propagation ([Uguen 2002], ou encore [Tehoffo-Talom *et al.*, 2004]).

II.2.2.2. Transmission (réfraction)

La transmission à travers une paroi entraîne une réfraction de l'onde à travers le matériau, *Figure II.12*. Les lois physiques applicables sont très proches de celles de l'optique (loi de *Snell Descartes*). Si l'on appelle $i1$ l'angle d'incidence du front d'onde sur la paroi, $i2$ l'angle de réfraction à l'intérieur du matériau, et $n1$ et $n2$ respectivement les indices de réfraction de l'air et de la paroi, alors peut être appliquée la relation :

$$n_1 \sin(i_1) = n_2 \sin(i_2). \qquad (19)$$

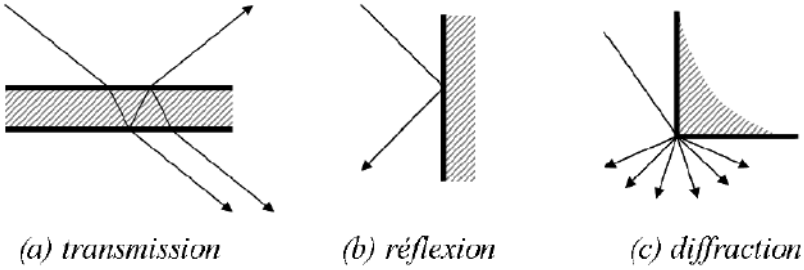


Figure II.12 : Différents types de contributions pour les trajets multiples [20]

Le front d'onde subissant une seconde réfraction à la sortie de la paroi, l'angle de sortie sera équivalent à celui d'incidence. En revanche, la transmission à travers la paroi induit une différence de marche (*ie.* un délai supplémentaire à l'arrivée) par rapport au trajet qui n'aurait pas traversé la paroi. Lorsqu'un rayon frappe une paroi, toute l'énergie ne pénètre pas forcément dans la paroi, une partie peut aussi être réfléchie [20].

II.2.2.3. Réflexion

La réflexion peut être, en fonction de la nature de l'interface, de type spéculaire (un rayon réfléchi unique, de même énergie) ou diffuse. Le changement abrupt de direction du front d'onde à l'interface peut entraîner, en fonction du type de réflexion, une inversion de phase du rayon réfléchi [20].

II.2.2.4. Diffraction

La diffraction entraîne un étalement spatial de l'énergie. Ce phénomène, complexe à modéliser, se produit lorsque le trajet de l'onde rencontre une discontinuité de type fente, arête ou coin. La diffraction sera d'autant plus forte que la longueur d'onde du signal est grande, donnant ainsi une certaine dépendance fréquentielle au canal de propagation [20].

II.2.3. Pertes de propagation (Path Loss)

Les pertes de propagation représentent un élément essentiel du bilan de liaison. Elles permettent d'introduire la portée du dispositif (distance entre les deux nœuds communicants) dans le calcul de la puissance reçue. Les pertes de propagation P_L (*Path*

Loss) sont définies simplement comme le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue :

$$P_L = \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \qquad (2.10)$$

II.2.3.1. Espace libre

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

$$S = \frac{P_{TX}G_{TX}}{4\pi d^2} \qquad (2.11)$$

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

$$A_{RX} = \frac{c^2 G_{RX}}{4\pi f_g^2} \qquad (2.12)$$

Où $c = 3\times10^8$ m.s^{-1} est la vitesse de propagation, et $f_g = \sqrt{f_{max}f_{min}}$ la fréquence géométrique du signal. Ainsi, selon les expressions de A_{RX} et *S*, la puissance reçue peut s'écrire comme :

$$P_{RX} = A_{RX} * S = \frac{P_{TX}G_{TX}G_{RX}c^2}{(4\pi d)^2 f_g^2} \qquad (2.13)$$

La perte de propagation en espace libre, peut alors être calculée :

$$P_L = \frac{(4\pi d)^2 f_g^2}{G_{TX}G_{RX}c^2} \qquad (2.14)$$

Cette relation peut être source d'ambiguïté [Andrews, 2003], car elle fait apparaître une puissance reçue qui décroît en $1/f_g^2$, rendant ainsi la perte de propagation dépendante de la fréquence du signal. En réalité, la perte de propagation est uniquement due au fait que la puissance rayonnée est répartie sur la surface de la sphère sur laquelle se propage l'onde électromagnétique (surface croissant en d^2). Le terme dépendant de la fréquence

est uniquement un effet qui varie en fonction du choix des antennes, [Schantz, 2005]. Il est donc convenable d'adapter la formule de Friis dans le contexte UWB :

$$P_{RX}(f) = \frac{P_{TX}(f)G_{TX}(f)G_{RX}(f)c^2}{(4\pi df)^2} = \frac{EIRP(f)}{4\pi d^2}A_{RX}(f) \qquad (2.15)$$

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

$$P_L dB = P_{L0} dB + 20log_{10}(d/d_0) \qquad (2.16)$$

Avec P_{L0} la perte de puissance à une distance d_0 (typiquement 1m), prenant en compte les effets d'antenne susmentionnés.

A.N. : Pour une bande comprise entre 3 et 5GHz (fg=3.9*GHz), la perte à 1m vaut* P_{L0} = 44.2*dB si les antennes d'émission et de réception sont parfaitement isotropes*.

II.2.3.2. Environnement multitrajet

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

La configuration du canal (visibilité directe ou non entre l'émetteur et le récepteur, nature et densité des obstacles et des réflecteurs, . . .) a un impact fort sur le *Path Loss*. Ceci se traduit par un coefficient de propagation *n* et un P_{L0} dépendants du type de canal considéré.

La perte de propagation est une variable aléatoire relatant que pour une même distance et un même type d'environnement, deux réalisations de canal n'auront pas nécessairement la même perte de propagation. Le terme employé pour cet effet est *shadowing* (zone d'ombre).

Ainsi, le *Path Loss* peut être écrit avec une contribution déterministe fonction de la distance, et une partie aléatoire représentant le *shadowing* :

$$P_L dB = P_{L0} dB + 20 log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + XdB \qquad (2.17)$$

Avec *XdB* la variable aléatoire associée au *shadowing*, *n* le coefficient d'atténuation, et P_{L0} le *Path Loss* à une distance de référence $d = d_0$. Les valeurs ici définies sont extrêmement dépendantes du type de canal considéré, et font donc partie intégrante du modèle.

II.2.4. Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet d'évaluer la puissance disponible au niveau du détecteur, en fonction de la puissance envoyée par l'émetteur situé à une distance donnée. Pour cela, il faut connaître la puissance fournie, les différents gains et pertes subis par le signal dans le canal de propagation et dans le récepteur. Ce bilan permet d'obtenir la sensibilité requise pour le récepteur en fonction de la portée cible, ou inversement, la portée du récepteur en fonction de sa performance [20].

II.3. Récepteurs UWB-IR

Après avoir étudié les signaux UWB et les caractéristiques du canal dans lequel ils se propagent, nous allons nous intéresser à la manière dont ils peuvent être traités, toujours dans le cadre de l'UWB impulsionnel. Il existe trois catégories de récepteurs UWB, classées selon la manière dont la phase du signal est obtenue :

- Les approches dites cohérentes, qui permettent de retrouver intégralement la phase du signal reçu.
- Les approches différentiellement ou partiellement cohérentes qui ne permettent d'obtenir que la phase relative d'un symbole reçu par rapport au symbole précédent.
- Les solutions non cohérentes qui ne conservent pas d'information sur la phase du signal.

II.3.1. Architectures de réception

Dans cette section, nous présentons trois grandes familles d'architectures de récepteurs UWB: les récepteurs cohérents, différentiels et non-cohérents.

II.3.1.1. Architecture cohérente :

Le récepteur cohérent optimal pour un signal UWB-IR est un récepteur à corrélation. La structure d'un tel récepteur est donnée par la Figure II.16.

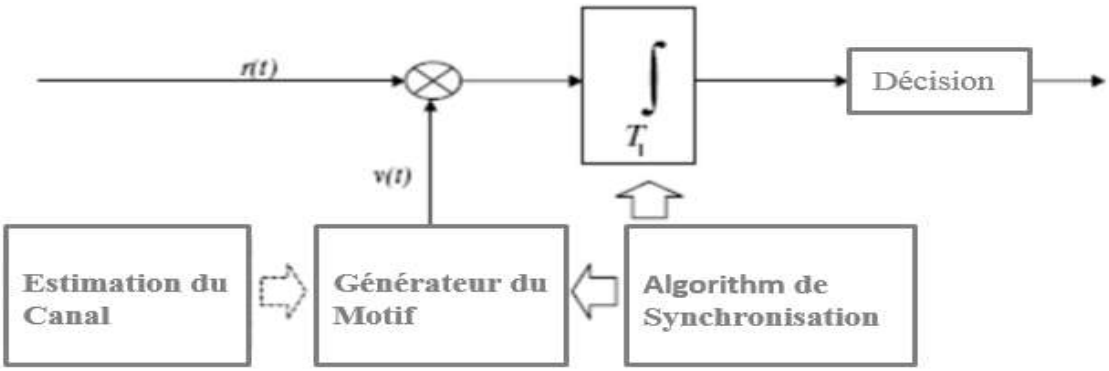


Figure II.13 : Structure d'un récepteur UWB-IR cohérent [20].

Le signal reçu est multiplié par un motif de corrélation généré localement. Ce motif est créé suivant les informations provenant des algorithmes de synchronisation et d'estimation du canal. Le résultat est passé à un intégrateur de durée d'intégration T_i et un bloc de décision. Le récepteur optimal est un "rake" qui consiste à multiplier le signal reçu par le motif adapté. Dans le cas d'un canal réel multi-trajets, le signal reçu subit des distorsions et l'estimation du canal doit estimer cette distorsion. Cette opération est très complexe. Dans la pratique, l'algorithme d'estimation du canal se contente de fournir au motif des informations sur les amplitudes et les délais des L trajets les plus forts. Le motif de corrélation v(t) est donné par :

$$v(t) = \sum_{i \in B_L} a_i p(t - kT_i) \qquad (2.20)$$

où $B_L = \{i_0, i_1, \ldots, i_{L-1}\}$ sont les indices ordonnés des L trajets les plus forts, α_i et T_i sont respectivement l'amplitude et le délai du trajet n° i introduits par le canal.

Sans perte de généralité, dans le cas d'une modulation BPSK, l'organe de décision démodule suivant le signe de la sortie de l'intégrateur. La décision est décrite par l'équation suivante :

$$\hat{a}_n = sgn\left(\int_{nTs}^{nTs+Ti} r(t)v(t-nTs)\right)dt \qquad (2.21)$$

Le récepteur cohérent nécessite l'opération de l'estimation du canal et une synchronisation précise ce qui entraîne plus de complexité des traitements du récepteur. Donc les récepteurs cohérents nécessitent une complexité et une consommation importantes. Par contre, ils sont les plus performants car ils sont très proches du récepteur optimal [20].

II.3.1.2. Architecture différentielle

La structure d'un récepteur différentiel est illustrée par la Figure II.17.

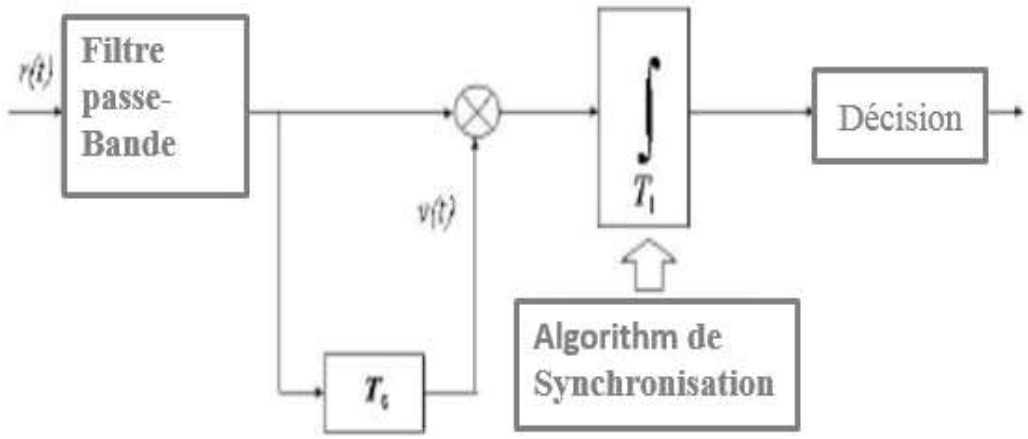


Figure II.14 : Structure d'un récepteur UWB-IR différentiel.

Le principe du récepteur différentiel est de créer le motif à partir d'une réplique du signal reçu décalé de la durée symbole Ts. Ainsi, l'expression du motif est donnée par:

$$v(t) = r(t - kT_s) \qquad (2.22)$$

L'opération de corrélation fait apparaître la variation d'amplitude entre deux impulsions consécutives porteuse de l'information transmise. Un filtre passe-bande de réponse impulsionnelle z(t) et de bande Bw est utilisé pour limiter l'effet du bruit. La bande du filtre doit être conçue pour un compromis entre la réduction du signal utile et

le bruit. Pour une modulation BPSK différentielle, la décision se fait comme dans le cas du récepteur cohérent selon le signe de la sortie de l'intégrateur [19] :

$$\hat{a}_n = sgn\left(\int_{nTs}^{nTs+Ti} \check{r}(t)\check{r}(t-[n-1]\,Ts\right)dt \qquad (2.23)$$

Où : $\check{r}(t) = r(t) * z(t)$

Le récepteur différentiel peut s'en passer de l'opération de l'estimation du canal en générant le motif à partir du signal reçu. La complexité de cette structure de réception provient de la difficulté à implémenter la ligne à retard. La complexité globale est simplifiée par rapport au récepteur cohérent en contrepartie d'une perte des performances [20].

II.3.1.3. Architecture non-cohérente

Le schéma de la Figure II.18 montre la structure d'un récepteur non-cohérent.

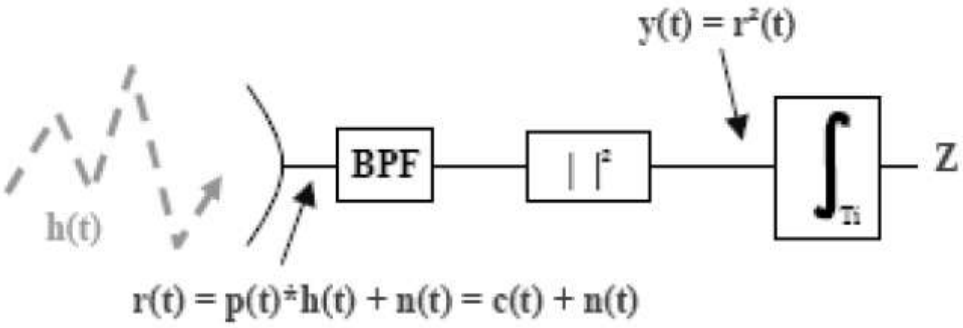


Figure II.15 : Structure d'un récepteur UWB-IR non-cohérent [20].

Le récepteur non-cohérent est un récepteur à détection d'énergie constitué d'un filtre passe-bande pour réduire le bruit, un organe de mise en carré, un intégrateur et la prise de décision. Une telle architecture ne permet pas de démoduler un signal modulé en phase comme la modulation BPSK. Pour une modulation OOK où le signal émis est donné par l'équation 2.19, la prise de décision se fait en comparant la sortie de l'intégrateur à un certain seuil : Le Seuil doit être fixé à un niveau supérieur au bruit. Le récepteur non-cohérent n'a pas besoin de la corrélation par un motif généré localement grâce à une mise en carré pas trop complexe de point de vue implémentation. De plus, la précision de synchronisation est relâchée par rapport à un récepteur cohérent. Ainsi, la complexité et la consommation du récepteur non-cohérent sont largement inférieures.

$$\hat{a}_n = 1 \Leftrightarrow \left(\int_{nTs}^{nTs+Ti} r(t)^2\, dt\right) \geq Seuil \qquad (2.24)$$

La contrepartie est une dégradation des performances par rapport aux architectures différentielles et cohérentes.

II.4 Conclusion

Dans un premier temps, le rappel des notions essentielles de propagation a permis de mettre en évidence les grands types d'interactions susceptibles de modifier la forme d'onde. Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux modèles de canaux à trajets multiples développés spécifiquement pour les communications UWB par les instances de normalisation et utilisés par la majeure partie de la communauté académique. La prise en compte de ces modèles est indispensable à la définition d'une couche physique et donc à la spécification du récepteur que nous utiliserons.

III. Simulation du système MBOFDM-UWB

Introduction

Le chapitre précédent était consacré au concept du transmetteur UWB. Nous avons vu aussi que plusieurs formes d'ondes ont été proposées pour les systèmes de communications et notamment les deux solutions dites DS-UWB et MB-OFDM pour l'UWB haut débit. Le système MB-OFDM a été retenu pour cette étude, la principale limitation du système DS-UWB étant la complexité du récepteur. Le système MB-OFDM présente l'intérêt d'être un système robuste vis-à-vis du canal UWB permettant une réception relativement simple et une exploitation efficace de l'énergie des signaux reçus. De plus, le système est très flexible et peut facilement s'adapter aux différentes réglementations.

L'objectif de cette section est d'apporter une description du système MB-OFDM ainsi que de rassembler les valeurs de ses principaux paramètres.

Ce dernier chapitre est donc consacré au système MB-OFDM soutenu par l'Alliance WiMedia. L'OFDM étant la base de cette solution sur laquelle s'appuient nos travaux, nous présenterons dans un premier temps la technologie dite MB-OFDM, puis on simule les modulations à porteuses multiples et plus particulièrement l'OFDM à bande de base. Dans un second temps, nous détaillerons les caractéristiques du système MB-OFDM en RF ainsi que ses paramètres, pour terminer par une évaluation du système en question.

III.1. Systèmes UWB OFDM

Dans le cas d'une communication sans fil, la modulation OFDM est actuellement la plus répandue parmi les différents types de modulation multi porteuses. L'intérêt de cette modulation est basé sur l'orthogonalité des porteuses. Ces dernières peuvent alors se chevaucher sans pour autant interférer entre elles. Ceci permet d'augmenter le nombre de canaux puisque les porteuses sont les plus proches possibles.

Un autre intérêt, qui est sans doute le plus important, concerne l'efficacité spectrale. Celle-ci caractérise le débit maximum que peut atteindre un système dans une largeur de canal minimum. L'augmentation et l'optimisation de l'efficacité spectrale sont obtenues par le biais de l'orthogonalité des porteuses, ce qui aura une incidence directe sur le débit.

Le principe d'une transmission de type UWB-OFDM consiste à diviser le signal d(n) transmis sur N bandes de fréquence, également appelé canaux. Les trains de données sont alors non plus transmis au rythme de $1/T_s$ mais à un rythme plus lent de $1/NT_s$. Ts étant la durée d'un symbole [28].

Si l'on considère un signal ayant une forme rectangulaire :

$$s(t) = \begin{cases} 1 \text{ si } t \in [0, Ts[\\ 0 \text{ si } t \notin [0, Ts[\end{cases} \quad (3.1)$$

Le spectre d'une porteuse k a pour équation [28]:

$$S_k(f) = T_s \, sinc(\pi(f - f_k)T_s) e^{-i\pi(f - f_k)T_s} \quad (3.2)$$

Avec f_k la fréquence de la porteuse

Ce spectre s'annule donc lorsque la fréquence respecte le critère:

$$f = f_k \pm \alpha / T_s \;,\; \alpha \in \mathbb{N}^* \quad (3.3)$$

L'espacement entre deux porteuses permettant d'obtenir des porteuses orthogonales peut alors être de $1/T_s$, la représentation spectrale de la modulation OFDM est présentée Figure III.1.

L'OFDM transforme un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence. Cette opération s'effectue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. Les différentes fonctions à réaliser pour mettre en œuvre cette modulation sont présentées par la Figure III.1. Ainsi le train de données à l'origine en série est converti en un train de données parallèle. Ce train est ensuite codé. Souvent à l'aide d'une modulation d'amplitude en quadrature. Le module de transformée de Fourrier inverse permet ensuite d'attribuer une porteuse au train de données [28].

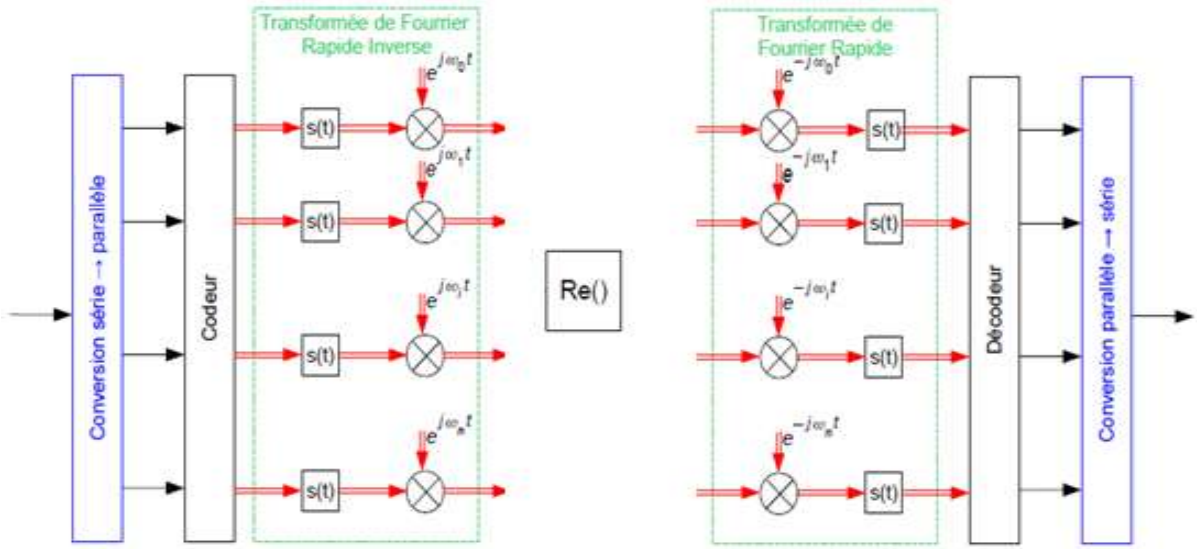


Figure III.1 : Principe du modulateur et démodulateur OFDM [28].

En réception, après une conversion série /parallèle des données, le signal est démodulé à l'aide d'une transformée de Fourier, le signal obtenu est alors tout simplement filtré par la fonction de transfert du canal; c'est-à-dire, chaque composante du signal est multipliées par un coefficient correspondant au gain fréquentiel du canal. Ensuite le décodeur permet de déterminer la polarité de l'information transmise. Enfin les différentes données traitées sur des voies parallèles sont converties en série.

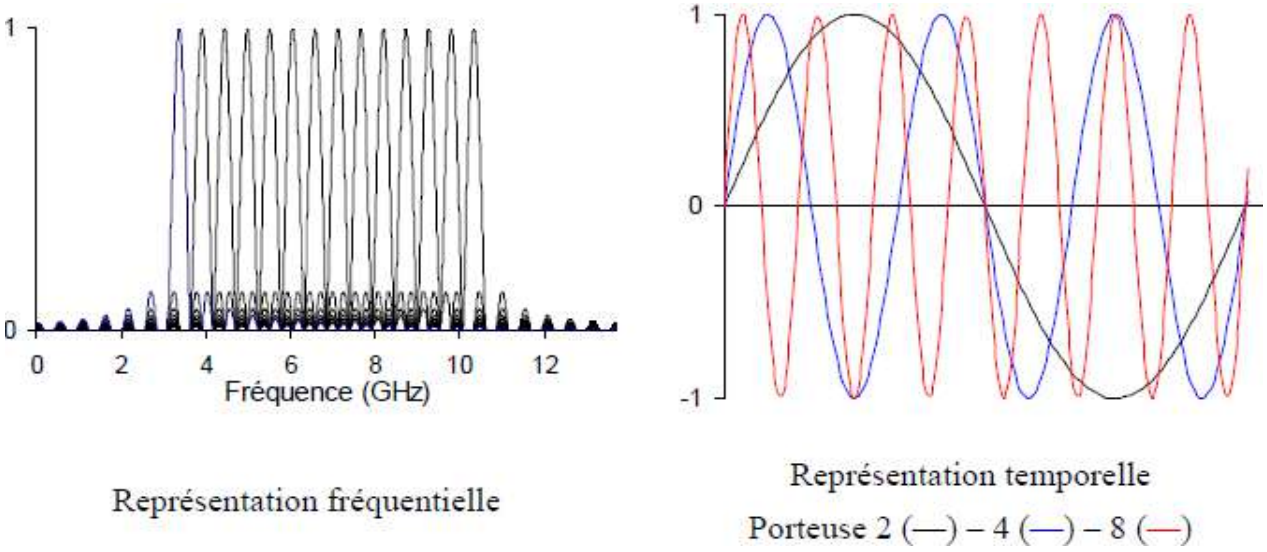


Figure III.2 : Représentation fréquentielle et temporelle d'une émission UWB-OFDM (14 porteuses de 528 MHz de bande passante chacune) [28]

La Figure III.2 montre que les systèmes OFDM permettent plus facilement de s'adapter à un gabarit spectral. Il suffit en effet de modifier le nombre et le niveau des différentes porteuses. L'occupation spectrale d'un signal OFDM est donc plus paramétrable.

