



N° d'ordre :
N° de série :

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
Département D'électronique

Mémoire de fin d'études présenté
Pour l'obtention du diplôme de

Master ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et techniques
Filière : Electronique
Spécialité : Télécommunications

Présenté par : **Djaber Laid**

**Etude et simulation d'une chaîne de transmission ULB Haut débit
Multibandes OFDM**

Soutenu le 28 Juin 2012

Devant le jury composé de :

M.	KHELIL Abdellatif	MA	Président
M.	BENMAHMOUD Slimane	MA	Examineur
M.	HIMA Abdelkader	MA	Examineur
M.	CHEMSA Ali	MA	Examineur
M.	GHENDIR Said	MA	Directeur du mémoire

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier avant tous mon dieu, le tous puissant de m'avoir donné la force et la patience pour surmonter tous les difficultés durant les épreuves.

Je tiens à remercier quelques personnes qui ont contribué à valoriser et à faire aboutir ce mémoire.

Mes profonds respects et vives gratitude à mon directeur de recherche Mr : Said Ghendir qui m'a accompagné et m'a accordé sa confiance et son savoir faire tout au long de ce travail. Sa disponibilité et ses précieux conseils m'ont permis d'explorer de nouvelles pensées. En dehors de son apport scientifique, je n'oublierai pas aussi de le remercier pour sa qualité humaine, son soutien qui m'a permis de mener à bien ce travail.

J'exprime mes meilleurs sentiments de gratitude aux honorables membres du Jury qui ont l'amabilité de supporter mon mémoire et de l'enrichir par leurs discussions.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et d'évaluer une chaîne de transmission Ultra Large Bande proposée par le standard IEEE 802.15.3a. La simulation qui est faite dans ce travail est réalisée en utilisant le logiciel Matlab SIMULINK qui considère la multi-bande OFDM comme technique de transmission avec un débit de 200 Mbps. Les transmissions des terminaux ULB à haut débits faibles coûts et faible consommation nécessitent une amélioration des performances. En effet, l'augmentation des débits fait que les caractéristiques des canaux de transmission deviennent de plus en plus difficiles à prédire, impliquant une diminution des performances du système. Dans ce contexte, nous présentons des égaliseurs de canaux optimaux au sens du MMSE tirant profit de la diversité fréquentielle et améliorant d'une manière significative les performances du système.

Mots clés : Ultra large bande (ULB), MB-OFDM, le standard IEEE802.15.3a, MMSE.

Abstract

The objective of this thesis is to study and evaluate by simulation using Matlab SIMULINK software, an Ultra Wide Band UWB transmission system after the standard IEEE 802.15.3a. The system considers the use of multi-band OFDM technique with a throughput of 200 Mbps. High data rate, low cost and low power of UWB transmission terminals, require improved performance. Indeed, the increase in data rates poses a stress on the prediction of radio channel characteristics, resulting in a reduction of system performance. In this context, we present an optimal channel equalizer in the sense of MMSE taking advantage of the frequency diversity. This improves significantly the performances of the system.

Keywords: Ultra Wide Band (UWB), MB-OFDM, The standard IEEE 802.15.3a, MMSE.

ملخص

الهدف من هذا المشروع هو دراسة و تقييم سلسلة إرسال ذات الحزم الواسعة جدا المقترحة من طرف IEEE 802.15.3a باستخدام أداة SIMULINK من برنامج MATLAB تعتمد هذه السلسلة على تقنية MB-OFDM التي تمكن من الحصول على سرعة إرسال تقدر ب 200 Mbps. للحصول على محطات الإرسال ذات الحزم الواسعة و تكاليف منخفضة و استهلاك أقل تتطلب تحسين الأداة. في الحقيقة، الزيادة في سرعة الإرسال يصعب من توقع كيفية استجابة قنوات الإرسال ، مما يقلل من أداء النظام، في هذا السياق سنعرض معدلات قنوات الإرسال بطريقة MMSE ، وذلك بإستغلال الإختلاف في التوترات التي تحسن أداء النظام بطريقة فعالة.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et d'évaluer une chaîne de transmission Ultra Large Bande proposée par le standard IEEE 802.15.3a. La simulation qui est faite dans ce travail est réalisée en utilisant le logiciel Matlab SIMULINK qui considère la multi-bande OFDM comme technique de transmission avec un débit de 200 Mbps. Les transmissions des terminaux ULB à haut débits faibles coûts et faible consommation nécessitent une amélioration des performances. En effet, l'augmentation des débits fait que les caractéristiques des canaux de transmission deviennent de plus en plus difficiles à prédire, impliquant une diminution des performances du système. Dans ce contexte, nous présentons des égaliseurs de canaux optimaux au sens du MMSE tirant profit de la diversité fréquentielle et améliorant d'une manière significative les performances du système.