III.1.1. Modulation MB-OFDM :

Divise le canal de largeur B=528MHz en K=128 sous-canaux $C(f_k)$ autour d'autant de porteuses orthogonales f_k. Le signal OFDM est donc une superposition de plusieurs porteuses orthogonales modulées en quadrature par des symboles I et Q de durée $Ts = 1 / r_{sc}$ (avec r_{sc} débit du sous-canal):

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K} A_I^k \cos(2\pi f_k t) \pm A_Q^k \sin(2\pi f_k t) \qquad (3.4)$$

A^k étant la suite du message numérique séparée en deux composantes, I et Q. Peu importe le signe de combinaison entre les éléments orthogonaux, vu que le signe des fonctions sinus et cosinus s'alterne aussi.

Les fréquences porteuses f_k sont orthogonales entre elles si la largeur de chaque sous-canal est $\Delta f = B / K = r_{sc}$ [32].

Un symbole OFDM présente donc une durée de KTs et un débit de $K\, r_{sc}$. En d'autres termes, un fort débit du message numérique d'entrée ($K\, r_{sc}$) est conservé dans le symbole OFDM qui utilise K sous-bande de largeur r_{sc}.

Pour K>>1, chaque sous-canal est approximativement linéaire, donc sans interférence entre symboles (ISI = 0) [32] :

$$C(K) = C_k \exp(j\varphi_k) \qquad (3.5)$$

avec C_k et φ_k des constantes.

Le signal reçu devient :

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} \left[C_k A_I^k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) + C_k A_Q^k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k) + n_k(t) \right] \qquad (3.5)$$

Dans le but d'augmenter encore Ts (en plus de la multiplication par K), on ajoute un temps de garde pour qu'on laisse suffisamment de temps à l'atténuation des signaux interférés après un multi-trajet (ISI = 0) [32].

D'autre part, la transformée de Fourier discrète inverse s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K} A^k \; e^{j2\pi kt/T} = \sum_{k=0}^{K} A^k \left[\cos(2\pi f_k t) + j \sin(2\pi f_k t)\right] \qquad (3.6)$$

avec $f_k = k / T$.

Pour A^k représentant un message en provenance de deux voies orthogonales, I et Q, $A^k = A_I^k + j A_Q^k$, nous obtenons l'égalité d'expression avec (3.3) du signal OFDM : $s(t) = \Re_e[x(t)]$.

Les 2K corrélateurs du modulateur OFDM sont donc équivalents au calcul de la iDFT (ou FFT inverse si $K=2^n$).

La réception du signal OFDM utilise deux corrélateurs pour chacun des K sous-canaux. Pour cela, une détection synchrone en quadrature est utilisée. Cela oblige à générer localement deux porteuses orthogonales de même fréquence f_k et même phase que celles du terme général de s(t). On obtient ainsi deux voies de traitement I et Q, séparées. Le récepteur fait donc la distinction entre les deux termes orthogonaux de s(t), qu'on peut donc réécrire sous forme complexe. Ainsi, le terme général de s(t) peut s'écrire comme :

$$s(t) = A_I^k \cos(2\pi f_k t) - j A_Q^k \sin(2\pi f_k t) \qquad (3.7)$$

Ici, le signe moins de (3.3) étant choisi.

La transformée de Fourier discrète (DFT) de ce terme, est :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K} s(t)\, e^{-j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{K} \left[A_I^k \cos(2\pi f_k t) - j A_Q^k \sin(2\pi f_k t)\right]\left[\cos(2\pi f_k t) - j \sin(2\pi f_k t)\right]$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K} \left\{ A_I^k \left[1 + \cos(4\pi f_k t)\right] - A_Q^k \sin(4\pi f_k t) + j\left[A_Q^k \left[1 - \cos(4\pi f_k t)\right] - A_I^k \sin(4\pi f_k t)\right]\right\}$$

(3.8)

Le filtrage passe-bas qui fait suite, retient le résultat final qui est égal au message de départ :

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K} \left\{ A_I^k + j A_Q^k \right\} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K} A^k \qquad (3.9)$$

Les 2K corrélateurs du démodulateur OFDM sont donc équivalent au calcul de la DFT (ou FFT si $K=2^n$).

III.1.2. Découpage du spectre UWB

L'Alliance WiMedia a proposé un découpage de la bande de fréquences définie par la FCC en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune. Comme le montre la Figure III.3, ces sous-bandes ont été rassemblées sous forme de groupes. Les quatre premiers groupes contiennent chacun trois sous-bandes et le cinquième deux sous-bandes. Notons la présence d'un sixième groupe formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11, Figure. III.3.

Il a été introduit récemment par l'ECMA (European Computer Manufacturers Association) pour assurer la compatibilité des systèmes MB-OFDM dans tous les pays du monde dans lesquels l'UWB n'est pas soumis aux mêmes réglementations [27]. En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules communes aux différentes réglementations. Ce découpage présente l'intérêt de réduire la complexité et donc les coûts des composants, notamment les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz [27].

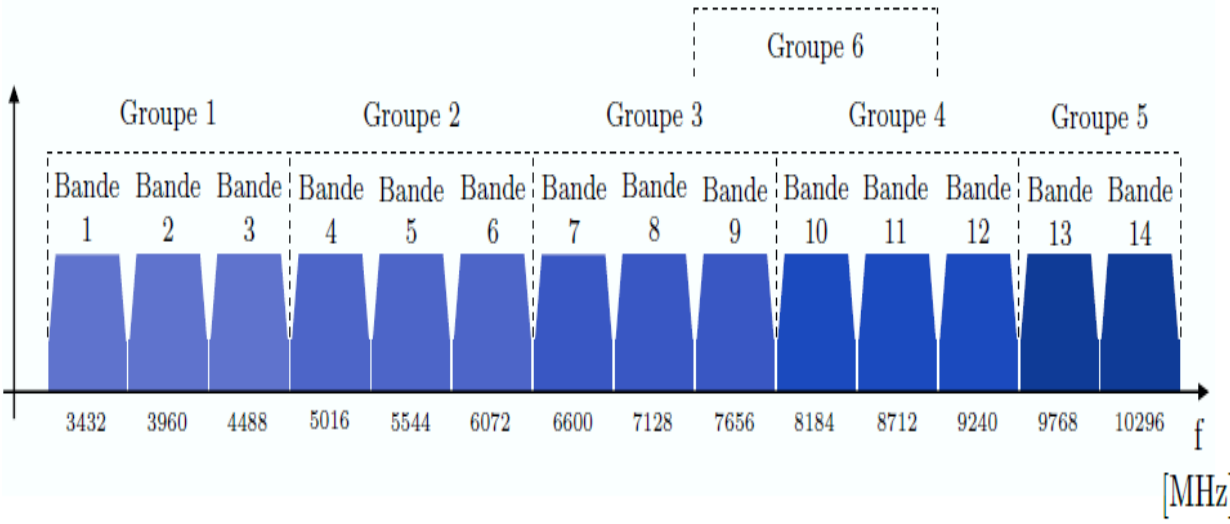


Figure III.3 : Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM [27].

Les caractéristiques des symboles OFDM sont présentées dans le tableau III.1. Les symboles OFDM sont générés par une IFFT sur 128 points. Sur les 128 sous-porteuses du multiplex, 100 sont dédiées aux données utiles, 12 aux données pilotes et 10 de gardes. L'intervalle inter-porteuse Δf=4.125 MHz permet de respecter la condition d'orthogonalité du multiplex OFDM. La durée du suffixe de type zero-padding est Tzps = 70.08 ns, soit 37 échantillons. Seuls les 32 premiers échantillons sont consacrés à l'intervalle de garde soit une durée Tzp = 60.61 ns, les

dernières 9.47 ns étant quant à elles utilisées pour effectuer le changement de fréquence d'émission des symboles OFDM comme nous allons le voir dans la section suivante. Chaque symbole OFDM transmis à une durée Ts = 312.5 ns et comporte donc 165 échantillons [27].

III.1.3. Utilisation d'un code temps-fréquence TFC :

La principale différence du système MB-OFDM par rapport à un système OFDM classique est l'utilisation d'un code temps-fréquence TFC (Time Frequency Code). Ce dernier spécifie à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Ainsi, comme l'illustre la Figure III.4, chaque symbole occupe une sous-bande différente du symbole précédent.

Une durée T_w = 9.47 ns est allouée à la fin de chaque symbole émis pour permettre d'effectuer le saut de fréquence.

La norme ECMA-368 a défini pour chacun des six groupes un certain nombre de TFC possibles, les codes du groupe 1 sont présentés dans le tableau III.1. Ces TFC sont regroupés sous trois appellations selon que les sauts s'effectuent sur les trois sous bandes du groupe TFI (Time-Frequency Interleaving), sur deux sous-bandes (TFI2) ou qu'il n'y a simplement pas de saut FFI (Fixed Frequency Interleaving).

Pour la suite de l'étude, nous considérerons l'application du TFC sur trois sous-bandes.

Paramètre	Description	Valeur
B_w	Largeur d'une sous-bande	528 MHz
N	Nombre de sous-porteuses par symbole (taille FFT)	128
N_{D}	Nombre de sous-porteuses de données	100
N_{P}	Nombre de sous-porteuses pilotes	12
N_{G}	Nombre de sous-porteuses de garde	10
N_{Z}	Nombre de sous-porteuses nulles	6
Δ_f	Espacement entre sous-porteuses	4.125 MHz
T_u	Durée utile du symbole	242.42 ns
T_{zps}	Durée du suffixe de type *zero-padding* $(= T_{zp} + T_w)$	70.08 ns
T_{zp}	Durée de l'intervalle de garde	60.61 ns
T_w	Durée allouée au saut de fréquence	9.47 ns
T_s	Durée totale du symbole OFDM	312.5 ns
D_s	Fréquence symbole	3.2 MHz

Tableau III.1 : Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM [27].

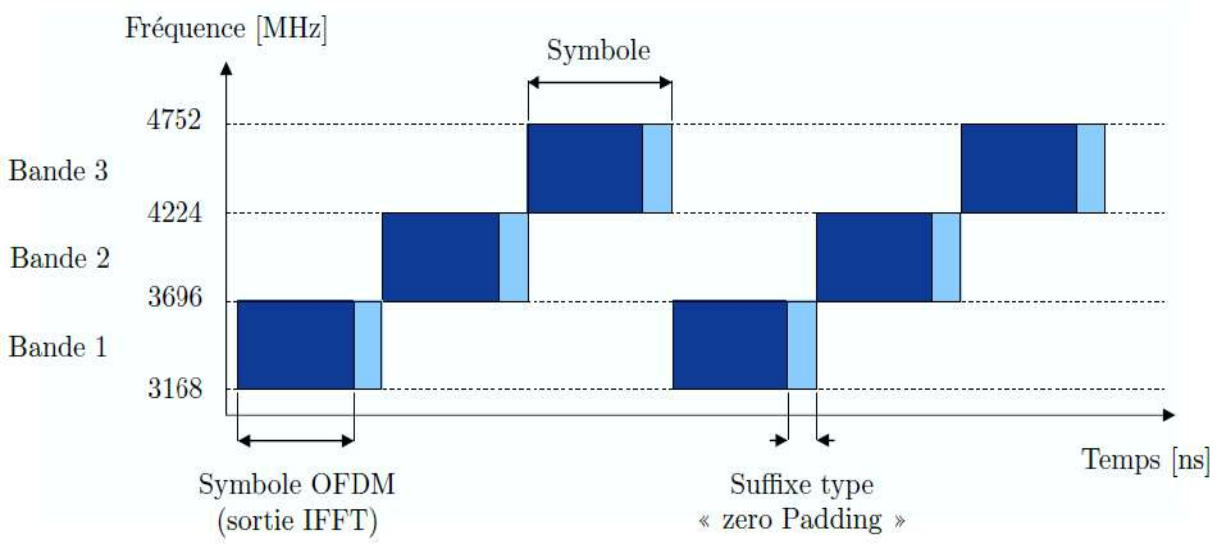


Figure III.4 : Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, . . .}.

Le tableau III.2 montre les paramètres de base d'une modulation OFDM

Débit de données (Mbit/s)	Modulation	Taux de codage	Temps de facteur d'étalement	Gain d'étalement	Bits codés par Symbol OFDM N_{CBPS}
53.3	QPSK	1/3	2	4	100
80	QPSK	1/2	2	4	100
110	QPSK	11/32	2	2	200
160	QPSK	1/2	2	2	200
200	QPSK	5/8	2	2	200
320	QPSK	1/2	1 (Pas d'étalement)	1	200
400	QPSK	5/8	1 (Pas d'étalement)	1	200
480	QPSK	3/4	1 (Pas d'étalement)	1	200

Tableau III.2 : Paramètres de modulation OFDM [29].

Le tableau III.2 présente les débits de la solution MB-OFDM tels que présentés dans la norme ECMA-368 [33]. Les débits 53.3, 106 et 200 Mbit/s sont ceux que doivent supporter les systèmes. Ce tableau présente également, à titre d'information, le nombre de bits codés par symbole OFDM. On notera que, pour les débits 53.3 et 80 Mbit/s, le nombre de bits codés par symbole N_{CBPS} est égal à 100. Cette différence avec les autres débits est due à l'application de

l'étalement fréquentiel pour lequel une copie de ces bits codés sera également transmise au sein d'un même symbole OFDM.
A partir du système d'émetteur MB-OFDM présenté à la figure III.11, nous allons pouvoir, en détaillant les différents éléments qui le composent.

Numéro du TFC	Type de TFC	Code TFC					
1	TFI	1	2	3	1	2	3
2	(*Time-Frequency*	1	3	2	1	3	2
3	*Interleaving*)	1	1	2	2	3	3
4		1	1	3	3	2	2
5	FFI	1	1	1	1	1	1
6	(*Fixed Frequency*	2	2	2	2	2	2
7	*Interleaving*)	3	3	3	3	3	3
8	TFI2	1	2	1	2	1	2
9	(TFI sur 2	1	3	1	3	1	3
10	sous-bandes)	2	3	1	3	2	3

Tableau III.3 : Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM [27].

L'utilisation du TFC présente plusieurs avantages pour le système MB-OFDM. Il permet tout d'abord, au système de bénéficier de la diversité fréquentielle disponible non plus sur une bande de 528 MHz mais sur une bande de 3 × 528 MHz. Ce gain de diversité sera observable sur les performances du système, notamment pour les modes mettant en œuvre un étalement dit temporel.
Le TFC permet également la cohabitation entre plusieurs régions physiques appelées piconets ou beacon region dans un même environnement, on parle également de fonctionnement simultané des piconets SOP (Simultaneously Operating Piconets).
Un code de saut de fréquence différent est attribué à chaque piconet. Ainsi, à un instant donné, chaque piconet occupe une sous-bande différente. Cependant, chaque groupe ne comprend au maximum que trois sous-bandes limitant le nombre de piconets à seulement trois dans un environnement proche. Or, des scénarios dans lesquels quatre piconets doivent cohabiter ont été envisagés [27]. Le risque de perturbation inter-piconets sera présent dès l'apparition du

quatrième piconet. Enfin, grâce à l'utilisation du TFC, il est tout à fait possible d'augmenter la puissance d'émission maximale autorisée, laquelle est exprimée par les réglementations sous forme de PSD.

En effet, chaque sous-bande de 528 MHz est active en moyenne un tiers du temps pour chaque piconet, il est donc possible de multiplier la puissance d'émission maximale par trois, soit une augmentation de 4.7 dB, tout en respectant le masque de PSD de −41.3 dBm/MHz [27].

III.2. Simulation d'un système UWB-OFDM

III.2.1 Présentation du simulateur

SystemVue 2006 propriétaire d'Agilent fournit les moyens pour établir un modèle de simulation de système de type graphique. SystemVue 2006 utilise des blocs symboliques (modèles fonctionnels) pour représenter des processus de traitement et de mesure, et une base de temps pour représenter les caractéristiques d'échantillonnage de système. Des simulations de système complet ou de sous-système sont conçues dans la fenêtre de conception, où des blocs sont choisis parmi les diverses bibliothèques puis connectés entre eux.

La configuration des différents blocs se fait des boîtes de dialogue conviviales ou par entrée directe de valeurs dans les représentations graphiques d'icônes de circuit. L'utilisateur peut contrôler le temps de démarrage, le temps d'arrêt, le taux d'échantillonnage de système, les précisions temporelles et fréquentielle [3].

III.2.1.1 L'environnement de conception de SystemVue 2006

L'environnement de conception de SystemVue par défaut, comprend plusieurs éléments de développements.

III.2.1.1.1. Fenêtre de systèmes

La fenêtre de système, représentée sur la figure III.5, se compose d'une barre de menu, une barre d'outils, des barres de défilement horizontales et verticales, une région de conception, une zone de message, et un réservoir de bibliothèque.

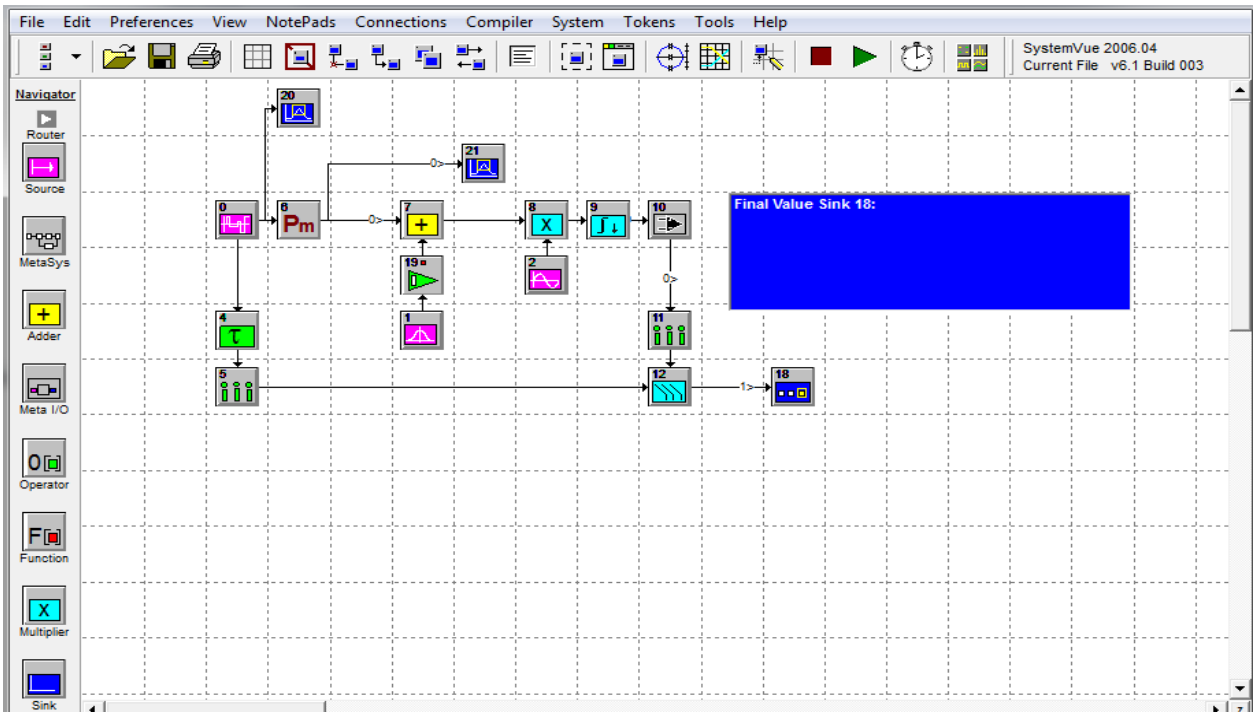


Figure III.5 : Fenêtre de conception du SystemVue 2006.

III.2.1.1.2. Barre de menu

La barre de menu affiche les fonctions et les commandes utilisés dans SystemVue : *File, Edit, View, Preferences, NotePads, Connections, Compiler, System, Tokens, Tools, et Help.*

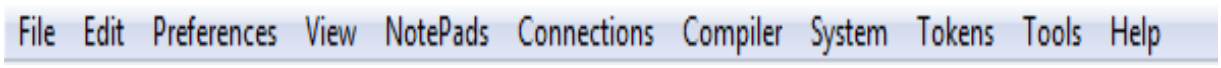


Figure III.6 : Barre de menu.

III.2.1.1.3. Barre d'outils

La barre d'outils se compose des boutons comprenant lesquels exécuter les fonctions :

- Agissant sur des blocs ou des groupes de blocs dans la fenêtre de système,
- Commençant et arrêtant une simulation,
- Permettant d'accéder à la fenêtre d'analyse et à d'autres fonctions de service.

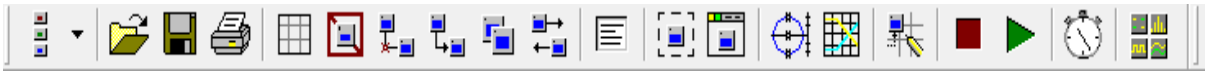


Figure III.7 : Barre d'outils.

III.2.1.1.4. Réservoir de bibliothèques

Les blocs sont les modules utilisés dans toutes les simulations de SystemVue. Le réservoir sur l'aile gauche de la fenêtre affiche les blocs génériques représentant ceux disponibles.

 *Bouton de bibliothèques :* On clique sur ce bouton pour alterner entre les bibliothèques standard et optionnelles de SystemVue.



Bloc de sources: Ce bloc, représente une bibliothèque de source à sorties seulement, employé pour assurer des entrées de système, (y compris à partir des fichiers externes).



Bloc MetaSystems: Ce bloc permet d'ajouter la hiérarchie à une conception. Il est employé pour importer un MetaSystem prédéfini dans le système actuel sous conception.

 *Bloc I/O de MetaSystem:* Ce bloc définit les nœuds d'entrée et de sortie dans un MetaSystem.

 *Bloc d'opérateurs:* Ce bloc représente une bibliothèque des opérateurs qui utilisent les données d'entrée comme argument pour l'exécution.

 *Bloc de fonctions:* Ce bloc représente une bibliothèque des fonctions qui utilisent les données d'entrée comme argument à la fonction.

 *Bloc de mesure:* Ce bloc représente une bibliothèque d'instruments rassemblent, affichent, analysent, et font sortir les données d'un système. Ce bloc a des entrées seulement.

III.2.1.1.5. Horloge système

Le boutton  situé dans la barre d'outils, donne accès à l'horloge du système de simulation, repésentée dans la figure III.8.

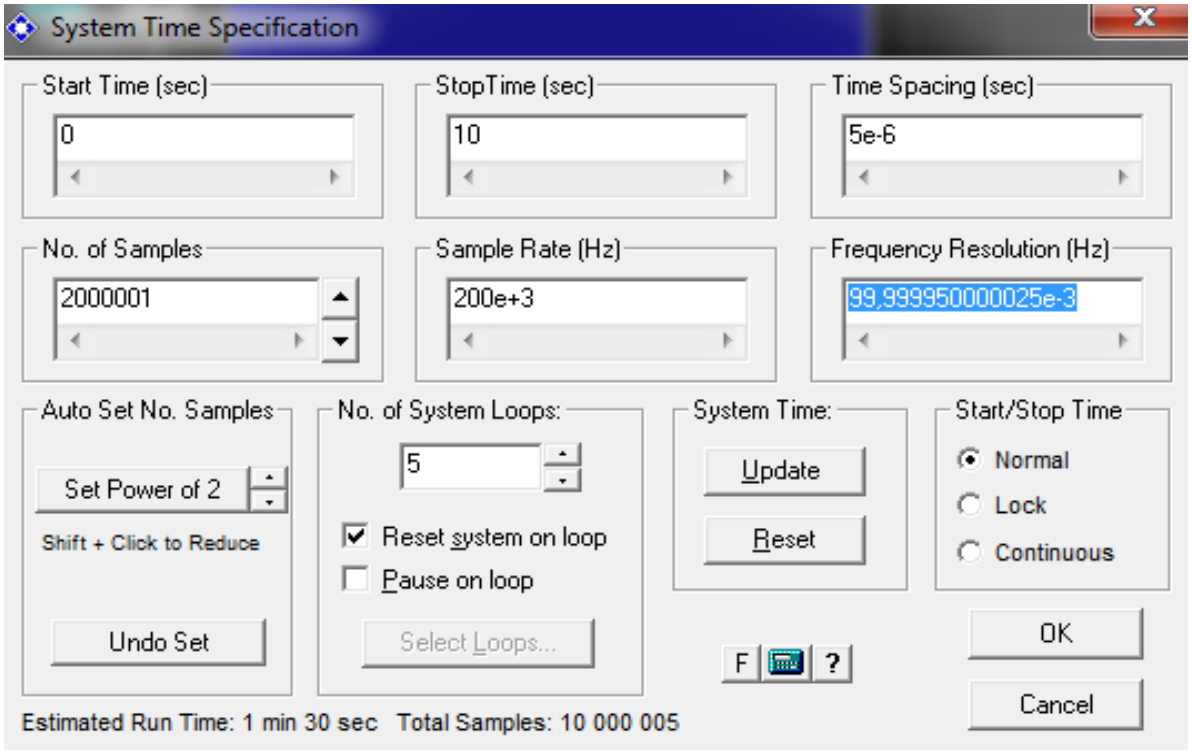


Figure III.8 : Fenêtre de configuration de l'horloge du système de simulation.

Elle permet les réglages de base pour l'analyse des flux de données (Temps arrêt/démarrage, taux d'échantillonnage et espacement temporel, nombre d'échantillons, nombre de boucles de système, et résolution fréquentielle).

III.2.1.2 Bibliothèque Ultra-Wideband

Les bibliothèques du système de communication UWB sont entièrement intégrées dans SystemVue. On peut construire des récepteurs et des émetteurs complets avec différent modèles de canal, en plaçant simplement des blocs spécifiques dans l'environnement de conception de SystemVue [3].

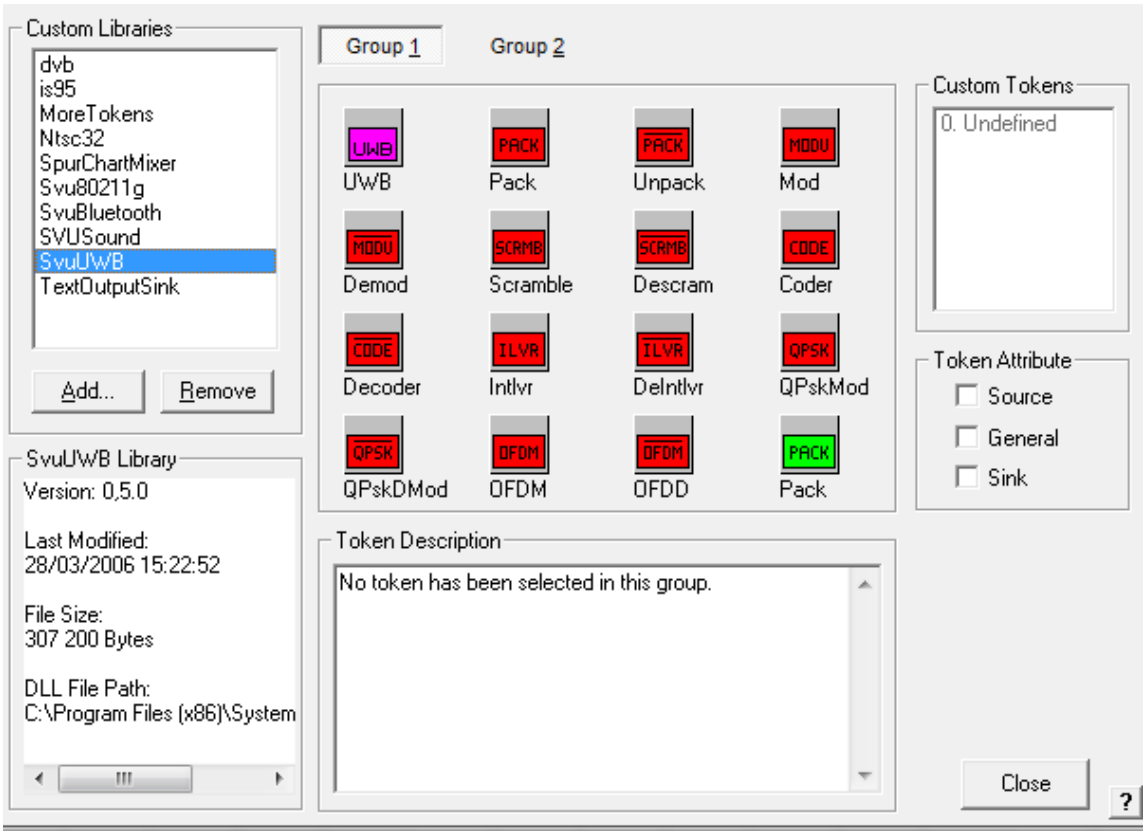


Figure III.9 : Bibliothèque MB-UWB.

Blocs DS-UWB	Déscription
UWB	Modèle de canal UWB
PACK PACK	Générateur de paquet
SCRMB SCRMB	Embrouilleur / Désembrouilleur (Scrambler / Descrambler)
ILVR ILVR	Entrelaceur / Désentrelaceur (Interleaver / Deinterleaver)
CODE CODE	Codeur/Décodeur convolutionnel
QPSK QPSK	Modulateur/Démodulateur QPSK

Tableau III.4 : déscription des blocs de la bibliothèque UWB.

Dans cette partie de simulation du système UWB, on utilise la technique MB-OFDM. Les caractéristiques de ce système sont proposées par le standard IEEE 802.15 pour les réseaux sans fil personnels (WPAN), dont l'étude de la couche physique du système MB-OFDM est réalisée par le groupe 3a.

D'abord, on simule notre système en bande de base, puis on ajoute une section RF. La chaîne du système débute par le transmetteur avec un traitement en bande de base, ensuite une conversion vers la section RF avec le filtrage, puis vers le récepteur avec une reconversion en bande de base. Un schéma synoptique illustre les différentes étapes de simulation sur la figure suivante :

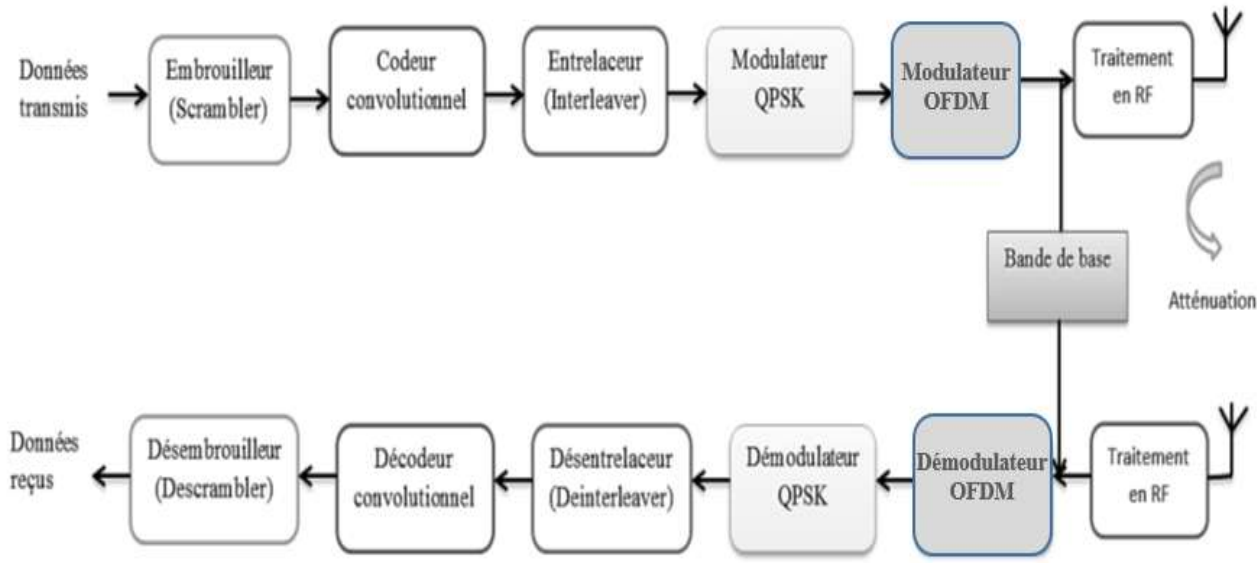


Figure III.10 : Schéma synoptique du système UWB MB-OFDM.

III.2.2. Simulation du système MB-OFDM en bande de base

La Figure III.11 montre un système de transmission et réception MB-OFDM, en utilisant des blocs de la bibliothèque UWB du SystemVue. Dans cette partie, on simule le système en bande de base seulement.

Après modulation MB-OFDM en bande de base, le signal occupe une largeur de 528MHz (voir symbole MB-OFDM dans [27]). L'horloge système dans systemvue sera fixée à 10 x 528MHz = 5.28GHz avec plus de deux Millions d'échantillons.

Parmi les paramètres de la modulation OFDM [29], on choisit un débit de 160 Mbps associé à un débit de code ½ pour 200 bits codés par symbole OFDM [29].

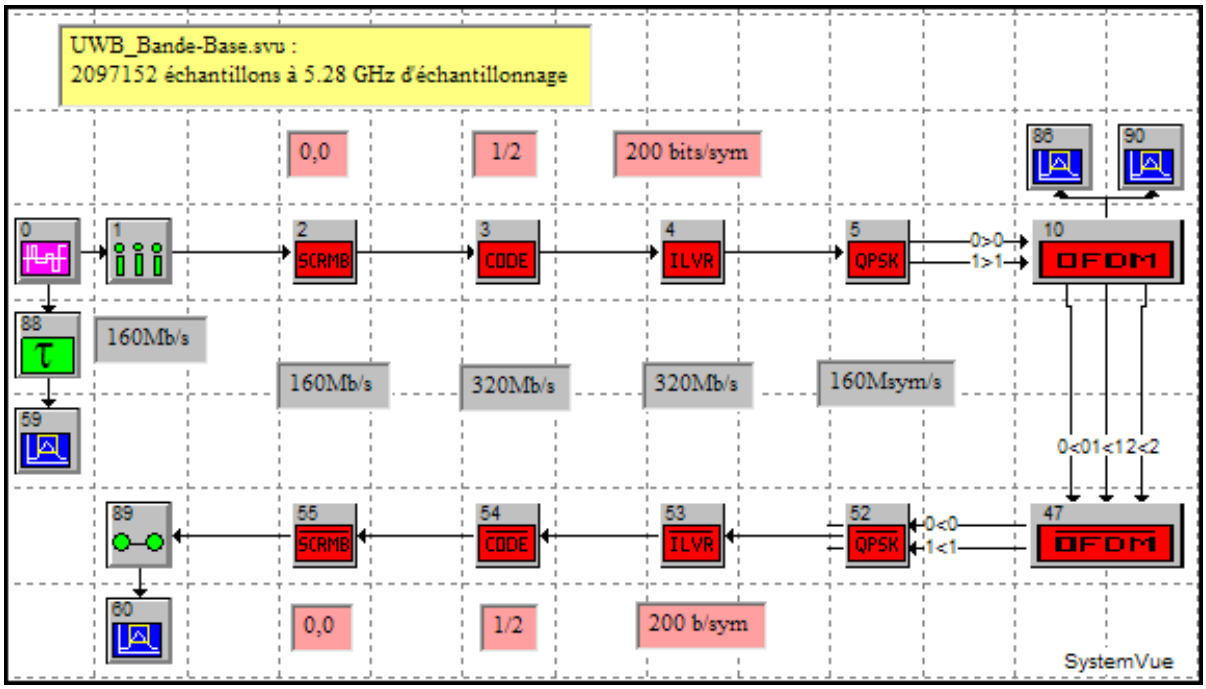


Figure III.11 : couche physique du système MB-OFDM selon la norme IEEE P802.15-3a/541r1 [31]

Un retardateur est prévu à l'entrée du transmetteur, afin de retarder les échantillans d'entrée pour les faire coincider avec ceux reçus dans le but de vérifier leur exactitude.

III.2.2.1. Le Transmetteur

La suite de la chaîne du transmetteur, Figure III.11, est composée par les blocs suivants : échantillonneur (sampler); embrouilleur (scrambler); codeur convolutionnel; entrelaceur (interleaver); modulateur QPSK; Modulateur (OFDM). On va discuter le rôle de chaque bloc, en déterminant sa configuration et son fonctionnement.

III.2.2.1.1. L'échantillonneur

Ce bloc appartenant à la bibliothèque des opérateurs. Il échantillonne le signal d'information en choisissant une même fréquence d'échantillonnage que le signal d'entrée (110 MHz). Ainsi, le signal à la sortie de l'échantillonneur représente un échantillon par durée de bit, Figure III.11. Le but de cette opération est l'adaptation du signal transmis avec le bloc «embrouilleur», qui exige 1 échantillon représentatif par bit.

III.2.2.1.2. L'embrouilleur (scrambler)

La plupart des systèmes sans fil utilisent l'embrouilleur. Son rôle principal est d'exclure de la transmission, les longues chaînes de bit, 1 ou 0. L'embrouillage se fait avec l'opération d'addition modulo2 *(XOR),* appliquée sur les bits de données selon la séquence pseudo aléatoire générée par le polynôme [30] :

$$G(D) = 1 \oplus D^{14} \oplus D^{15}$$

Où D représente une opération de retard, par exemple : pour une séquence S=10101000011, D^5 = 0000010101000011.

L'opération de retard se fait par des registres à décalages, comme l'illustre la Figure III.12.

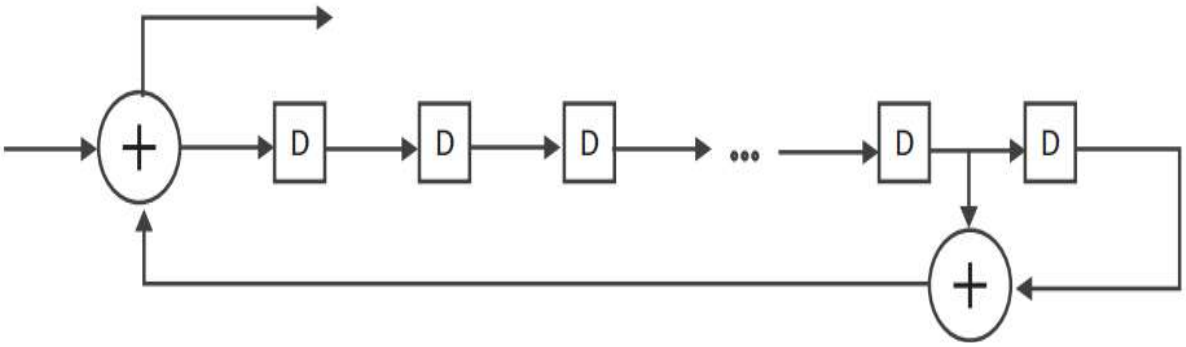


Figure III.12 : Embrouilleur MB-OFDM.

III.2.2.1.3. Le Codeur Convolutionnel

C'est un codeur correcteur d'erreurs, qui est capable de détecter si des erreurs de transmission ont eu lieu, et éventuellement les corriger. La sortie d'un codeur convolutif est de n_s bits dépendant de n_e bits de l'information courante à coder, ainsi que de l'information précédente ou état du codeur. Le débit du code est défini par le rapport

$$R = n_e/n_s < 1.$$

Le codeur introduit donc de la redondance se traduisant par une augmentation du débit d'un facteur 1/R entre l'entrée et la sortie du codeur. En réception, le décodage s'effectue suivant l'algorithme de Viterbi. Dans notre système simulé, le paramètre de configuration de bloc du codeur est: R=1/2. Pour R=1/2, il est clair que le débit binaire après passage du signal

d'information dans le codeur, va être multiplié par 2, on passe donc de la valeur 160 à la valeur 320 Mbit/s.



Figure III.13 : configuration du bloc codeur MB-OFDM.

III.2.2.1.4. L'entrelaceur (Interleaver)

Ce bloc situé habituellement après le codeur convolutionnel est appelé donc, entrelaceur convolutionnel. Son principe est de modifier l'ordre de transmission des bits codés de manière à éloigner au maximum les bits consécutifs de sorte à assurer une indépendance statistique entre les éléments successifs. Les erreurs après désentrelacement seront donc reparties ponctuellement, en améliorant les performances du code correcteur d'erreur en réception.

L'entrelaceur travaille en mode de temps continu. Il y a des séries de N registres à une mémoire de bit J, telle que J, 2J,…, (N-1) J. Deux commutateurs collectent un cycle de commutation d'un registre à un prochain, avec la base de bit par bit, Figure III.14.

À t= 0, les registres sont initialisés à 0. Donc, le premier bit est transmis. À t=1, les commutateurs passent au deuxième registre et donnent lecture au bit de droite, qui est un 0 (et sera par la suite ignoré dans le désentrelaceur). En même temps, le deuxième bit est écrit dans la position extrême gauche du registre. Au temps t=2, les commutateurs passent dans la troisième position et indiquent la sortie de bit de droite, qui est de nouveau un 0. Le bit 2 est écrit dans la position extrême gauche de ce registre. Ce processus continue au nième registre. Les commutateurs vont maintenant copie une sauvegarde jusqu'à la fin des registres, et le processus entier est répété (c.-à-d., le bit N+1 est transmis) [30].

Pendant que le processus continue, les bits dans les divers registres obtiennent poussés vers la droite, et sont par la suite donnés lecture dans le système.

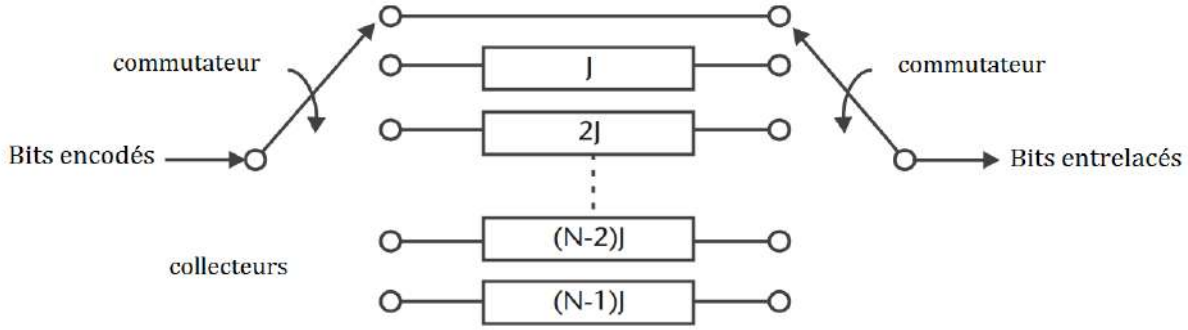


Figure III.14 : Entrelaceur convolutionnel [30].

III.2.2.1.5. Le modulateur QPSK :

Le train de bits après l'entrelacement est modulé en BPSK (*Binary phase shift keying*) ou 4-BOK (*M -ary Bi-Orthogonal Keying*), et scindé en sorties, I (en phase) et Q (en quadrature).

Dans notre système, on choisit la modulation BPSK. C'est une modulation à saut de phase binaire, effectuant un changement de phase en fonction des données numériques de l'information, et pour un système UWB, la modulation s'effectue sans porteuse.

Sur un diagramme I/Q, Figure III.15, l'état I a deux valeurs différentes. Les deux emplacements signifient qu'il est possible d'envoyer un 0 ou 1 binaire.

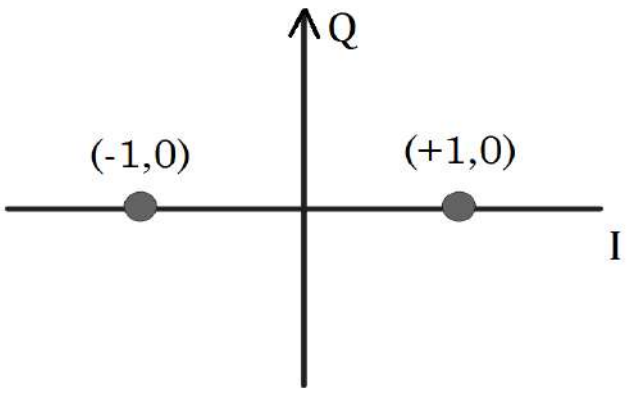


Figure III.15 : Diagramme de constellation BPSK.

La valeur de bit 0 est mise à (- 1, 0), et la valeur de bit 1 à (+1, 0). Pour la modulation BPSK seulement la sortie I est utilisée, l'autre sortie Q est utilisée pour la synchronisation au niveau du récepteur [30].

III.2.2.1.6. Modulateur OFDM:

Le modulateur OFDM est un bloc qui assure une opération multi-porteuse qui utilise un algorithme de type FFT pour la mise en œuvre. Ce type de modulation est robuste contre les évanouissements sélectifs en fréquence.

L'équation de base utilisée est :

$$Z(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2\pi j(k-N/2)t/T_u}$$

$$0 \leq t \leq Ts$$

Ou:

Les points de données d'entrée complexes sont : $C_k = C_{kr} + jC_{ki}$

Le temps de porteuse utile est : $T = Ts - \Delta$

Chaque terme C_k dans la somme module une porteuse, à une fréquence qui est un multiple de 1/Tu.

Le système fonctionne sur une base, bloc par bloc.

Parce que SystemView est un simulateur discret dans le temps, la variable temps continu doit être évaluée en multiples de certains taux d'échantillonnage de base :

$$f_o = N/Tu.$$

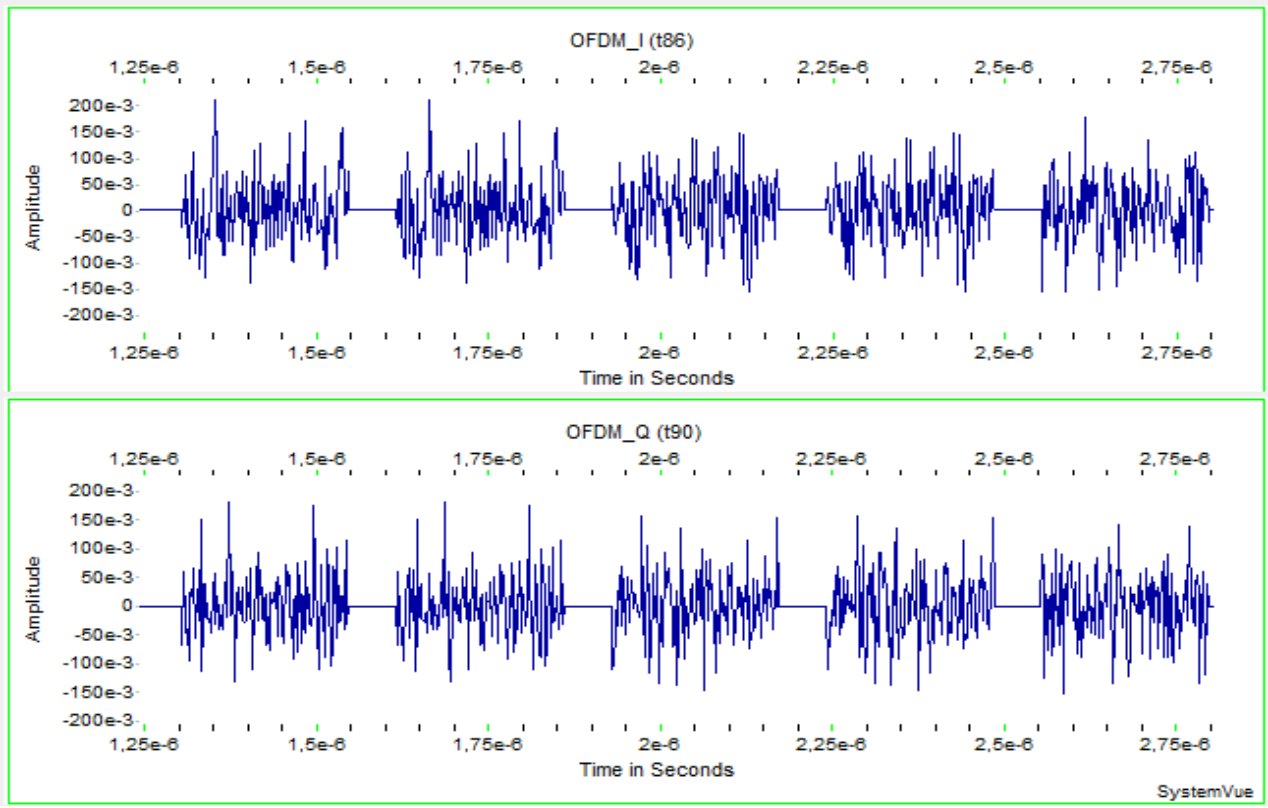
Le modulateur OFDM traite des symboles MB-OFDM de 200 bits chacun (venant sous forme de paires I, Q du modulateur QPSK) sous un débit binaire de 160 Mbps. La durée de symbole est donc Ts = 200 / 160M = 1250 ns. Mais comme mentionné dans le tableau III.1 [27], un étalement temporel s'effectue et consiste à retransmettre un symbole MB-OFDM (par paire I et Q).

Puisque I et Q sont traités en parallèle, le débit réel est 320Mbps. En tenant en compte de la transmission double d'un symbole par étalement temporel [27], la durée de symbole effective devient comme indiquée dans le tableau III.1 dans [27], soit Ts = 100 / 320M = 312.5 ns.

On rappelle que la modulation OFDM divise la bande du signal de 528MHz sur 128 sous-porteuses à largeur de canal chacun de $\Delta f = 528 / 128 = 4.125$MHz. Les symboles MB-OFDM issus du modulateur OFDM, Figure III.16, sont bien séparés par des durées de suffixe du type zero-padding de 70ns, et chaque symbole dure environ 242ns ($1/\Delta f = 1 / 4.125$MHz), comme mentionné dans le tableau III.1 [27]. Les mesures statistiques de systemevue donnent pour les symboles de la voie I, une tension RMS de 56mV et pour les symboles de la voie Q, une tension RMS de 51mV. Ainsi, les énergies moyennes des symboles pour chaque voies sont : $Eb=56^2$ x 312.5ns = 980pJ pour la voie I, et $Eb=51^2$ x 312.5ns = 813pJ pour la voie Q. L'énergie moyenne totale est de 896.5pJ correspondant à une puissance de 4.6 dBm (2.87mW).

La sortie booléenne du modulateur permet l'identification d'un échantillon (I, Q) lorsque le canal retarde cet échantillon.

Le désétalement temporel fait la moyenne du symbole dupliqué dans (I, Q), avant d'entreprendre la démodulation du symbole MB-OFDM. Les sous-porteuses pilotes et de garde sont écartées et la sortie de données est dirigée vers le démodulateur QPSK.