Mots clés : Ultra large bande (ULB), MB-OFDM, le standard IEEE802.15.3a, MMSE.

Abstract

The objective of this thesis is to study and evaluate by simulation using Matlab SIMULINK software, an Ultra Wide Band UWB transmission system after the standard IEEE 802.15.3a. The system considers the use of multi-band OFDM technique with a throughput of 200 Mbps. High data rate, low cost and low power of UWB transmission terminals, require improved performance. Indeed, the increase in data rates poses a stress on the prediction of radio channel characteristics, resulting in a reduction of system performance. In this context, we present an optimal channel equalizer in the sense of MMSE taking advantage of the frequency diversity. This improves significantly the performances of the system.

Keywords: Ultra Wide Band (UWB), MB-OFDM, The standard IEEE 802.15.3a, MMSE.

ملخص

الهدف من هذا المشروع هو دراسة و تقييم سلسلة إرسال ذات الحزم الواسعة جدا المقترحة من طرف IEEE 802.15.3a باستخدام أداة SIMULINK من برنامج MATLAB تعتمد هذه السلسلة على تقنية MB-OFDM التي تمكن من الحصول على سرعة إرسال تقدر ب 200 Mbps. للحصول على محطات الإرسال ذات الحزم الواسعة و تكاليف منخفضة و استهلاك أقل تتطلب تحسين الأداة. في الحقيقة، الزيادة في سرعة الإرسال يصعب من توقع كيفية استجابة قنوات الإرسال ، مما يقلل من أداء النظام، في هذا السياق سنعرض معدلات قنوات الإرسال بطريقة MMSE ، وذلك باستغلال الاختلاف في التوترات التي تحسن أداء النظام بطريقة فعالة.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	1
RÉSUMÉ.....	2
SOMMAIRE.....	3
LISTE DES FIGURES.....	6
LISTE DES TABLEAUX.....	7
ACRONYMES.....	8
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : GENERALITES	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Classification des technologies réseaux.....	3
I.3 Bref historique de l'ULB.....	4
I.4 Définition de l'ULB.....	4
I.5 Contraintes réglementaires de l'ULB.....	5
I.5.1 Réglementation Américaine.....	5
I.5.2 Réglementation Européenne.....	6
I.5.3 Panorama de cohabitation.....	7
I.6 Quelques applications de l'ULB et produits commercialisés.....	7
I.6.1 Avantages de l'ULB.....	11
I.6.2 Inconvénients de l'ULB.....	12
I.7 Les différents types de modulation ULB.....	12
I.7.1 L'approche impulsionnelle.....	12
I.7.2 Les approches multi-bandes.....	13
I.7.2.1 Solution multi-bandes impulsionnelles.....	13
I.7.2.2 Solutions multi-bandes OOK.....	14
I.7.2.3 Solution multi-bandes OFDM.....	15
I.8 OFDM.....	15
I.8.1 Principe de la modulation.....	16
I.8.2 Principe de la démodulation.....	18
I.9 Conclusion.....	19
CHAPITRE II : ETUDE DE LA LIAISON RADIO	18
II.1 Introduction.....	18
II.2 Définition du canal de propagation.....	18