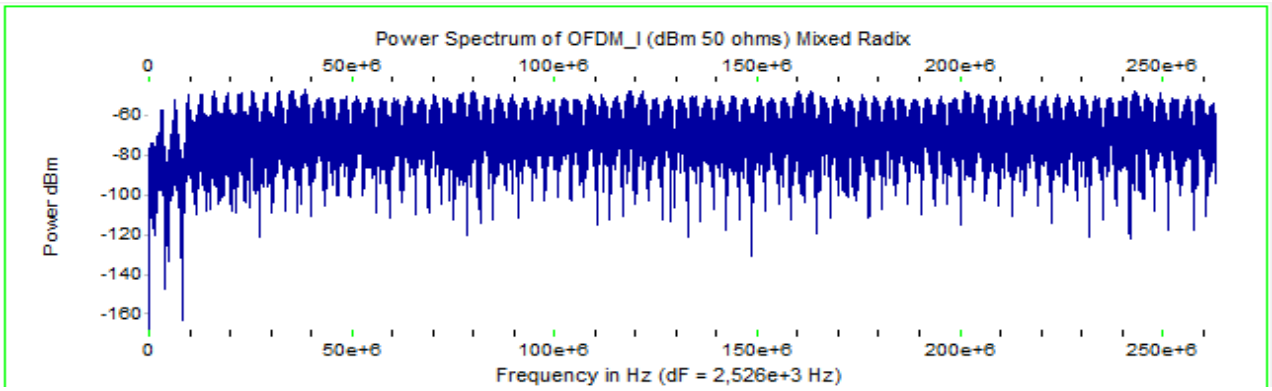


Figure III.16 : symboles I & Q du modulateur OFDM avec PSD de la voie I

Nous avons préféré augmenter encore le nombre des échantillons de l'horloge système avec plus de quatre Millions (4194304) traités, afin de doubler la résolution spectrale, ΔF = 1.25kHz (au lieu de 2.5kHz initiale). La densité spectrale de puissance du signal OFDM de la voie I est illustrée en bas de la Figure III.16. On y observe un spectre d'une longueur de 264MHz qui est la moitié de la largeur de bande du signal modulé en bande de base. Elle constitue donc une fréquence de Nyquist pour le traitement ultérieur dans la section RF qui assure une modulation en quadrature ou un changement élévateur de fréquence du signal à transmettre.

La Figure III.16 compte 82 sous-bandes. Comme mentionné en haut, la durée de symbole effective est de 312.5ns (ceci, après avoir rajouté la durée du suffixe T_{zps} à la durée utile du symbole [27] afin d'éliminer l'ISI), soit une fréquence symbole de 3.2MHz [27] (au lieu de 4.125MHz correspondante à la durée utile du symbole). Ce qui donne bien un nombre de 264MHz / 3.2MHz = 82 sous-canal ou sous-bande.

Le retard de réception est mesuré par intercorrélation entre les données d'émission et celles de réception, τ = 2.6875µs. Les données émises retardées sont bien superposées à celles reçues dans le but de leur vérification, Figure III.17.

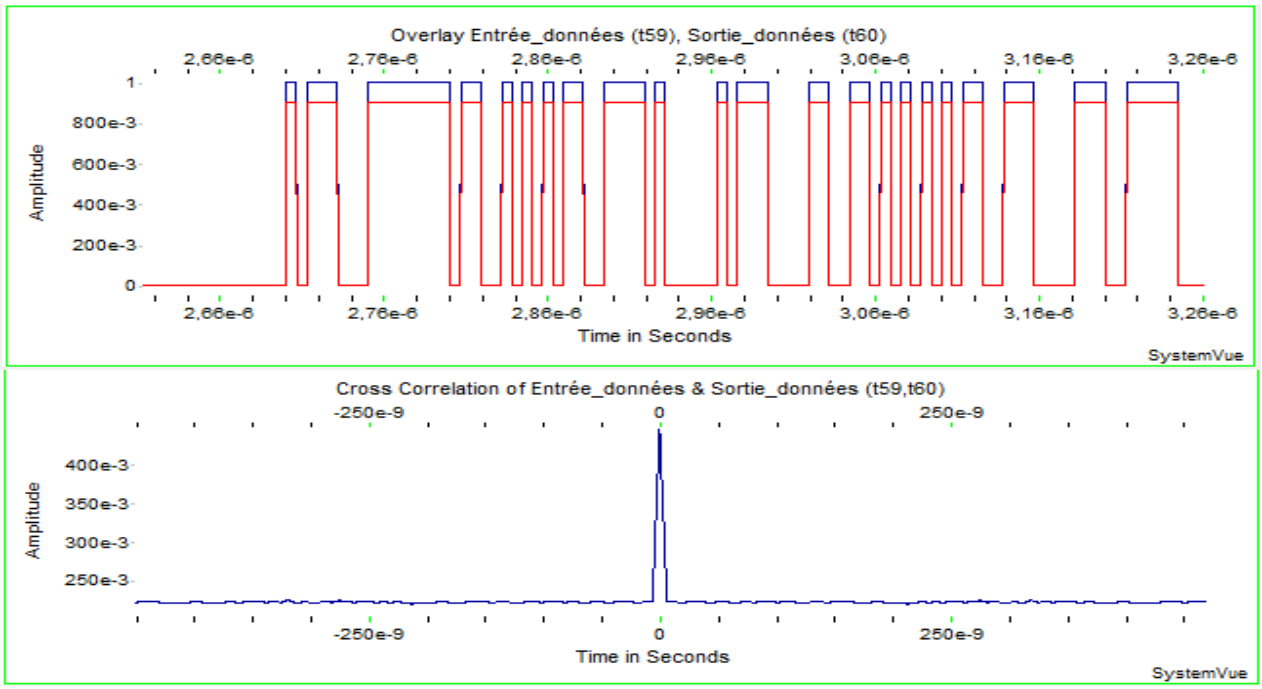


Figure III.17 : superposition des données binaires transmis et reçus
après compensation du retard par intercorrélation

III.2.2.2. Récepteur :

La partie basse dans la Figure III.11, montre la chaîne de réception du système MB-UWB simulé en bande de base. Les blocs sont issus de la bibliothèque UWB : Démodulateur OFDM ; Démodulateur ; Désentrelaceur (Deinterleaver) ; Décodeur ; et Désembrouilleur (Descrambler), signifient les opérations inverses de celles réalisées au niveau du transmetteur, avec les même configurations.

III.2.2.3. BER du système MB-OFDM en Bande de Base avec et sans blocs de codage

Dans ce qui suit, on dresse un banc de mesure du BER. Dans la Figure III.18, le système visé est celui réalisé en Figure III.11, donc avec les différentes techniques de codage : embrouilleur, codeur convolutionnel, et entrelaceur. Dans la Figure III.19, ces techniques de codage ont été supprimées pour se rendre compte de leur utilité et importance. Les retards de réception à compenser ont été mesurés en termes de nombre d'échantillons. Ainsi, un retard de réception de 430 échantillons est mesuré en Figure III.18, tandis qu'un retard de 400 échantillons est relevé

dans la Figure III.19. On choisit un nombre de quatre boucles dans l'horloge système afin de mesurer quatre probabilités d'erreur sur le tracé du BER. Au menu « Tokens », on utilise la fonction «select new variable token» pour faire ouvrir une fenêtre de dialogue après sélection du composant « Gain » dans le schéma bloc du système. Dans le champ « select parameter value », on fait rentrer successivement les valeurs à assigner au gain pour chaque numéro de boucle. On configure donc les pas suivants : 0dB (boucle 1), -28dB (boucle 2), -29dB (boucle 3), et -30dB (boucle 4). Afin de commencer depuis un SNR de 0dB, il faut initialiser la PSD de bruit avec la même valeur que l'énergie moyenne de symbole mesurée depuis les statistiques menées sur le signal OFDM de la Figure III.16, soit N_o = 980pW/Hz pour la voie I, et N_o = 813pW/Hz pour la voie Q dans chaque Figure III.18 et III.14.

D'autre part, pour atteindre une valeur de l'ordre de 10^{-4} sur le tracé du BER, un nombre minimal de 10^5 bits d'essai est requis afin que les mesures soient statistiquement significatives. Le temps de simulation à reporter dans l'horloge système devient alors 10^5 fois la durée de bit (où T_b = 1 / 160MHz = 6.25ns), soit T_{simu} = 625µs. Les probabilités d'erreur mesurées des deux cas de figure, sans et avec techniques de codage, sont reportées sur la Figure III.20.

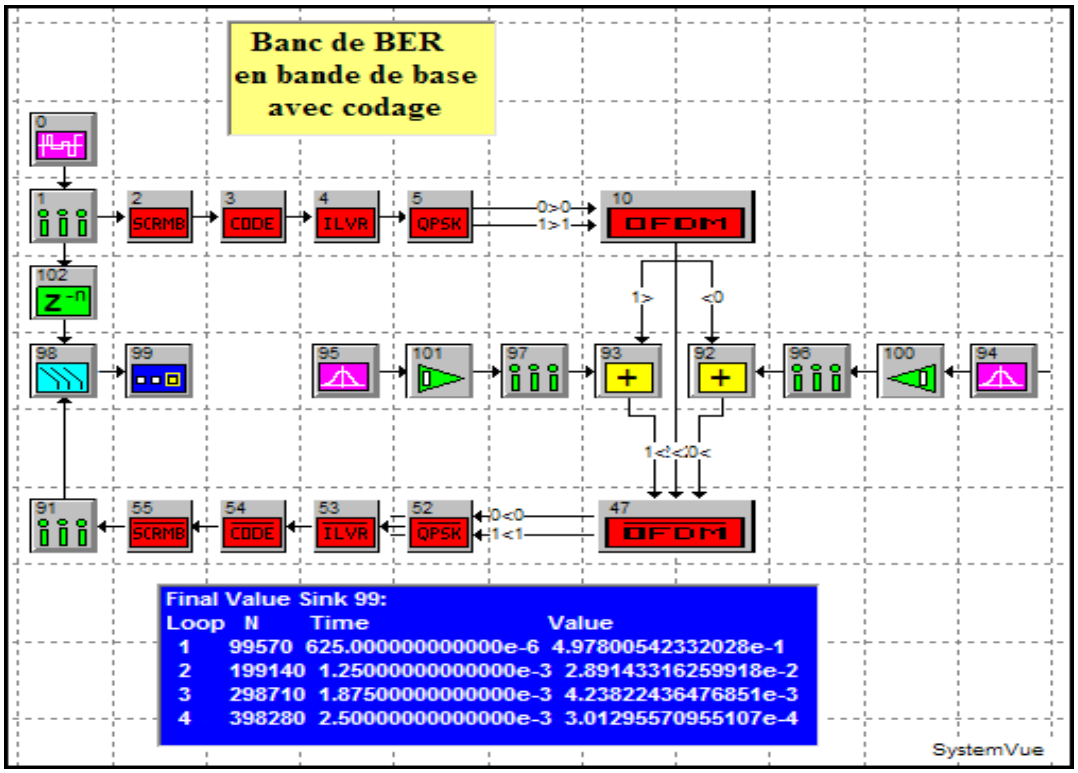


Figure III.18 : Banc de BER du système de la Figure III.11 avec blocs de codage

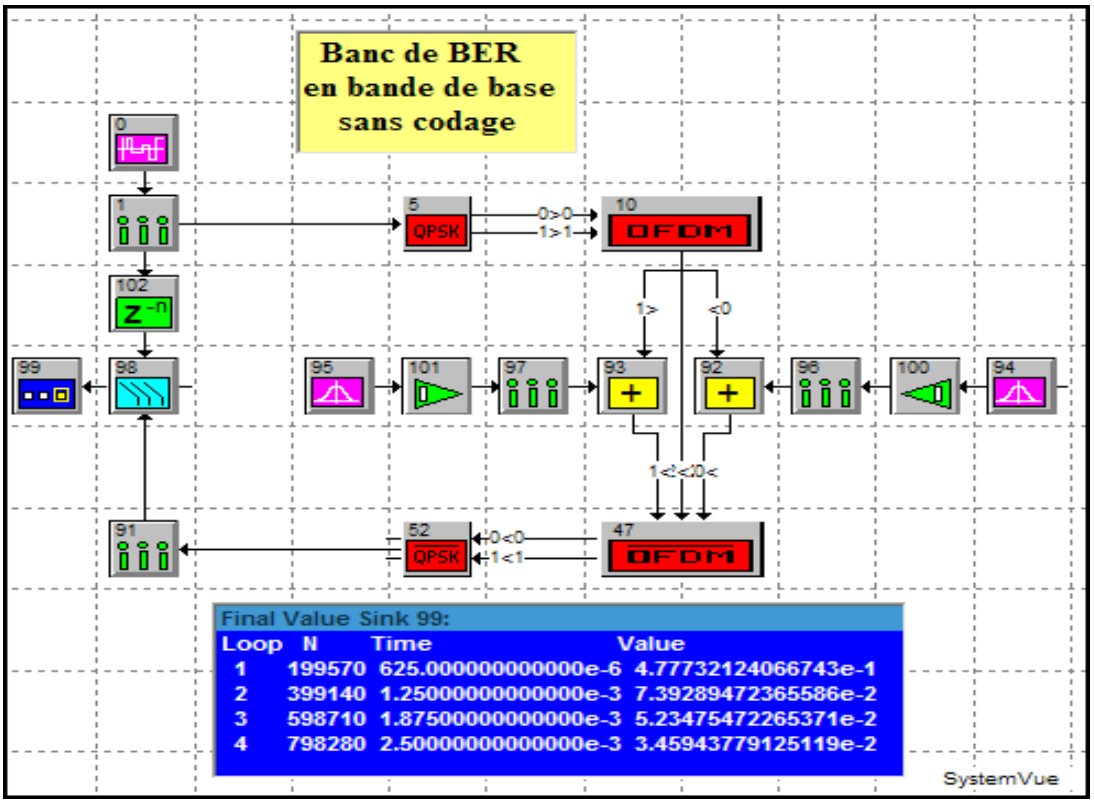


Figure III.19 : Banc de BER du système de la Figure III.11 sans blocs de codage

Les tracés superposés du BER des deux systèmes OFDM, sans et avec techniques de codage, ont été confiés à Matlab, dont le code est le suivant :

```
% BER en bande de base (avec et sans codage)
semilogy([0 28 29 30],[0. 2.9e-2 4.24e-3 3e-4],'bo-',          % avec codage
         [0 28 29 30],[0.47 7.39e-2 5.235e-2 3.46e-2],'r*-');  % sans codage
xlabel('Eb/No en dB');
ylabel('Probabilité d''erreur');
```

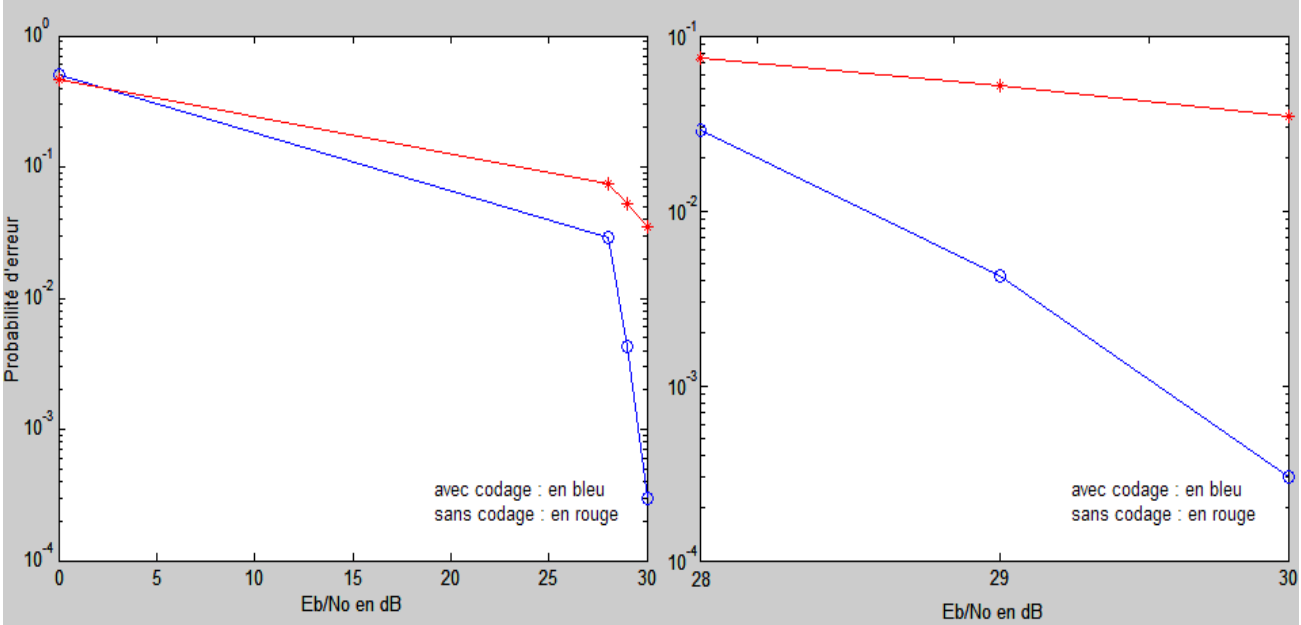


Figure III.20 : tracés du BER superposés, sur 4 points à gauche et zone d'intérêt à droite

Ce n'est qu'après un SNR de 25dB (ou une puissance de 4.6 + 25 = 29.6 dBm, soit 0.9W) que la probabilité d'erreur s'améliore. Dans le cas avec codage, elle décroît de 10^{-2} à 10^{-4} en augmentant le SNR de 3dB uniquement. Alors qu'en absence de codage, ces 3 dB supplémentaires en SNR n'apportent qu'une faible réduction de la probabilité d'erreur, d'un ordre 10^{-1} à l'ordre 10^{-2}.

III.2.3. Simulation du système MB-OFDM en RF

III.2.3.1. Transmission de la bande 1 du groupe 1 de la norme ECMA-368

III.2.3.1.1. Simulation du Système MB-OFDM en utilisant de filtre égaliseur en réception

Nous nous sommes inspiré de la section RF développée dans [31], dont maints changements et améliorations ont été apportés, Figure III.21. Les parties précédentes de traitement en bande de base propres au transmetteur et récepteur de la Figure III.11 ont été rassemblées dans un seul composant appelé métasystème.

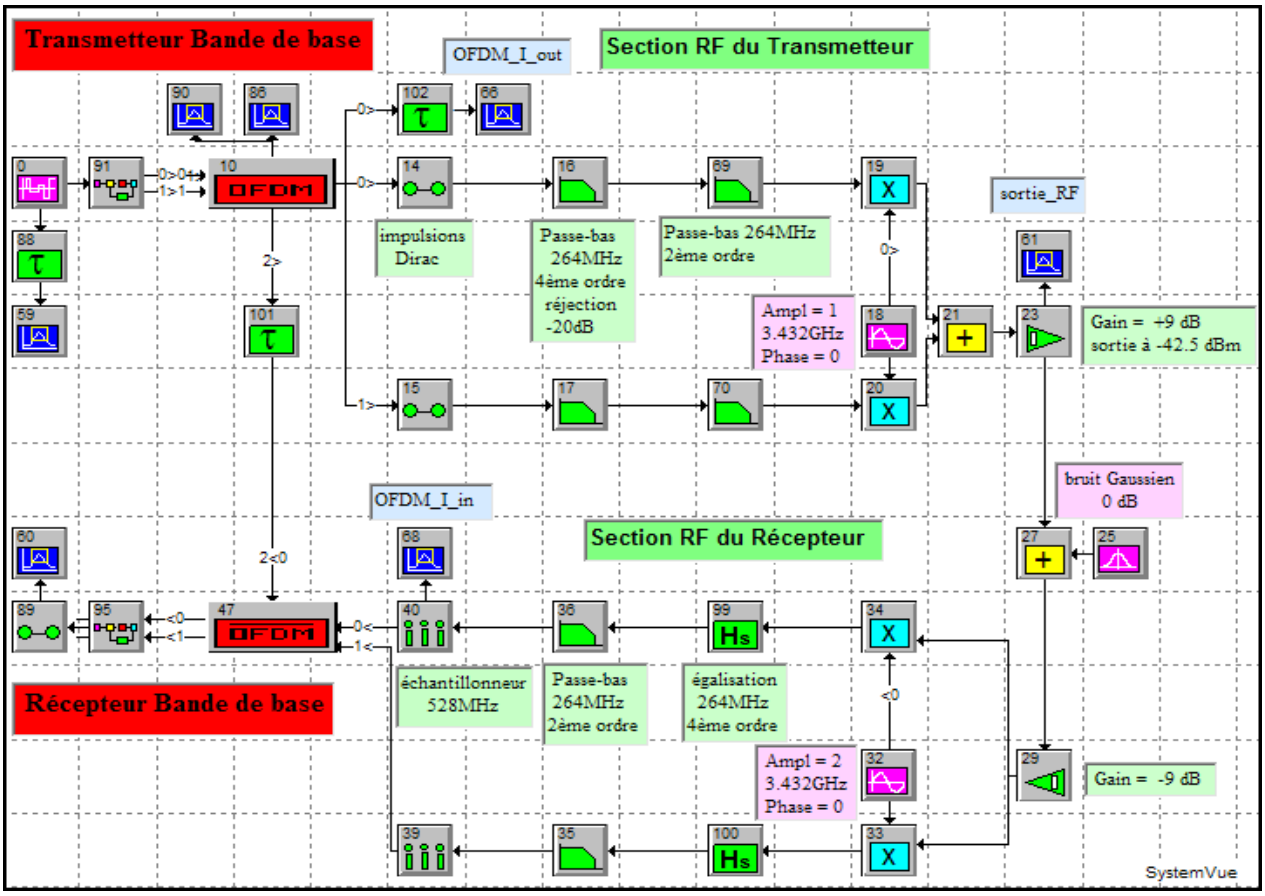


Figure III.21 : sections RF du transmetteur-récepteur UWB en prolongement du traitement MB-OFDM en bande de base

Pour le groupe 1 allant de 3.168GHz à 4.752GHz, l'horloge système sera fixée sur 10 x 4.752GHz = 47.52GHZ avec plus d'un Million d'échantillons. La bande 1 du groupe 1, débute quant à elle, de 3.168GHz à 3.696GHz et elle est centrée sur 3.432GHz [27][29]. C'est cette bande uniquement qu'on s'intéresse ici à transmettre.

Dans la partie du transmetteur, le seul filtre dans systemVue pouvant lui fixer d'avance sa zone de réjection est le filtre elliptique. Cette zone selon la norme doit être fixée à -20dB, Figure III.22. La fréquence de coupure étant celle de Nyquist pour une bande donnée, c'est-à-dire 264MHz à -3 dB. Ceci, permettra d'utiliser le filtre elliptique en tant que filtre d'anti-recouvrement, qu'on choisit d'ordre assez élevé, soit 4. SystemVue nous renseigne sur sa fonction de transfert une fois configuré :

$$\frac{363.4397\,10^{-21}P^2+1.283166}{363.4397\,10^{-21}P^2+84.4754\,10^{-12}P+976.4096\,10^{-3}}\cdot\frac{36.42386\,10^{-21}P^2+462.4031\,10^{-3}}{363.4397\,10^{-21}P^2+576.5784\,10^{-12}P+643.682\,10^{-3}}$$



Figure III.22 : diagramme d'amplitude du filtre d'antirecouvrement

Le filtre elliptique est excité par des impulsions dirac en utilisant le composant « Hold » configuré avec la caractéristique Hold value = zero, avec une amplitude « amp » qui reste à déterminer. Afin de conserver le niveau du signal d'entrée transitant dans la bande passante du filtre, on choisit comme amplitude de sortie du filtre, A=1V. Le pic théorique de la sortie impulsionnelle du filtre étant calculé par systemVue, pic = 498.10^6, une relation fournie par systemVue permet de tirer l'amplitude des impulsions dirac d'excitation du filtre : amp / A = Fs / pic, soit amp = $47{,}52.10^9 / 498.10^6 = 95.4$.

Le filtre elliptique s'avère insuffisant puisque sa sortie laisse passer des pics parasites, Figure III.23.

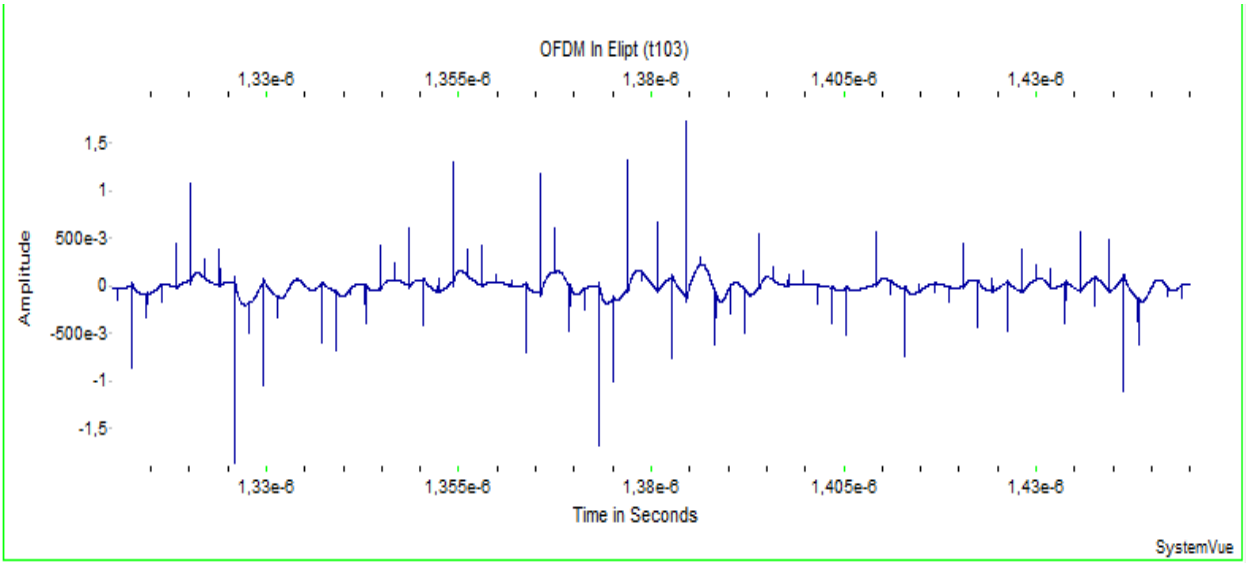


Figure III.23 : un symbole MB-OFDM parasité en sortie du filtre elliptique

Nous utilisons en addition, un filtre passe-bas du deuxième ordre de même fréquence de coupure 264MHz, Figure III.21. Ce qui n'altère pas trop la réjection à -20dB du filtre elliptique. Une réponse la plus plate est souhaitée en bande passante, ce qui nous permet de sélectionner un filtre de type Butterworth, Figure III.24.

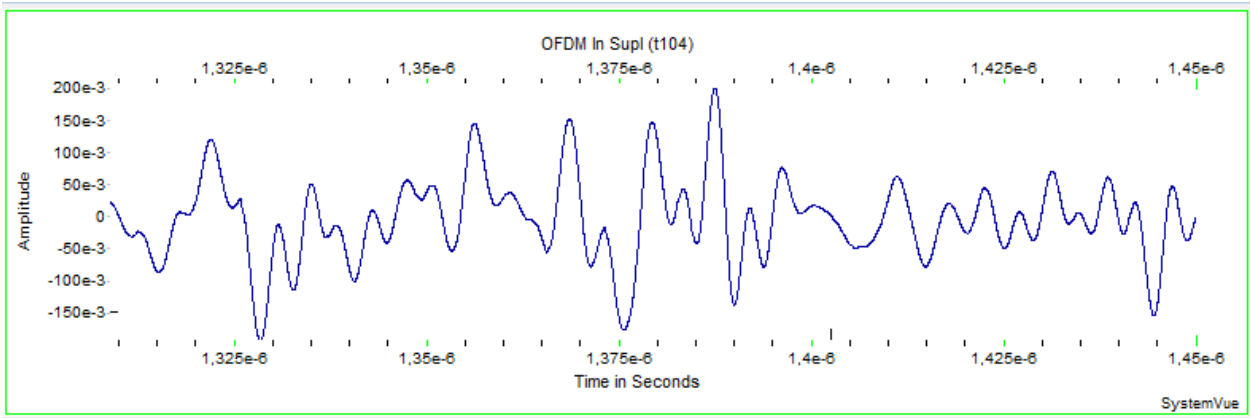


Figure III.24 : le même symbole MB-OFDM de la Figure III.20 en sortie du filtre supplémentaire

Selon [29], la fréquence centrale de la première bande du groupe 1 est 3.432GHz, qu'on choisit pour notre mélangeur de sortie.

Le circuit RF de sortie du transmetteur est un modulateur en quadrature qui peut être assimilé à un double mélangeur élévateur de fréquence, dont l'oscillateur local délivre deux porteuses orthogonales calées sur 3.432GHz, Figure III.21. En mesurant un spectre plafonné à environ -51.5 dB, il faut utiliser une amplification de 9 dB pour la ramener à la norme de -42.5 dB.

Le signal RF est une suite de symboles dont les mesures statistiques faites par systemVue en donnent 0.1413V comme tension efficace, Figure III.25.

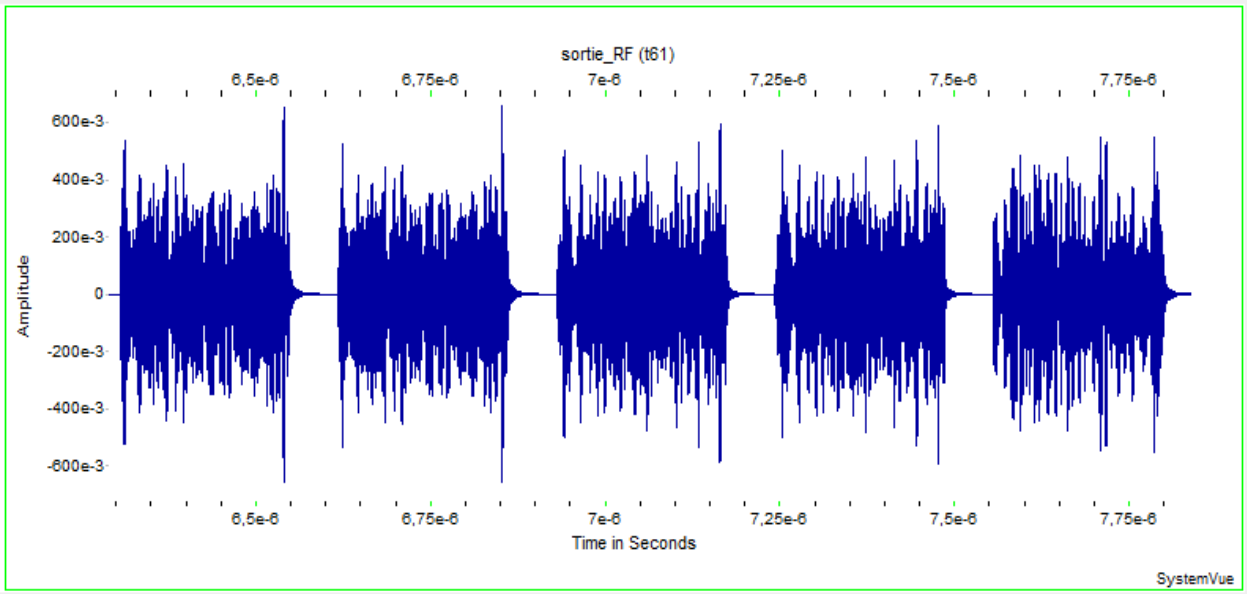


Figure III.25 : symboles RF de la modulation en quadrature des symboles MB-OFDM

La durée totale de symbole (y compris la durée T_{zps} du suffixe) étant bien de 312.5ns [27], l'énergie moyenne par symbole est donc $V_{eff}^2 xTs$ = $(0.1413V)^2$ x 312.5ns = 6.24nJ, correspondant à une puissance de 13 dBm (20mW).

Le spectre de sortie est centrée autour de la porteuse supprimée de 3.432GHz, Figure III.26, avec une bande de 528MHz (mesurée sur le tracé moyen à 500 échantillons) qui est bien la largeur de la bande 1 du groupe 1. Cette bande utile est séparée du reste de la bande par une réjection de plus de -40dB.

Comme la bande de base est de largeur 528MHz, on s'attend à ce que le type de modulation employée qui est du type DSB à porteuse supprimée, s'élargit au double de la bande de base, soit 1.056 GHz. Mais celle-ci reste bornée à la bande de base de 528 MHz, car l'étalement temporel

issu du dédoublement des symboles modulants fait réduire la bande spectrale de moitié et conserve ainsi une bande de 528 MHz.

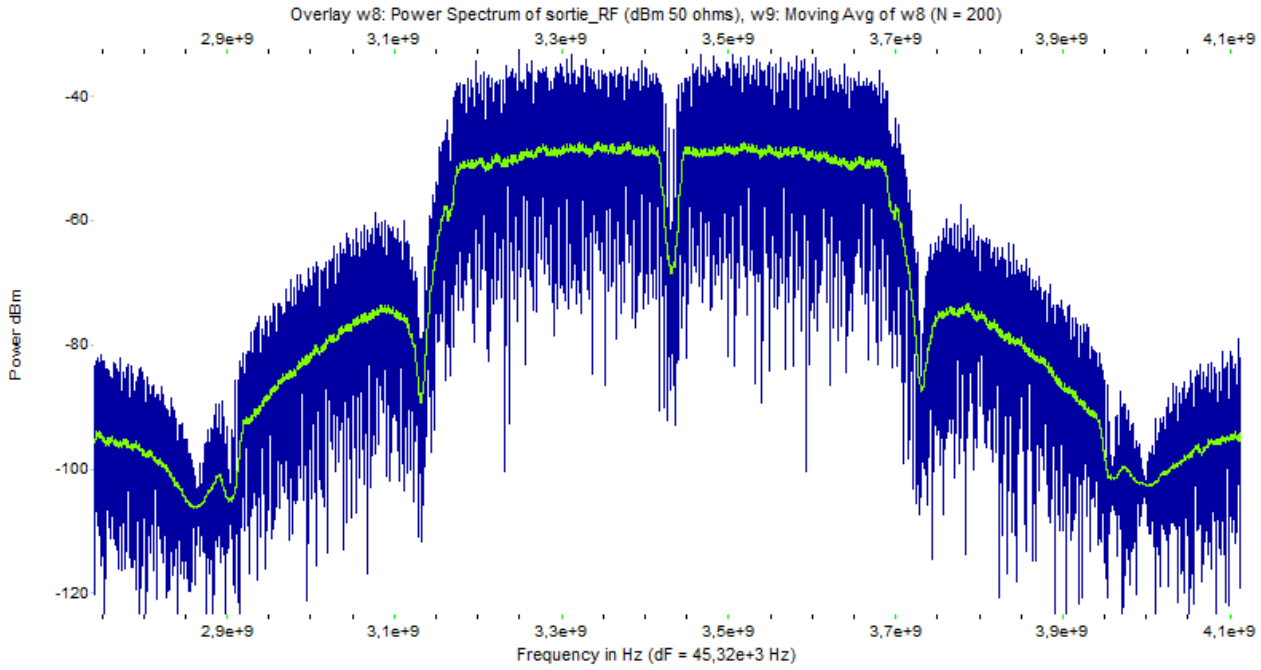


Figure III.26 : PSD du signal RF de sortie du transmetteur

Un canal gaussien est prévu mais sans bruit dans un premier temps, Figure III.21.

Un démodulateur en quadrature synchrone ou un double mélangeur abaisseur en fréquence similaire dans sa structure à celui utilisé dans le transmetteur, Figure III.21, est placé en premier étage de traitement du récepteur après le préampli HF d'entrée. L'oscillateur local se voit doublé en amplitude, afin de compenser le facteur ½ de l'expression (3.9).

Soit la fonction de transfert d'un canal à bande limitée $H(f) = A(f)\exp\left(j\psi(f)\right)$ où A(f) est la réponse d'amplitude du canal de communication et ψ(f) sa réponse de phase. Il existe alors un filtre de compensation ou d'égalisation C(f) tel que H(f).C(f) = 1. Si cette condition est vérifiée pour $|f| \leq 1/Tb$, alors A(f) et ψ(f) deviennent des constantes et l'ISI devient nul [32].

Ainsi, un filtre d'égalisation réciproque à celui elliptique de transmission est utilisé. Sa fonction de transfert est :

$$\frac{372.22\,10^{-21}P^2 + 86.516\,10^{-12}P}{283.2367\,10^{-21}P^2 + 1} \cdot \frac{564.628\,10^{-21}P^2 + 895.753\,10^{-12}P}{78.77\,10^{-21}P^2 + 1}$$

Selon son diagramme d'amplitude, Figure III.27, c'est un filtre passe-haut qui peut nuire en laissant passer du bruit.

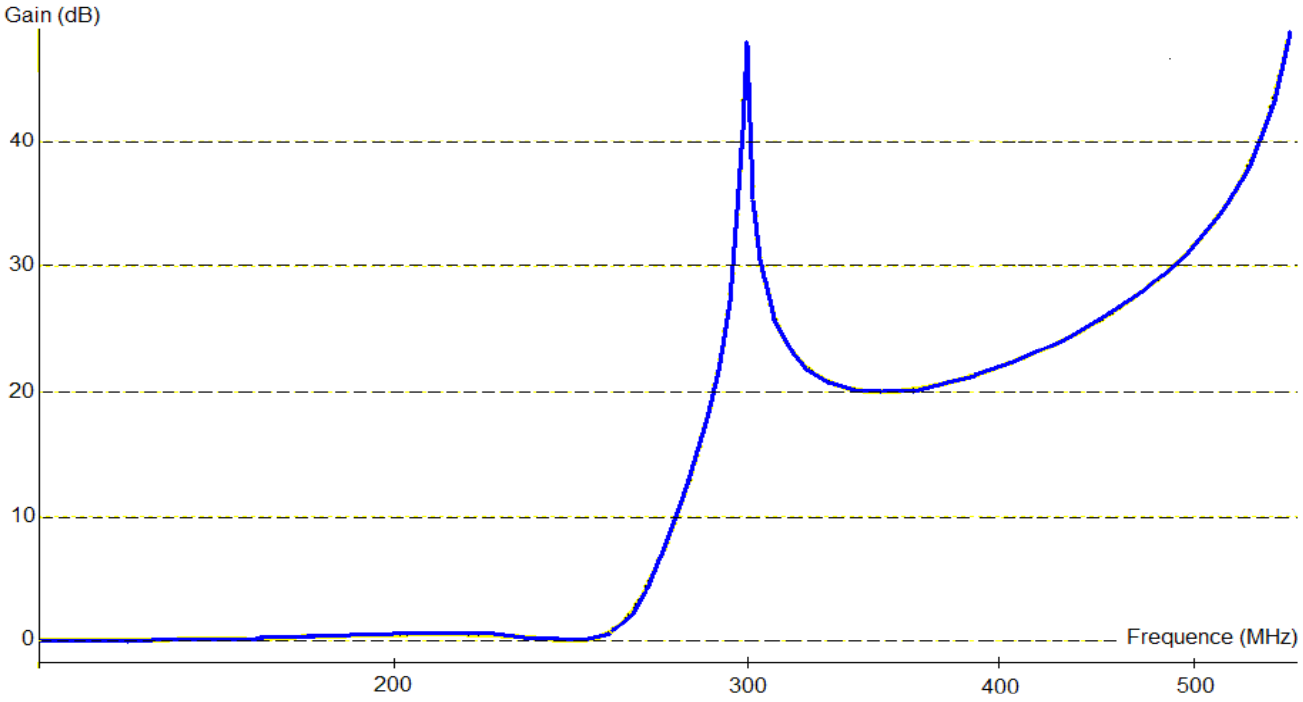


Figure III.27 : diagramme d'amplitude du filtre d'égalisation

Nous utilisons encore une fois le filtre passe-bas du deuxième ordre à fréquence de coupure 264MHz et à réponse de Butterworth à la suite du filtre elliptique, car ce dernier agit comme un filtre passe-haut et peut occasionnellement amplifier du bruit superposé au signal utile.
Un échantillonnage au même nombre de points délivré par le modulateur OFDM est réclamé en entrée du démodulateur OFDM, soit donc un échantillonnage à 528MHz.

Un retard du signal reçu à l'entrée du démodulateur OFDM est mesuré à 1.89394ns par intercorrélation entre ce signal et celui de sortie du modulateur OFDM, Figure III.28.

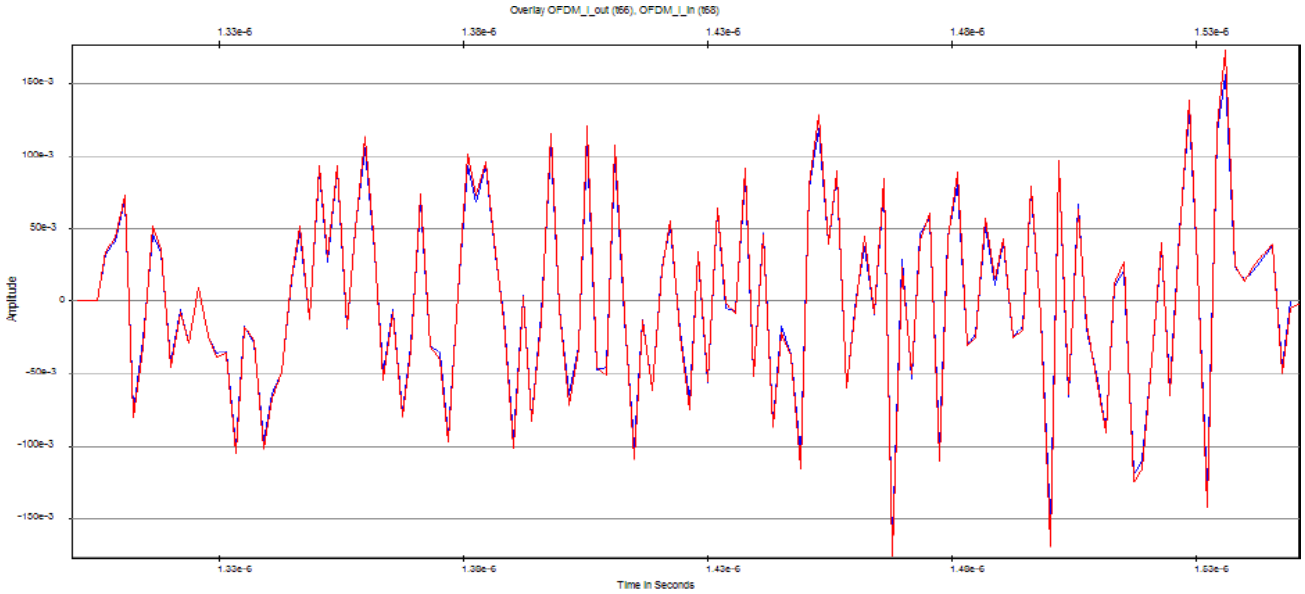


Figure III.28 : superposition parfaite du signal retardé du modulateur OFDM avec celui du démodulateur

Ce même retard est appliqué au signal logique de synchronisation réclamé par le démodulateur OFDM de la part du modulateur. La même technique de mesure par intercorrélation a permis de mesurer le retard de réception final des bits d'information dans leur bande de base, qui est de 2.6937µs. La réception est parfaite en dehors du bruit, Figure III.29.

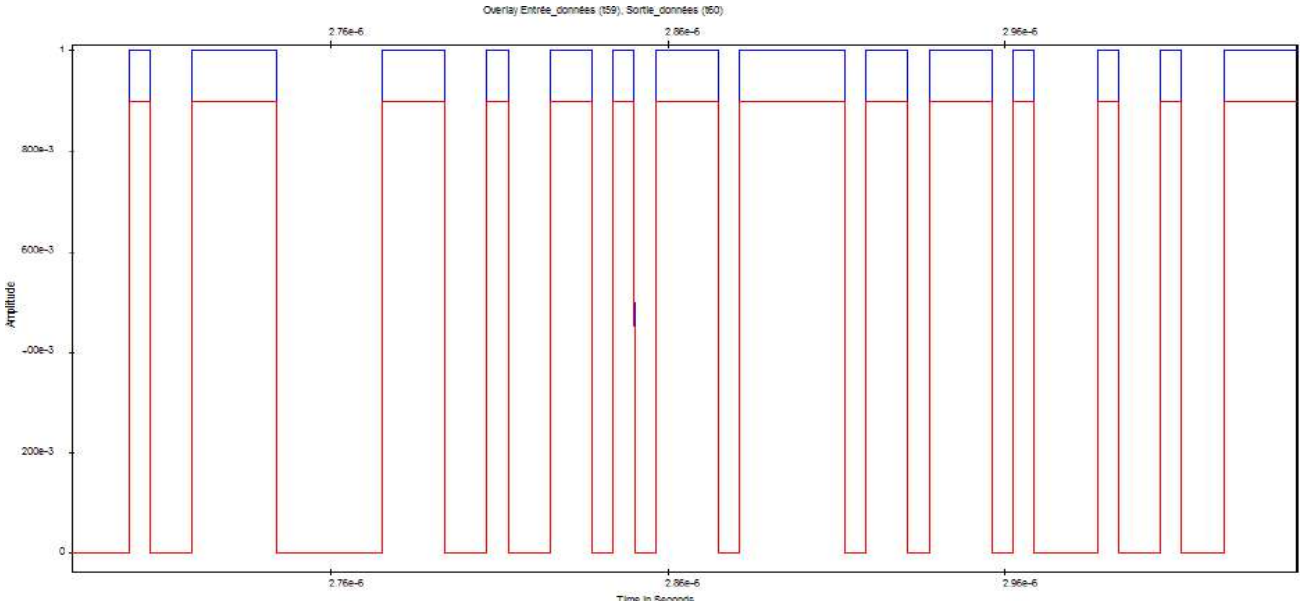


Figure III.29 : superposition des bits transmis et ceux reçus après compensation du retard

Même si le système ci-dessus a bien fonctionné sans bruit, il ne l'est plus en présence de bruit même si ce dernier est très faible. Cela est dû au filtre égaliseur qui est un passe-haut favorisant le bruit.

Pour une densité de bruit de 1pW/Hz par exemple, on constate que le signal est noyé dans le bruit amplifié par le filtre égaliseur lorsqu'il se présente à l'entrée du démodulateur OFDM, Figure III.30 et son zoom en Figure III.31 (à comparer avec la Figure III.25 sans bruit).

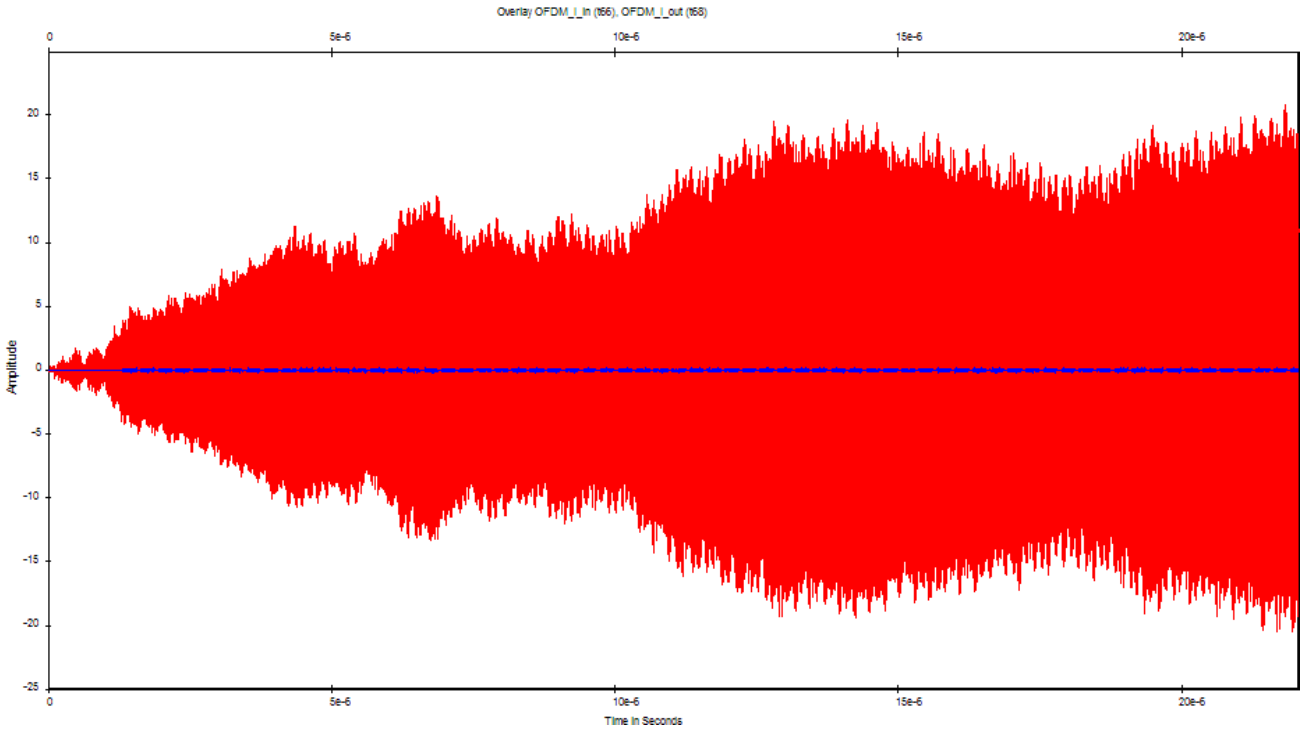


Figure III.30 : superposition du signal retardé du modulateur OFDM (en bleu) avec celui à l'entrée du démodulateur (parasité, en rouge)

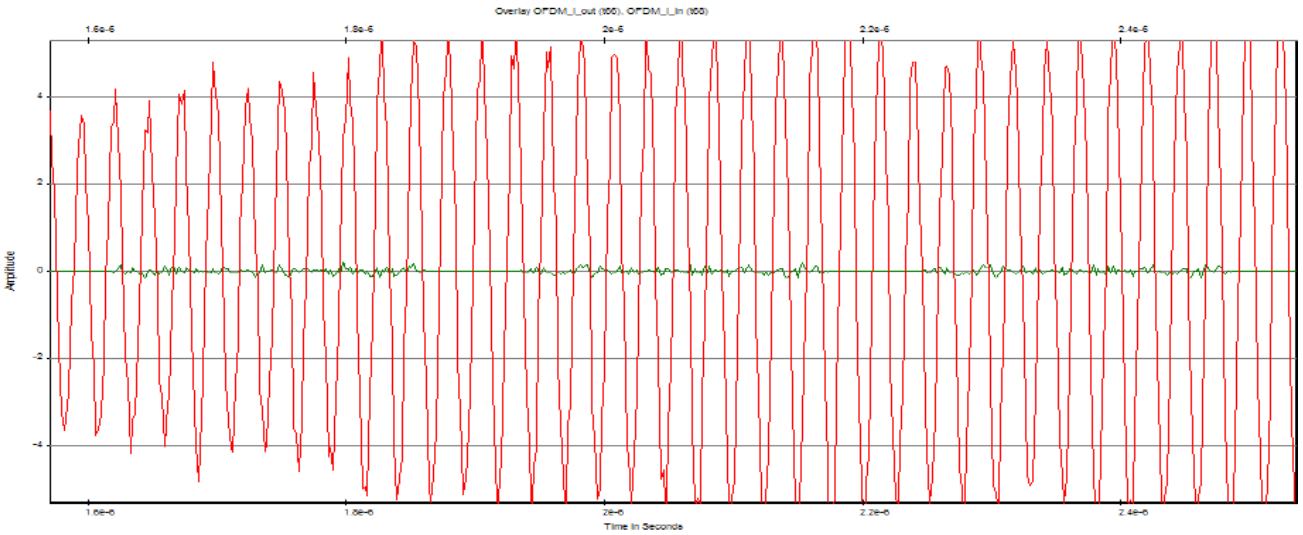


Figure III.31 : une partie zoomée de la Figure III.30

La Figure III.32 montre les bits erronés reçus en comparaison avec ceux transmis.

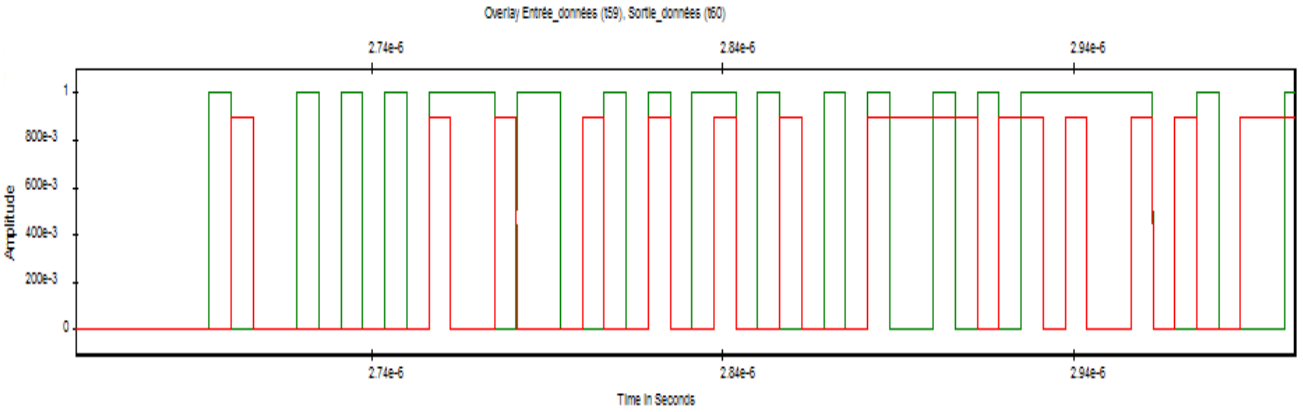


Figure III.32 : superposition des bits transmis retardés avec ceux reçus

III.2.3.1.2. Simulation du Système MB-OFDM en utilisant de filtre passe-bas en réception

Une autre solution est celle se basant uniquement sur des filtres passe-bas, les filtres passe-bande ne conviennent pas pour une si grande bande spectrale du signal (UWB). Les deux filtres passe-bas de transmission réunis sont dotés cette fois-ci d'un ordre de 7. Nous choisissons un filtre passe-bas de Butterworth en réception avec un même ordre de 7, Figure III.33.

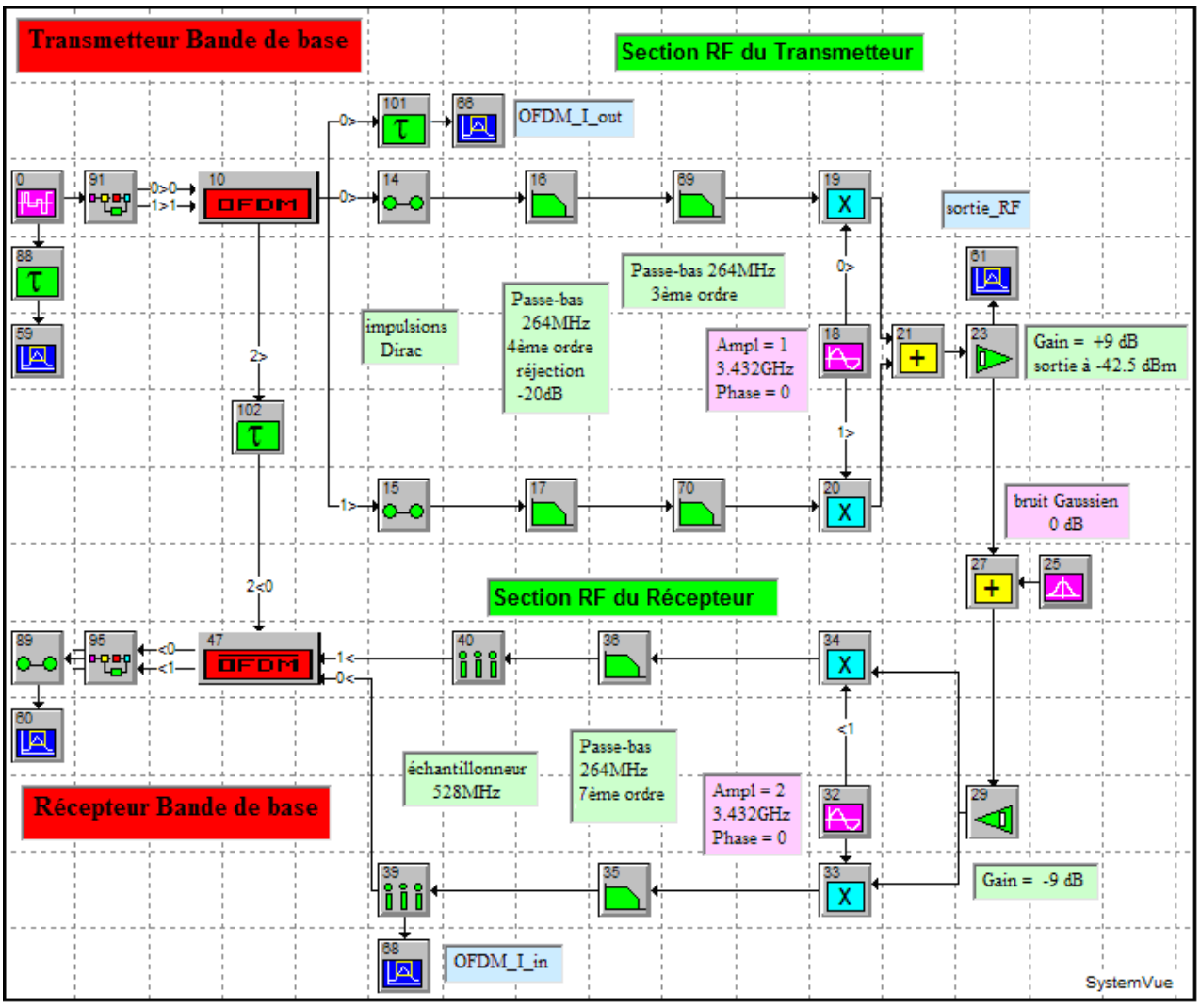


Figure III.33 : remplacement du filtre égaliseur par un filtre passe-bas en réception

Cette fois-ci, le système est meilleur que celui en Figure III.30 même en présence de bruit dix plus fort, 10pW/Hz. Les signaux à la sortie (retardée) du modulateur OFDM ainsi que ceux présents à l'entrée du démodulateur ODFM, sont illustrés en superposé dans la partie haute de la Figure III.34. On constate que le signal à l'entrée du démodulateur OFDM n'est pas noyé dans le bruit et reste acceptable une fois comparé à celui issu du modulateur OFDM.

La partie basse de la figure montre également en superposé, les bits transmis et reçus. Minimes sont les erreurs constatées entre transmission et réception.

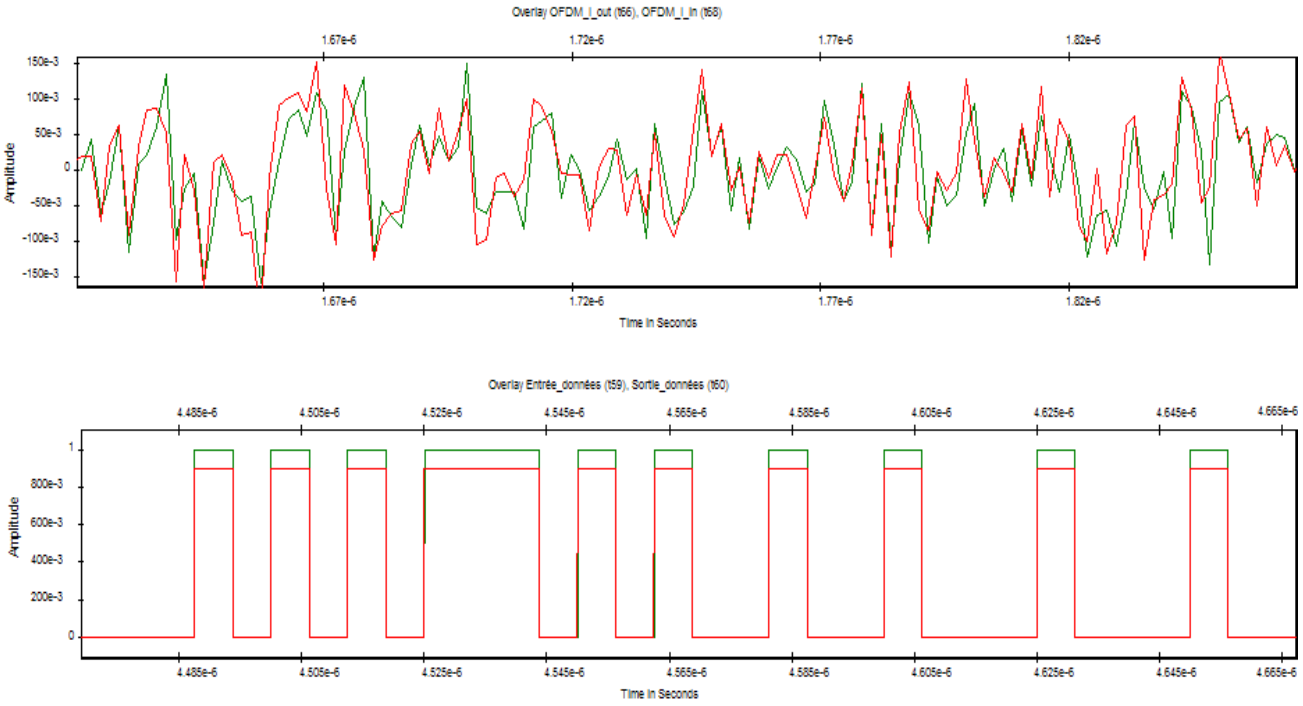


Figure III.34 : superposition des signaux sortie-modulateur et entrée-démodulateur OFDM (en haut), et celle des bits transmis et reçus (en bas)

III.2.3.1.3. BER du système MB-OFDM en RF de la bande 1 du groupe 1

Dans ce qui suit, on dresse un banc de mesure du BER du système réalisé en Figure III.33. On choisit un nombre de quatre boucles dans l'horloge système afin de mesurer quatre probabilités d'erreur sur le tracé du BER. Le composant « Gain » dans le schéma bloc du système, se voit assigner successivement les valeurs de gain pour chaque numéro de boucle.

On configure donc, 0dB (boucle 1), -25dB (boucle 2), -30dB (boucle 3), et -32dB (boucle 4). Afin de commencer depuis un SNR de 0dB, il faut initialiser la PSD de bruit avec la même valeur que l'énergie moyenne binaire mesurée en Figure III.25, soit N_o = 6.24nW/Hz. D'autre part, pour atteindre une valeur de l'ordre de 10^{-4} sur le tracé du BER, un nombre minimal de 10^5 bits d'essai est requis afin que les mesures soient statistiquement significatives. Le temps de simulation devient alors 10^5 fois la durée de bit (où T_b = 1 / 160MHz = 6.25ns), soit T_{simu} = 625µs, mais l'exécution dure en réalité 39mn à cause d'un calcul énorme portant sur 29.7 millions x 4 = 118.8 millions d'échantillons. D'où les probabilités d'erreur mesurées sur la Figure III.35. On note dans cette figure, que chacune des sections RF du transmetteur et du récepteur sont rendues compactes dans un seul composant métasystème.

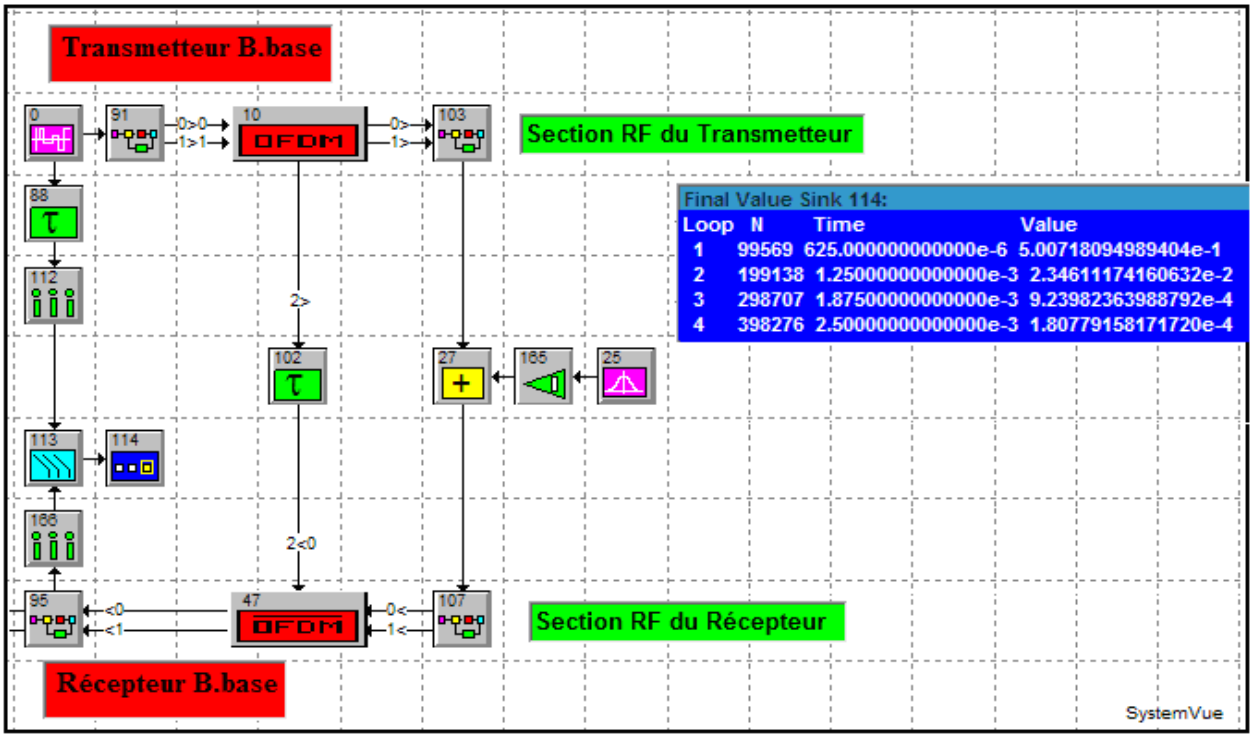


Figure III.35 : banc de mesure du BER du système de la Figure III.33

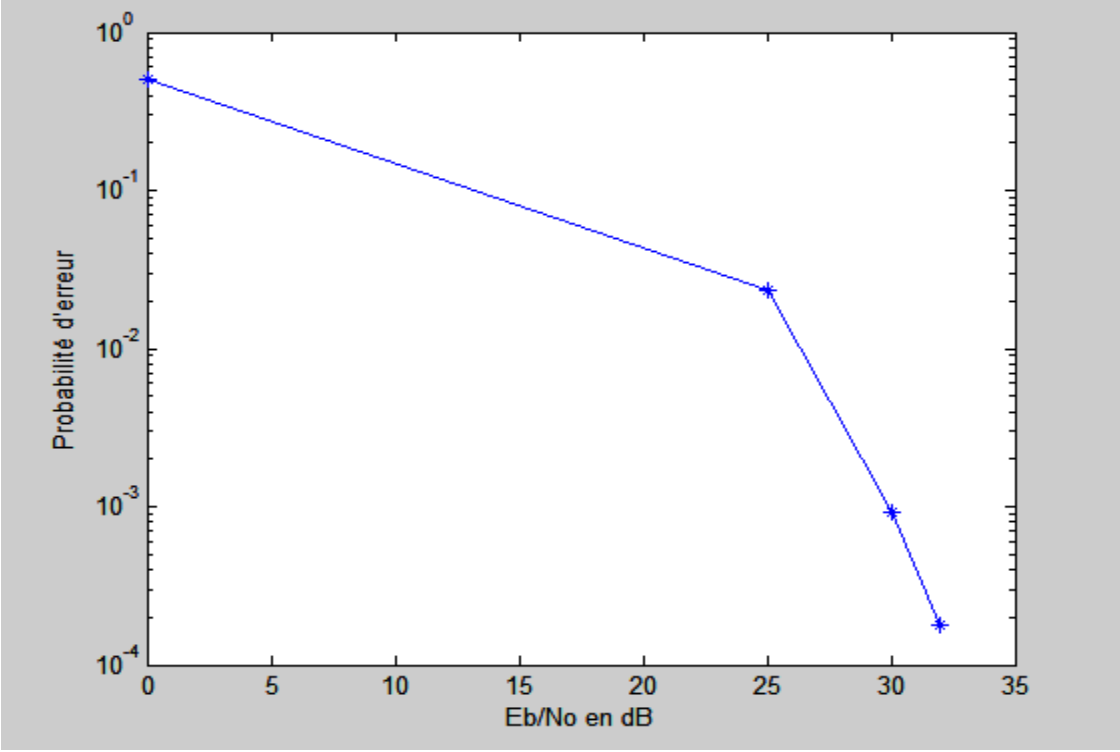


Figure III.36 : tracé de la probabilité d'erreur en fonction du SNR

Le tracé du BER, Figure III.36, a été confié à Matlab selon le code suivant :

```
semilogy([0 25 30 32],[0.5 2.346e-2 9.24e-4 1.8e-4],'bo-');
xlabel('Eb/No en dB');
ylabel('Probabilité d''erreur');
```

A partir d'un SNR de 25dB (ou une puissance de 13 + 25 = 38 dBm, soit 6.3W), la probabilité d'erreur diminue notablement. Ceci est dû à ce que l'inconvénient de la transmission UWB est la restriction d'émission à de faibles puissances, faute d'interférer avec d'autres communications voisines.

III.2.3.2.Transmission des 3 bandes du groupe 2 de la norme ECMA-368

III.2.3.2.1. Simulation du système des 3 bandes

Le groupe 2 contient la bande 4 de 4.752GHz à 5.28GHz et centrée sur 5.016GHz, la bande 5 de 5.28GHz à 5.808GHz et centrée sur 5.544GHz, et la bande 6 de 5.808GHz à 6.336 GHz et centrée sur 6.072GHz [29]. La fréquence la plus haute étant 6.336GHz, nous fixons cette fois-ci la fréquence d'horloge système de systemvue sur dix fois cette valeur, soit 63.36GHz.

L'amplitude des impulsions Dirac d'excitation du filtre elliptique devient égale à $63.36.10^9$ / 498.10^6 = 127.2.

Quatre sélecteurs d'une bande sur trois sont utilisés, Figure III.37. Deux dans le transmetteur et deux autres dans le récepteur. Chaque pair de sélecteur assure conjointement, la sélection de deux porteuses orthogonales d'une bande donnée. Pour cela, l'aiguillage est confié à un signal ternaire de contrôle.

La combinaison de 2 générateurs d'impulsions permet de générer un signal à 3 niveaux -1, 0, 1, capable de piloter les sélecteurs de bandes. La sélection d'une bande est maintenue toute la durée totale du symbole OFDM qui est de 312.5ns selon le tableau III.1 [27].

Un retard de contrôle de sélection de bande = $T_{ZPS}/2$ = 35ns pour que les transitions s'opèrent au milieu des intervalles de séparation des symboles MB-OFDM. La valeur de T_{ZPS} est tirée de [27].

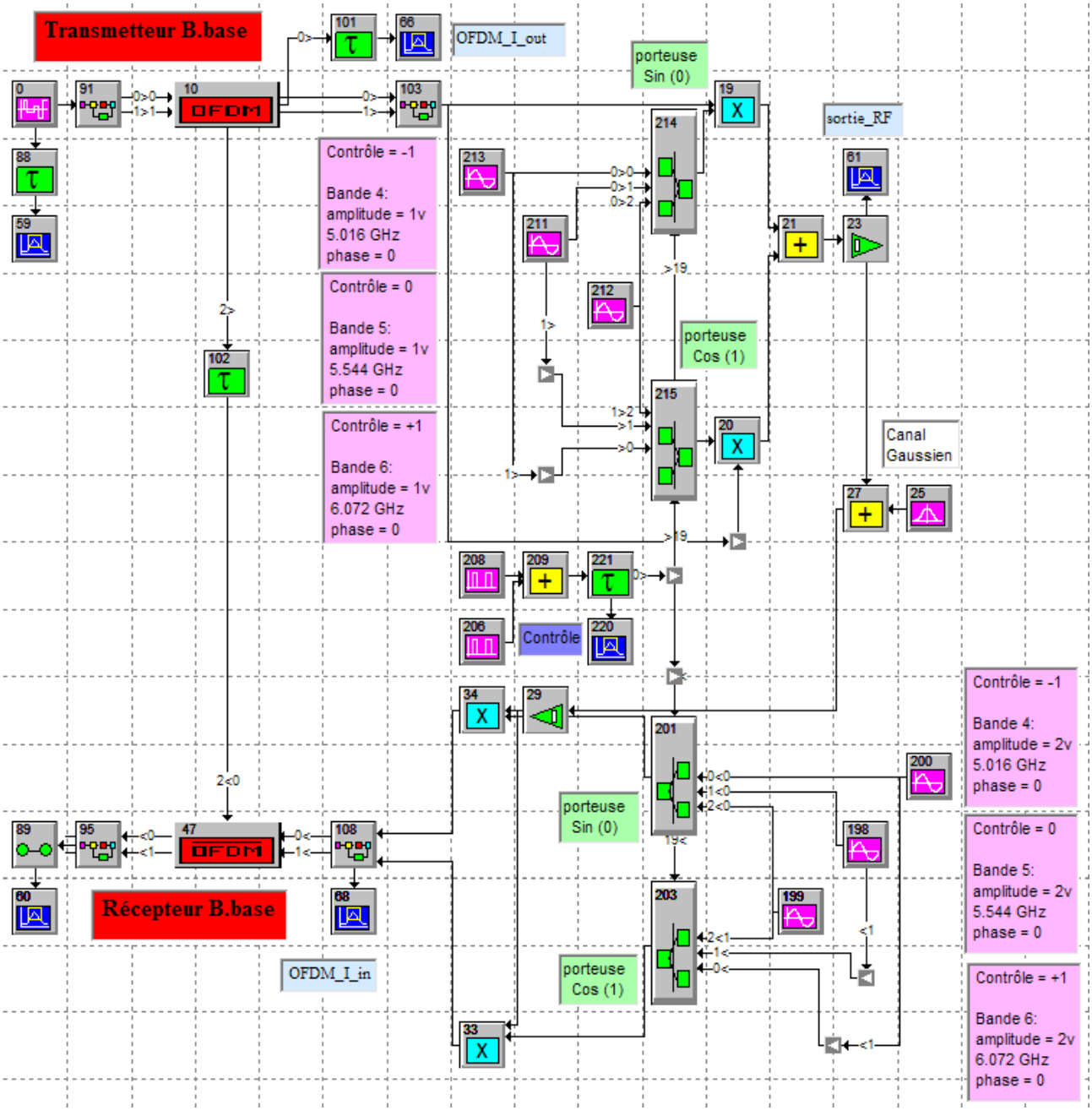


Figure III.37 : Système RF de transmission MB-OFDM des trois bandes du groupe 2

Les symboles de la sortie RF sont donnés en haut de la Figure III.38, ainsi qu'un zoom d'un seul symbole est fournie en bas de la figure. La durée totale de symbole (y compris la durée T_{zps} du suffixe) est bien de 312.5ns [27]. Les statistiques menées sur le signal RF de la Figure III.38, ont fourni une tension RMS de 0.143V. L'énergie moyenne de symbole est donc $(0.143V)^2$ x 312.5ns = 6.4nJ, correspondant à une puissance d'environ 13 dBm ou 20mW.

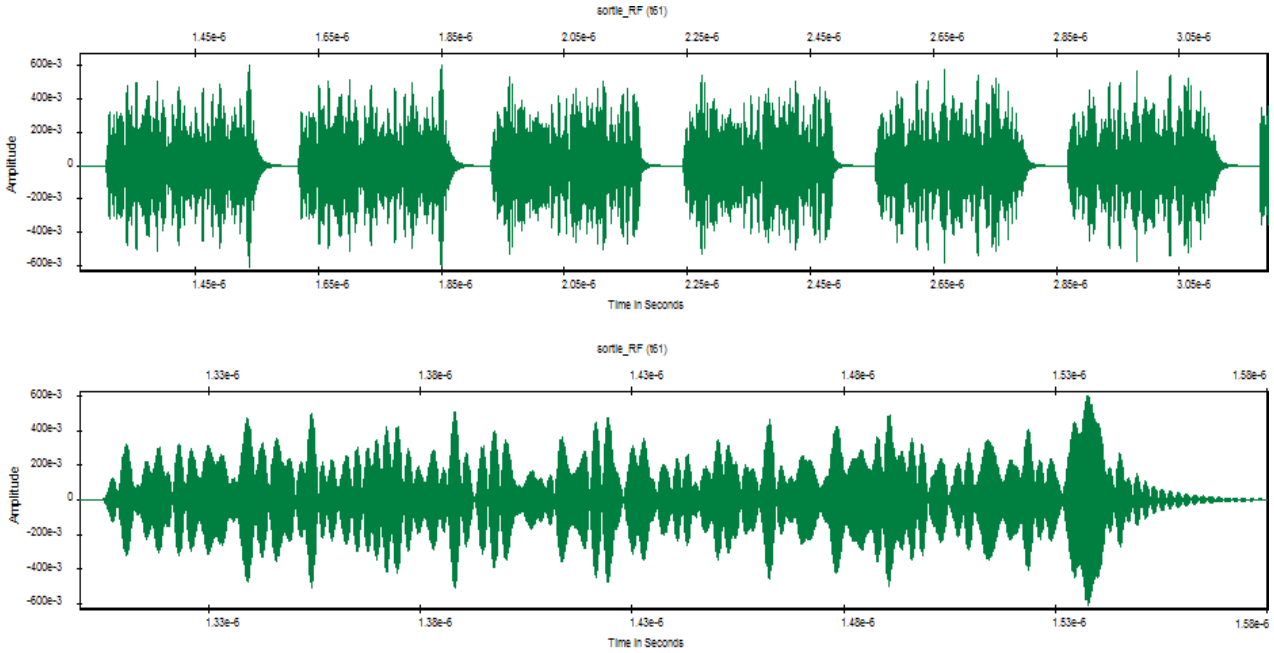


Figure III.38 : signal RF en sortie du transmetteur du système de la Figure III.37

Les 3 bandes du groupe 2 avec les 3 porteuses supprimées deviennent évidentes dans la Figure III.39 lorsqu'on calcule la PSD du signal RF de la Figure III.38.

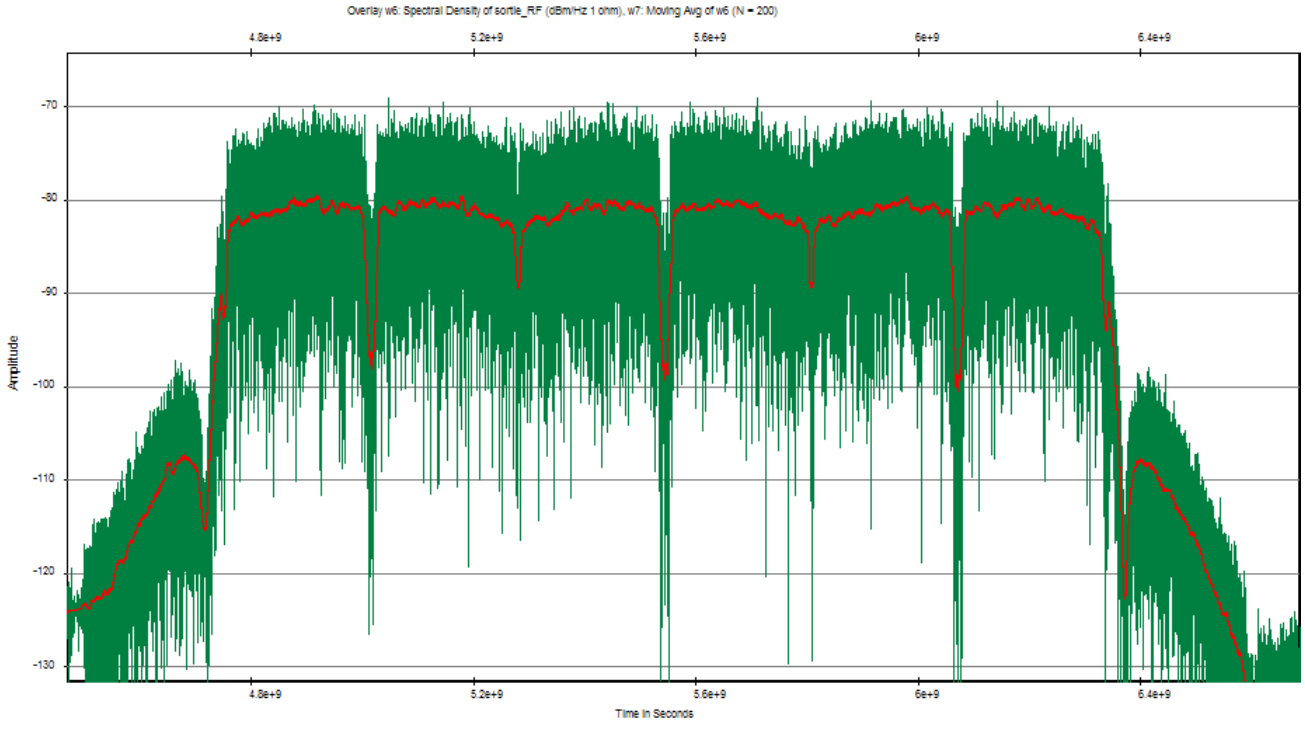


Figure III.39 : densité spectrale de puissance du signal RF

Un tracé moyen est superposé à la PSD de la Figure III.39. Les 3 bandes avec leurs porteuses supprimées deviennent encore plus évidentes. On note un affaiblissement des bandes adjacentes d'environ -30dB. L'occupation spectrale est bien de 3 x 528MHz = 1.584GHz. La Figure III.40 montre la sélection des symboles MB-OFDM, en vue de moduler à tour de rôle, 3 porteuses différentes du groupe 2, ou après leurs démodulations successives. La PSD de bruit de canal est de 10 pW/Hz.

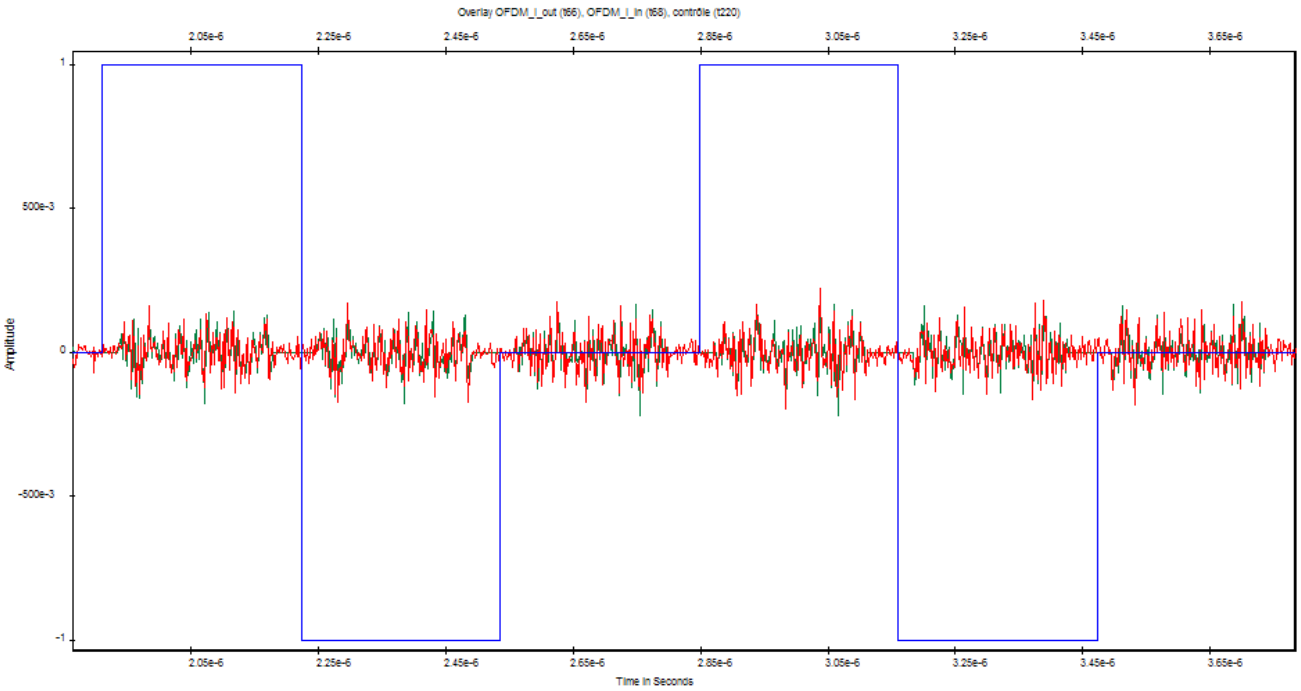


Figure III.40 : les symboles MB-OFDM sélectionnés avant modulation des 3 porteuses du groupe 2 ou après leur démodulation

La même Figure III.40 est reprise dans le cas sans bruit dans la Figure III.41, où l'on distingue que chaque symbole est doublé dans sa transmission.

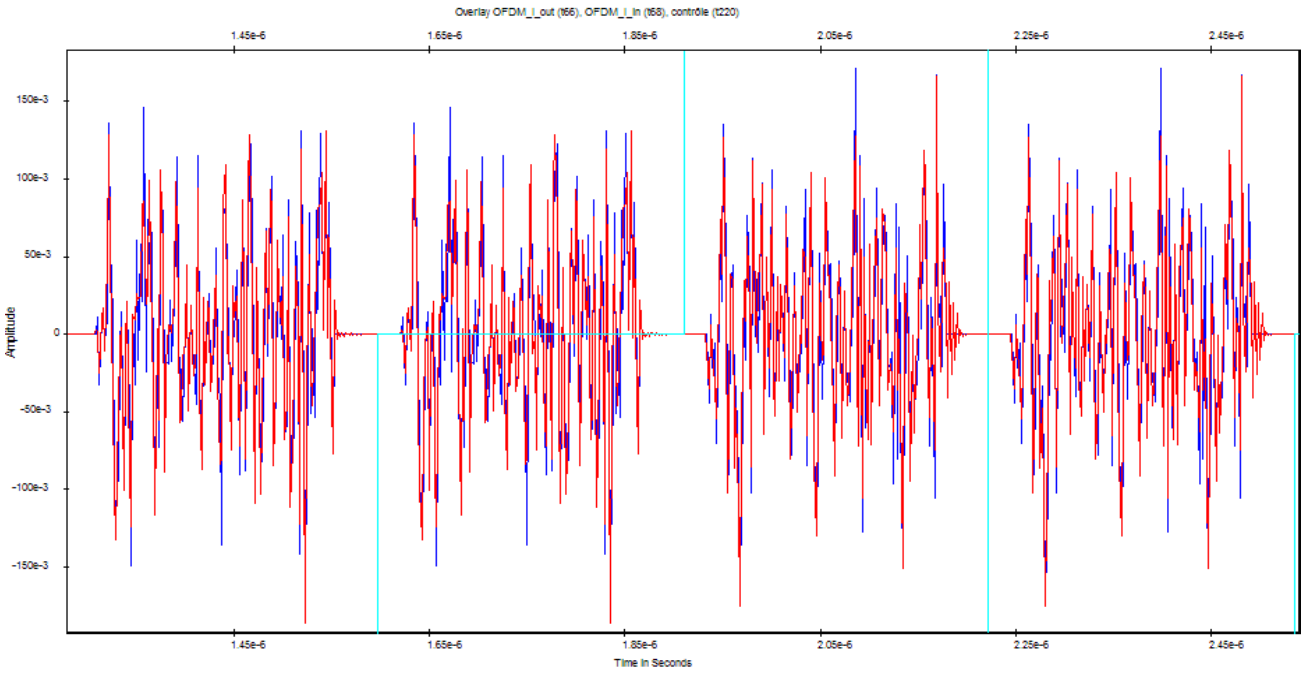


Figure III.41 : dédoublement des symboles transmis pour une meilleure diversité

La comparaison des bits transmis avec ceux reçus après compensation du retard de réception mesurée à 2.6875µs est montrée en Figure III.42.

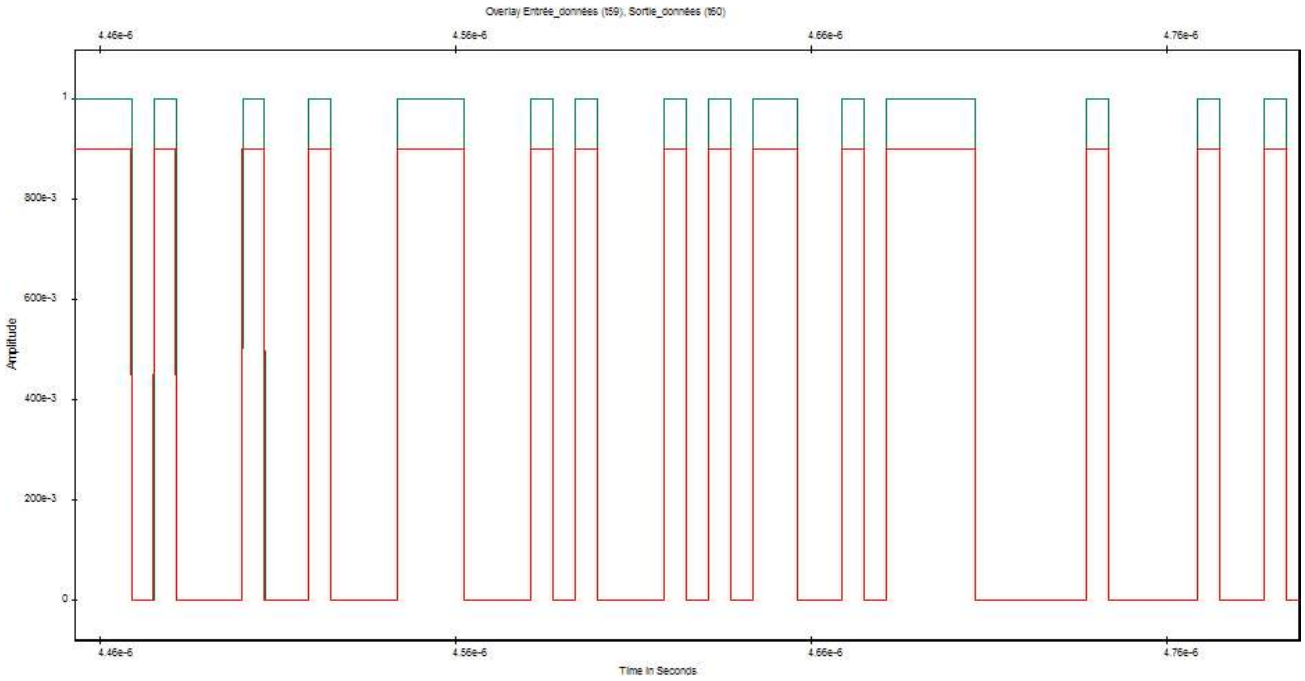


Figure III.42 : bits transmis retardés et bits reçus superposés

III.2.3.2.2. BER du système MB-OFDM en RF des 3 bandes du groupe 2

La Figure III.43 montre le banc de BER conçu pour le système de transmission de la Figure III.37. Les parties RF de sélection des trois bandes transmises sont réunies dans des composants métasystèmes.

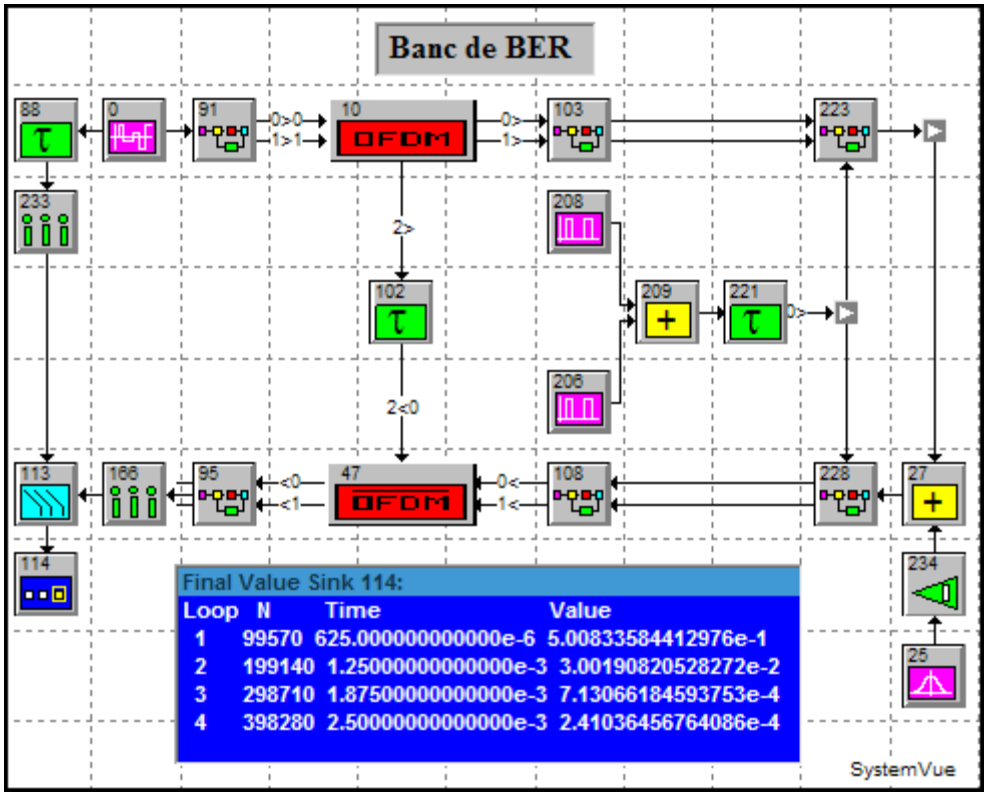


Figure III.43 : Banc de BER pour la mesure de la probabilité binaire

Quatre boucles de calcul de la probabilité d'erreur binaire sont choisies dans l'horloge système. Le composant « Gain » figurant dans la canal gaussien est configuré ainsi, avec 0dB (boucle 1), -25dB (boucle 2), -30dB (boucle 3), et -32dB (boucle 4). Pour commencer depuis un SNR de 0dB, il faut initialiser la PSD de bruit avec la même valeur que l'énergie moyenne binaire mesurée à partir du signal RF de la Figure III.35, soit N_o = 6.4nW/Hz.

D'autre part, pour atteindre une valeur de l'ordre de 10^{-4} sur le tracé du BER, un temps de simulation reporté dans l'horloge système doit être au minimum fixé à 625µs. Au fait, le calcul

du BER réclame une heure de calcul pour plus de 158 millions (39.6M x 4) d'échantillons mesurés et comparés.

Les probabilités d'erreur sont montrées sur la Figure III.43.

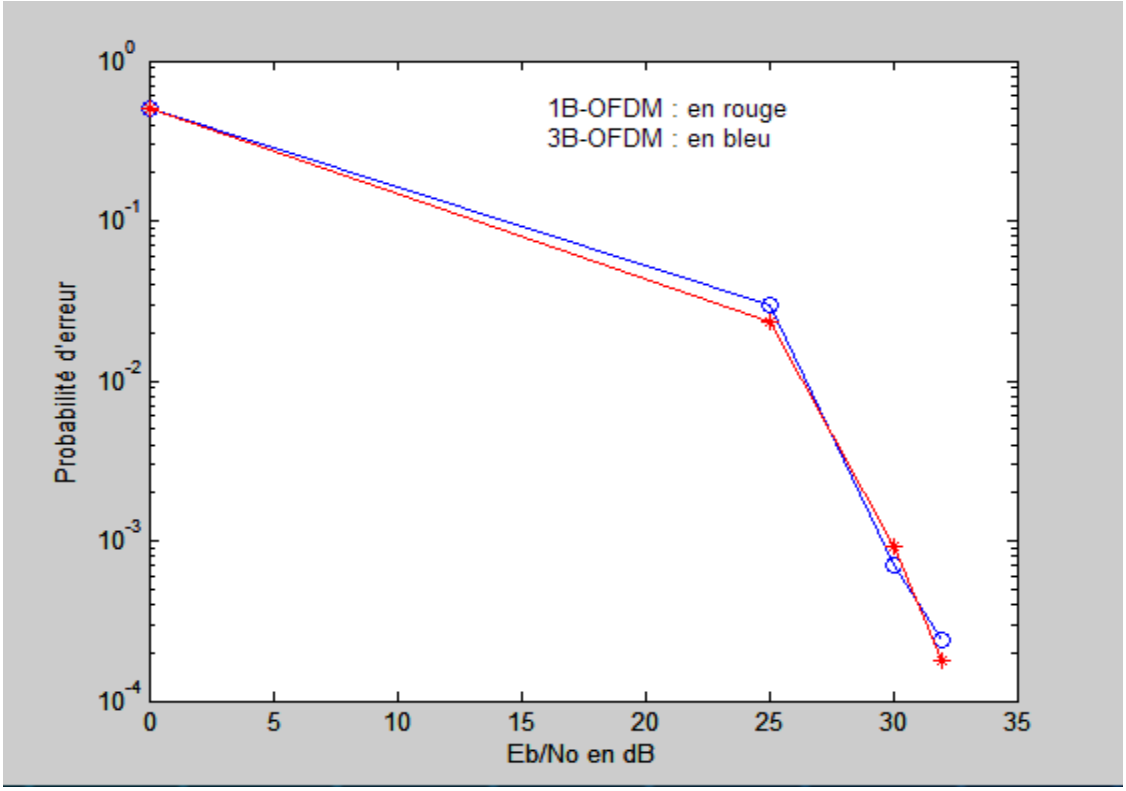


Figure III.44 : tracés superposés de la probabilité d'erreur des systèmes des figures 22 et 29

Le tracé du BER, Figure III.44, a été confié à Matlab selon le code suivant :

```
semilogy([0 25 30 32],[0.5 3e-2 7.13e-4 2.41e-4],'bo-',        % BER de la Figure III.36 à une bande
         [0 25 30 32],[0.5 2.346e-2 9.24e-4 1.8e-4],'r*-');    % BER de la Figure III.43 à trois bandes
xlabel('Eb/No en dB');
ylabel('Probabilité d''erreur');
```

Une décroissance nette de la probabilité d'erreur binaire se manifeste à partir d'un SNR de 25dB, qui correspond à une puissance de 13 + 25 = 38 dBm ou 6.3W.

III.3. Comparaison des performances du système MB-OFDM avec celles du système DSUWB:

Dans la technologie sans fil à bande ultra-large, il y a deux techniques compétitives de modulation. Ainsi, en plus du multiplex à fréquences orthogonales multi-bandes, MB-OFDM, se trouve le procédé DS-UWB basé sur l'étalement du spectre par séquence directe, DSSS [34]. Ces deux systèmes UWB peuvent être simulés par l'utilisation de la bibliothèque UWB de SystemVue (Elanix).

III.3.1. Récapitulatif des résultats obtenus dans [3] [30] :

III.3.1.1. Système de la technique DS-UWB en RF:

Le système DS-UWB [3] [30] en figure III.45, comporte dans sa section en bande de base un codage similaire au cas du système MB-OFDM. Ainsi, pour un signal d'entrée de débit binaire choisi toujours égal à 160 MHz, on trouve après l'embrouilleur, un codeur convolutionnel au débit ½ et de longueur de contrainte = 4, un entrelaceur à 10 registres, un modulateur QPSK, et un étaleur (spreader) à longueur de code = 3 (le débit devient 3x320=960MHz), une sortie secondaire booléenne permet une synchronisation du désétaleur dans le récepteur. Une succession de deux filtres termine la section en bande de base. Il s'agit d'un filtre à racine du cosinus surélevé (RRC) avec facteur de retombée = 0.3 assurant une bande occupée = 1.3x960MHz/2 = 624MHz, suivi d'un passe-bas de Butterworth du 3ème ordre de fréquence de coupure 624 MHz à −3dB pour filtrer les impulsions RRC avant modulation.

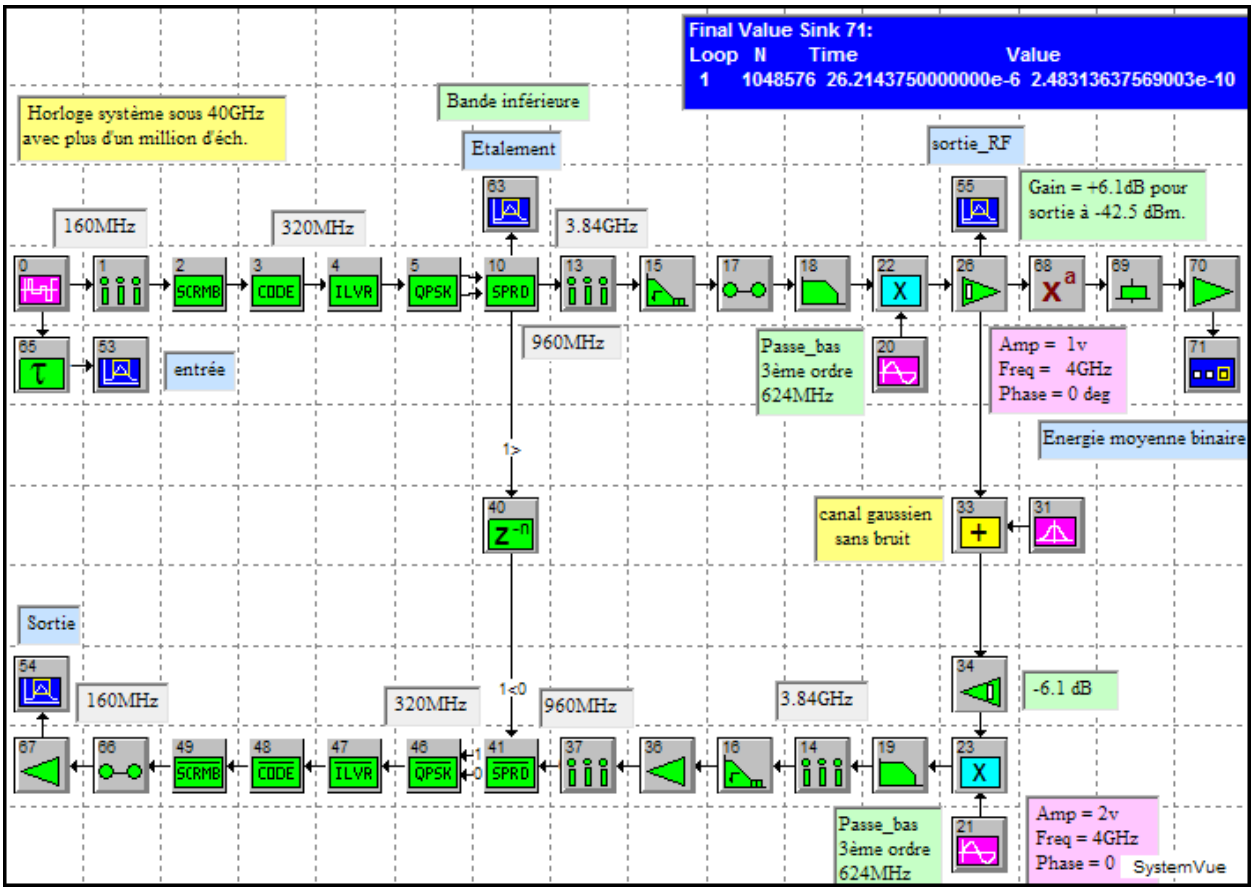


Figure III.45 : Système complet des sections en bande de base et RF de la technique DS-UWB

La section RF comporte le modulateur à base d'un multiplieur avec une fréquence porteuse de 4 GHz située dans la bande inférieure allouée à une transmission UWB avec la technique DS-UWB [29]. La largeur de bande est mesurée à 1.3 GHz, figure III.46. En théorie, elle peut arriver jusqu'à 1.9 GHz [2]. L'énergie moyenne binaire en sortie du transmetteur RF est mesurée à 248pJ, figure III.45. Le récepteur regroupe les fonctions réciproques de celles du transmetteur afin de retrouver l'information de départ. Les deux filtres RRC en transmission et en réception, assurent un filtrage de Nyquist nécessaire à un ISI nul. Sans bruit de canal, la réception est parfaite.

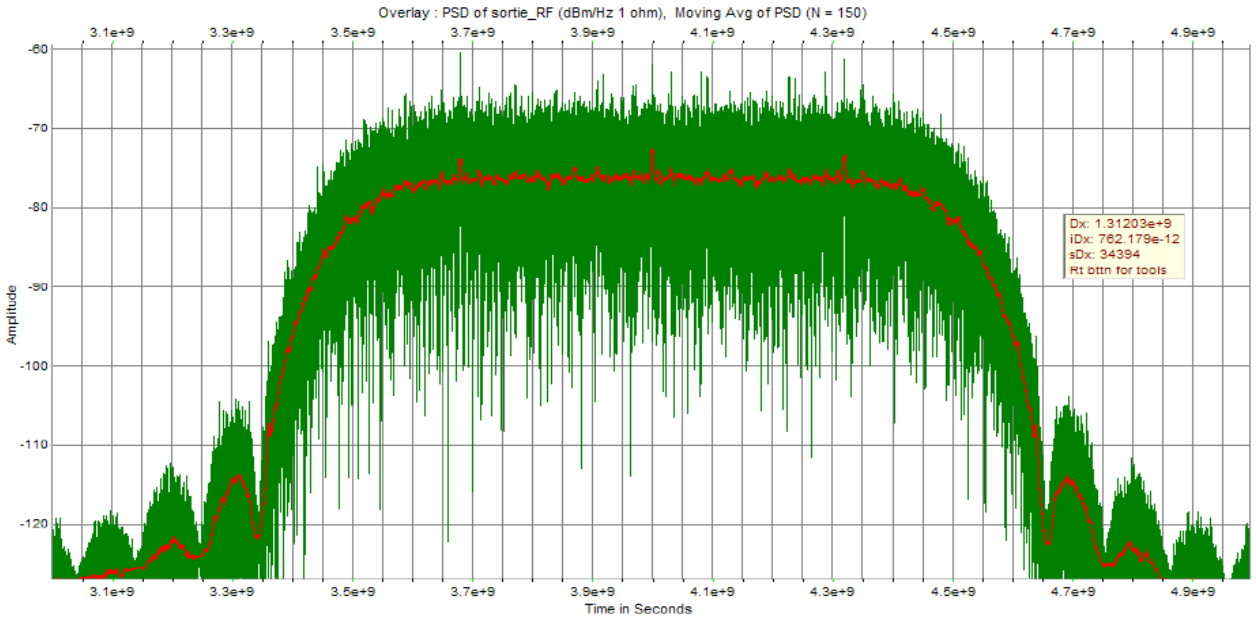


Figure III.46 : Densité spectrale de puissance du signal de sortie RF

III.3.1.2. BER du système DS-UWB en RF

En présence de bruit, un banc de mesure du BER est dressé en figure III.48. Le SNR en Eb/No est calibrée sur 0 dB en prenant comme valeur initiale de la PSD de bruit, 248W/Hz. Pour une amélioration du SNR par pas de 2 dB, un tableau de la probabilité d'erreur binaire est rempli en figure III.47, en fonction du SNR.

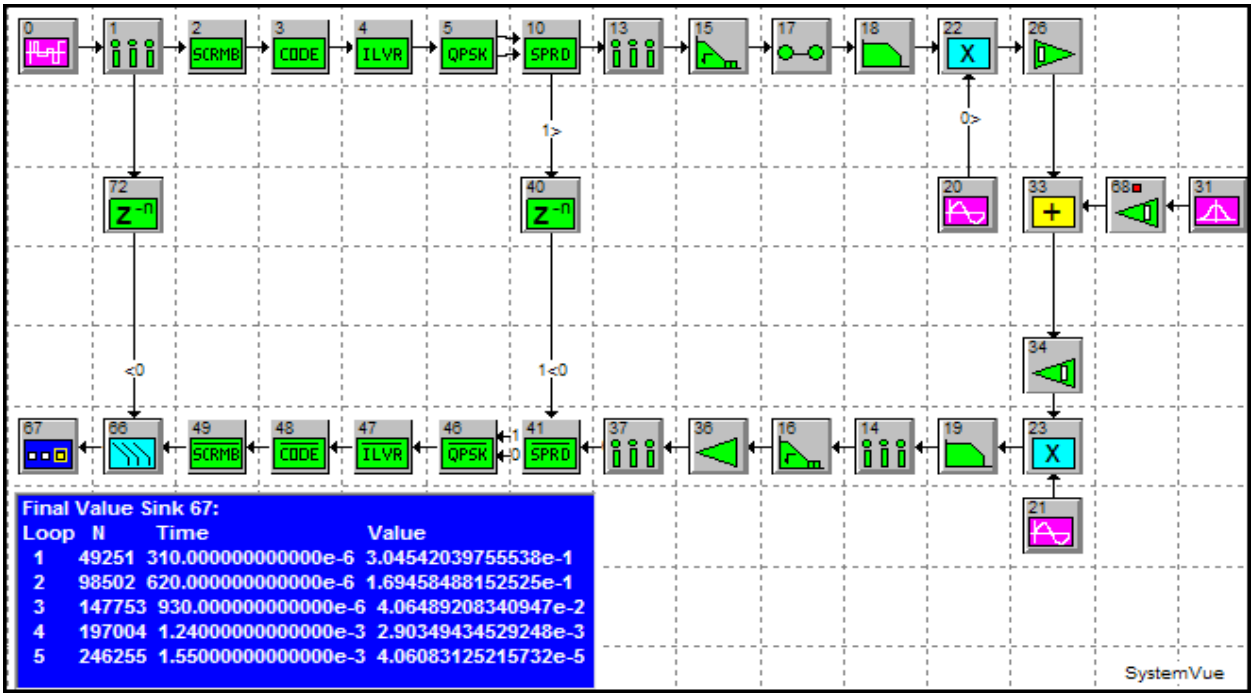


Figure III.47 : Banc de mesure du BER du système DS-UWB

Le tracé du BER est illustré en figure III.48. Ainsi, le BER du système DS-UWB (bleu) est comparé à celui d'un système à modulation QPSK cohérente seule (vert). Les deux BER deviennent égaux au SNR, Eb/No = 6.18 dB, correspondant à une puissance d'émission de 22 dBm (6.18+15.98, où 15.98dBm = 39.7mW = 248pJ x 160MHz). Au-delà de ce point, la transmission DS-UWB devient meilleure.

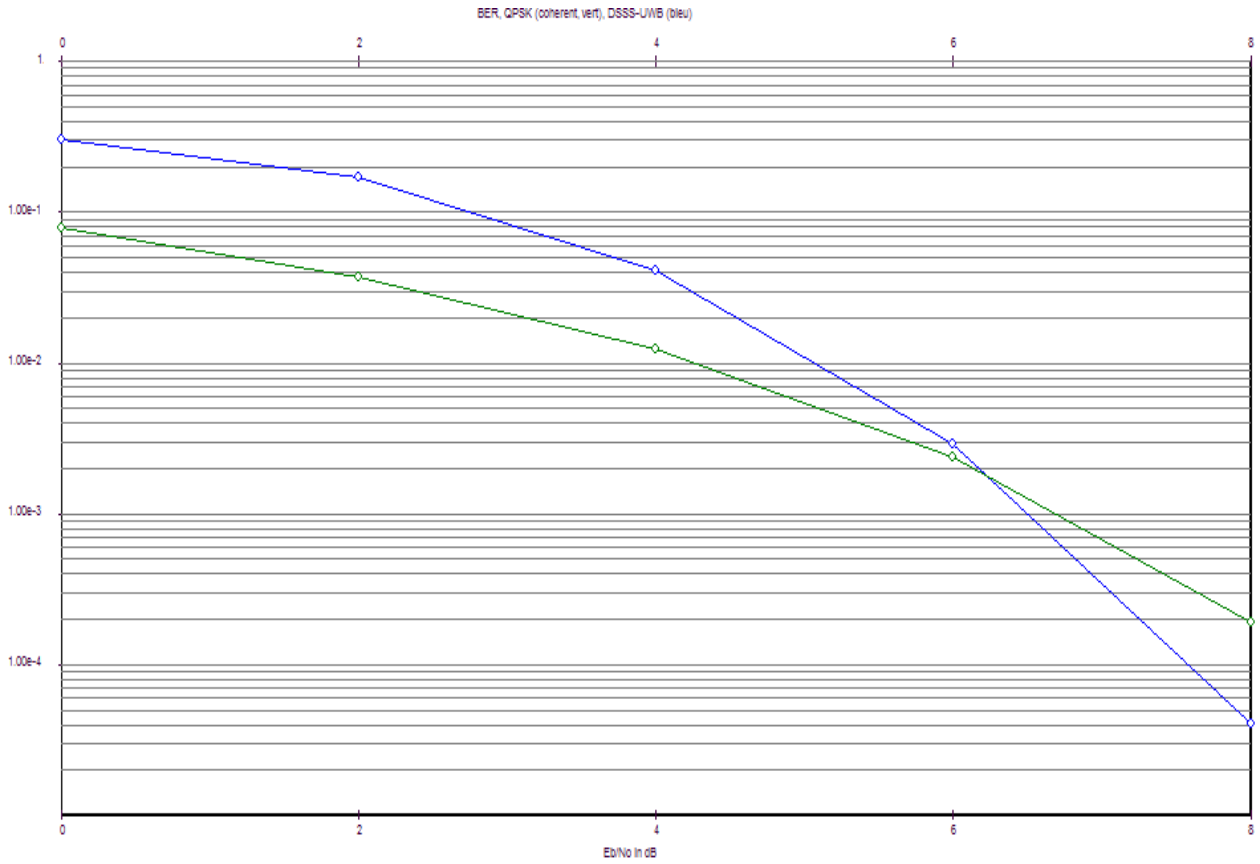


Figure III.48 : superposé de tracés de BER, QPSK cohérente (en vert) et DS-UWB (en bleu)

III.4. Analyse critique du système MB-OFDM

III.4.1. Les points forts

La technique multi bande OFDM associée à une modulation codée avec bits entrelacés (BICM), répond aux attentes des systèmes UWB, à savoir un signal robuste aux effets du canal tel que la sélectivité. Il permet en outre de lutter contre l'interférence inter symbole introduite par l'étalement des retards du canal grâce à l'utilisation d'un intervalle de garde de type zero-padding sous réserve que celui-ci soit correctement dimensionné.

La maitrise des techniques OFDM rend la mise en œuvre de la solution MB-OFDM relativement simple et peu coûteuse. Le point critique pour l'application de l'OFDM à l'UWB est la conversion analogique-numérique qui représente un coût important sur de larges bandes de fréquences.

La limitation de l'occupation spectrale des symboles MB-OFDM à 528 MHz rend la conversion tout à fait possible avec des composants relativement bas coûts.

Enfin la mise en œuvre du TFC permet à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité en fréquence équivalente à trois sous-bandes. Une sous-bande n'étant occupée par un utilisateur donné en moyenne qu'un tiers du temps, la puissance à l'émission peut être augmentée tout en respectant la PSD moyenne maximale imposée par les organismes de réglementation.

III.4.2. Les points faibles

L'inconvénient majeur de la solution MB-OFDM pour des applications UWB indoor WPAN est le nombre limité de piconets qui vont pouvoir cohabiter dans un environnement proche. A la vue du découpage du spectre proposé par l'Alliance Wi-Media, Figure III.3, il apparaît que le nombre maximal de piconets est limité à trois par groupe de sous-bandes alors que des scénarios permettant la cohabitation entre au moins quatre piconets sont envisagés. Ainsi, à partir de quatre piconets dans un même environnement, deux seront amenés à utiliser la même sous-bande conduisant inévitablement à de l'interférence inter-piconets. Dans [27] il est prévu un taux de collision acceptable entre deux TFC de 1/3 en s'assurant que la distribution des collisions soit correctement répartie entre les différents TFC par l'utilisation des TFC 1 à 4 du tableau III.3. Enfin, le dimensionnement de l'intervalle de garde n'est pas adapté aux canaux présentant un étalement trop important des retards comme c'est le cas pour les canaux NLOS pour lesquels la distance entre l'émetteur et le récepteur est supérieure de quelques mètres. Cette dégradation

affecte principalement les modes correspondants aux débits les plus élevés (320, 400 et 480 Mbit/s), c'est-à-dire les modes n'utilisant pas d'étalement, tableau III.2.

III.5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la modulation multi-porteuse OFDM afin de comprendre son principe et ses atouts pour les systèmes de communication UWB. Elle est en effet une bonne candidate grâce notamment à sa maturité et surtout à ses avantages en terme de robustesse sur des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que le sont les canaux UWB.

Nous avons ensuite présenté les paramètres de la solution MB-OFDM tels qu'ils sont décrits dans la norme ECMA. La principale différence avec un système OFDM classique est l'utilisation des codes temps-fréquence (TFC) TFI et TFI2 qui permettent d'une part d'exploiter la diversité disponible sur une bande de fréquences deux à trois fois plus large mais également de limiter les effets des interférences d'accès multiple en offrant la possibilité plusieurs piconets de cohabiter dans un environnement proche. Puis nous avons élaboré les différentes simulations du système MB-OFDM en utilisant en premier temps que la partie MB-OFDM en bande de base, et en second partie nous avons traité le système MB-OFDM en Haute fréquence.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la couche physique du système MB-OFDM pour une transmission UWB selon la norme IEEE P802.15-3a/541r1.

Le traitement en bande de base utilise une technique de codage/décodage basés sur l'embrouillage, le codage convolutif, et l'entrelacement. Ces différentes techniques sont rassemblées sous forme de blocs fonctionnels dans la bibliothèque UWB du logiciel SystemVue. La mesure du BER a montré l'efficacité de ces techniques qui deviennent intéressantes lorsque la puissance d'émission s'améliore et dépasse 29.6 dBm. Une modulation en bande de base assurée par une modulation antipodale (QPSK) suivie d'une modulation OFDM, permet d'élargir le spectre par multiplexage fréquentiel à 528MHz occupant 100 canaux utiles de largeur 4.125MHz chacun (100 canaux indépendants à faible débit). Cela permet aussi un débit maximal dépassant les 400 Mbps. Ainsi pour un débit fixé à 160 Mbps, nous avons commencé par transmettre la bande 1 du groupe 1 seulement, et dont la PSD occupe toujours la même largeur de 528MHz qu'en bande de base, autour de la porteuse 3.432GHz. Ceci, est dû au dédoublement des symboles OFDM modulants causant un étalement temporel qui réduit de moitié l'occupation spectrale de la bande transposée autour de la porteuse SHF.

La partie RF de réception du système MB-OFDM a comporté un filtre d'égalisation dans un premier temps, où la réception sans bruit était parfaite. Le fait d'introduire une infime quantité de bruit (1pW/Hz), a rendu ce récepteur inexploitable à cause de la réponse en passe-haut du filtre égaliseur. La solution était de se tenir uniquement au type passe-bas pour le filtre de réception, comme c'est le cas pour le filtre de transmission. Ce qui a permis de tracer un BER dont le SNR de 32 dB (puissance de 13+32=45 dBm, ou 46.5W) autorise une probabilité d'erreur binaire limitée à 10^{-4}. Une transmission portée cette fois-ci sur 3 bandes est entamée sur le groupe 2, atteignant les 6.336 GHz. La PSD est bien de 3 x 528 MHz = 1.584 GHz. Cette très large bande utile du signal UWB, permet outre la transmission instantanée de 100 canaux par multiplexage fréquentiel, la transmission alternée de trois bandes sur des durées de 312.5 ns par multiplexage temporel. Au total, la technique MB-OFDM met en service 300 canaux indépendants au débit de 4.125 MHz chacun, et ceci, afin d'assurer la transmission sur trois larges canaux à 528 MHz chacun, un fort débit jusqu'à 480 Mbps [29] qu'on s'est fixé dans notre simulation à 160 Mbps.

Les résultats sont pareils à ceux de la transmission d'une seule bande concernant le tracé du BER. Ainsi, pour que la probabilité d'erreur descende en dessous de 10^{-2}, il faut assurer un SNR dépassant les 25 dB. Soit, 6.3 W comme puissance d'émission. Cette contrainte est innée au système UWB, qui vu sa grande largeur spectrale de 1.584 GHz, se voit impliqué une restriction sévère sur le plan de la puissance d'émission pour éviter les interférences avec d'autres canaux de transmission.

La comparaison de la technique MB-OFDM avec sa rivale DS-UWB, montre une légère supériorité de cette dernière sur le plan immunité contre le bruit gaussien environnant. En effet, 22 dBm de puissance d'émission garanti une probabilité d'erreur de 2.10^{-3}, figure III.48, contre un peu plus de 28 dBm nécessaire dans le cas de la MB-OFDM pour la même probabilité d'erreur, figure III.44. Cependant, la MB-OFDM marque une légère augmentation en matière de largeur de bande, synonyme d'une capacité à transmettre un débit d'information un peu plus fort. Elle est donc mesurée à 1.584 GHz, figure III.39, contre 1.3 GHz pour la DS-UWB en bande inférieure, figure III.46.

Cela prouve que les deux techniques UWB compétitives sont équivalentes, mais il reste à vérifier ces résultats sur les groupes de bandes supérieures au groupe 2 de la MB-OFDM, et dans la bande supérieure de la DS-UWB [29]. Du moins, l'interfaçage radio UWB pour réseaux de micro-systèmes communicants reste envisageable sur une distance de dix mètres d'activité. Au-delà, une puissance de fonctionnement plus grande est requise pouvant violer les règles de la puissance rayonnée émise.

A l'issue des travaux menés dans le cadre de ce mémoire, un certain nombre de voies restent ouvertes et conduisent à des perspectives dont un premier axe d'étude consiste à poursuivre l'évaluation de l'impact des interférents à bande étroite sur les systèmes MB-OFDM. Afin d'améliorer les performances du système MB-OFDM et d'apporter une solution à la gestion de multiples utilisateurs, une solution originale combinant avantageusement OFDM et étalement de spectre reste à envisager.

BIBLIOGRAPHIE

[1] H. F. Harmuth. «Transmission of Information by Orthogonal Functions», First Edition. Springer, 1969.

[2] H. F. Harmuth. «A Generalized Concept of Frequency and Some Applications». IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, no3, pages 375–382, 1968.

[3] M.A. BENBRIH, M. BENROUISSI, N. Batel, «Simulation de transmetteurs-récepteurs UWB Application au standard IEEE 802.15.3a sur un système WPAN», master en systèmes de télécommunication, université de Médéa, 2013.

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

[5] A. Batra et al, "Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network , IEEE P802.15-03/268r3, 2004.

[6] Radio Frequency Devices, Part 15. Rapport, Federal Communication Commission- Office of Engineering and Technology, 2005

[7] Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry. Rapport, Federal Communication Commission, 1998.

[8] First report and order, No. 98-153. Rapport, Federal Communication Commission, 2002.

[9] M.B. Shoemake, «MultiBand OFDM update and overview», Multi Band OFDM Alliance SIG, October 2004.

[10] F. BAHRI. «Contribution à l'étude des systèmes ULTRA WIDEBAND différentielles», l'Ecole National d'Ingénieurs de Tunis, 2009.

[11] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno, «Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering Second Edition». John Wiley & Sons, Ltd, 2005

[12] M. David. «Architectures et Circuits dédiés aux Émetteurs Ultra Large Bande Bas Débit». Université de Marne-La-Vallée, 2007.

[13] M. Mohamad. «Integration and Performance of Architectures for UWB Radio Transceiver», l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, thèse de doctorat, 2009.

[14] G. Emeric. «Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM». Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, thèse de doctorat, 2009.

[15] Y. Duroc, «Contribution au développement de modeles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande», Institut National Polytechnique de Grenoble, thèse de doctorat, 2007.

[16] M. Thériault. «Étude des performances d'un système DS-CDMA avec récepteur RAKE dans le contexte UWB», Faculté des Sciences et de Génie Université Laval, thèse de doctorat 2005.

[17] M. Welborn, M. Mc Laughlin, R. Kohno, «DS-UWB physical layer submission to 802.15 task group 3a», IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, IEEE P802.15-04/0137r3, 2004.

[18] G. Lu, P. Spasojevic, L. «Greenstein, Antenna and pulse designs for meeting uwb spectrum density requirements. In Ultra Wideband Systems and Technologies», IEEE Conference, 2003.

[19] G. Durisi and S. Benedetto. «Performance of Coherent and Non-coherent Receivers for UWB Communications», IEEE Communications Society, June 2004.

[20] H. Anas, A. Hamid, «Etude et conception d'un Emetteur / Récepteur UWB-IR», Université de Lorraine, 2013

[21] S. Dubouloz, «Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit », Thèse de doctorat, 2008. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris.

[22] : M. Tabaa Rapport « Évaluation de méthodes d'accès pour des réseaux de capteurs sans fil », Rapport, LICM 2011.

[23] L. BABOUR, «Etude et conception d'antennes Ultra Large Bande minitiaturisées en impulsionnel », Institut National Polytechnique de Grenoble, Thèse de doctorat, 2009.

[25] J. Woochul, Design and fabrication of on chip microwave pulse power detectors, Faculty of the Graduate School of the University of Maryland, Thèse de doctorat, 2005.

[27] E. GUEGUEN, «Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes», thèse de doctorat, 2009

[28] M. Devulder, «Etude de faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée, Université des sciences et technologies de Lille», 2008

[29] M. Schiff, "Introduction to Communication Systems Simulation", Artech House Mobile Communications Library, 2006.

[30] S. H. Kratzet, "MB-OFDM and DS-UWB Ultra-Wideband Design Using SystemView", Eagleware-Elanix, App Note AN-148, 2005.

[31] Help Systemview, "A Guide to the Wireless Network Library Ultra Wideband (UWB)", electronic design automation software, Eagleware-Elanix, 2005.

[32] D. Silage, "Digital communication systems using systemvue", firewall media, 2007.

[33] ECMA, ((High rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard)). Rapport ECMA-368 2nd edition, ECMA International, D´ecembre 2007.

[34] : M. L. T. Haidar, N. Batel, "Etude des systèmes à spectre étalé", master en systèmes de télécommunication, université de Médéa, 2012.