II.3 Propagation par trajets multiples.....	19
II.4 Représentation du canal de propagation.....	21
II.4.1 Formulation mathématique	21
II.4.2 Modélisation du canal ULB	22
II.4.2.1 La modélisation déterministe	22
II.4.2.2 La modélisation statistique.....	22
II.4.2.2.1 Les effets à grande échelle	22
II.4.2.2.2 Les effets à petite échelle	24
II.4.3 Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits	24
II.4.3.1 Principe du modèle	25
II.4.3.2 Différents types du modèle IEEE 802.15.3a	29
II.5 Estimation et égalisation des systèmes OFDM	31
II.5.1 Annulation des Interférence Inter Symbole.....	31
II.5.1.1 Méthode du “préfixe cyclique”	31
II.5.1.2 Méthode du “zero padding”	32
II.5.2 Estimation du canal.....	33
II.5.2.1 Estimation par insertion de pilotes	33
II.5.2.2 Estimation semi-aveugle	34
II.5.2.3 Estimation aveugle.....	34
II.5.3 Egalisation du canal	34
II.5.3.1 Le Zero Forcing	34
II.5.3.2 Le MMSE	35
II.5.4 Egalisation avec l’apport de la diversité fréquentielle.....	35
II.5.4.1 Egalisation avec redondance fréquentielle	37
II.5.4.2 Egalisation avec redondance temporelle	39
II.6 Conclusion.....	41
CHAPITRE III : SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	42
III.1 Introduction.....	42
III.2 Mise en œuvre de la chaîne de transmission.....	42
III.2.1 Génération des données	43
III.2.2 Choix du type de la modulation	44
III.2.3 Amélioration de la modulation QPSK	45
III.2.4 Le codage et le poinçonnage.....	47
III.2.5 L’entrelacement.....	48

III.2.5 La modulation OFDM	49
III.2.7 Filtrage et saut de fréquence	51
III.2.8 Le canal ULB	52
III.2.9 La démodulation OFDM.....	54
III.2.10 Proposition d'une méthode d'égalisation améliorant le système à base de MMSE simplifié.....	56
III.3 Simulation de la chaine	57
III.3.1 Calcul du débit utile.....	57
III.3.2 La chaine de transmission ULB	60
III.3.3 Interprétation	65
III.4 Conclusion	67
CONCLUSION GENERALE.....	68
BIBLIOGRAPHIE	69

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Différents types de réseaux sans fil et portées typiques.	3
Figure I.2 : Masques spectraux définis par la FCC (INDOOR et OUTDOOR).	5
Figure I.3 : Masques spectraux définis par le CEPT: Proposition de 2005 et de 2006.	6
Figure I.4 : Les différents systèmes coexistants avec l'ULB.	7
Figure I.5 : PulseON 200 Evaluation KIT UWB radios.	8
Figure I.6 : Réplicateur de port sans fil.	10
Figure I.7 : Portable LENOVO.	10
Figure I.8 : Radars ULB de surveillance locale.	11
Figure I.9 : Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel et fréquentiel.	13
Figure I.10 : Exemple d'émission multi-bandes impulsionnelles sur quatre sous bandes.	14
Figure I.11 : Diagramme d'allocation des 14 sous-bandes.	15
Figure I.12 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM.	16
Figure I.13 : Spectre des différentes porteuses.	17
Figure I.14 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.	17
Figure I.15 : Schéma de principe d'un démodulateur.	18
Figure II.1 : Canal de propagation et canal de transmission.	18
Figure II.2 : Principaux mécanismes de propagation.	19
Figure II.3 : Addition constructive et destructive de deux trajets de propagation.	20
Figure II.4 : Représentation d'un canal radiomobile.	21
Figure II.5 : Schéma illustrant les clusters.	25
Figure II.6 : Représentation schématique du power delay profile.	27
Figure II.7 : Réalisations de canaux obtenues à partir du modèle IEEE 802.15.3a.	31
Figure II.8 : Annulation de l'ISI grâce au préfixe cyclique dans d'un multi trajet.	32
Figure II.9 : Annulation de l'ISI dans le cas d'un multi-trajet et $T_{zp} = \tau_{canal}$	33
Figure II.10 : Illustration de l'avantage apporté par la diversité fréquentielle en OFDM.	36
Figure II.11 : Transmission des données avec redondance fréquentielle.	37
Figure II.12 : Synoptique de l'égaliseur avec redondance fréquentielle.	38
Figure II.13 : Transmission des données avec redondance temporelle.	39
Figure II.14 : Synoptique de l'égaliseur avec redondance temporelle.	40
Figure III.1 : Diagramme en bloc de la chaîne de transmission.	42
Figure III.2 : Transmission des données à travers un canal AWGN.	43
Figure III.3 : Les données binaires transmises avant et après le canal.	43
Figure III.4 : Une chaîne de transmission (modulation QPSK).	44
Figure III.5 : Une comparaison du TEB des différentes modulations.	44
Figure III.6 : Diagramme de constellation de la modulation QPSK avant et après le canal.	45
Figure III.7 : Constellation en binaire et en code Gray.	46
Figure III.8 : Une comparaison du TEB de la modulation (code binaire et code gray).	46
Figure III.9 : Schéma de principe de codage convolutif.	47
Figure III.10 : Une chaîne de transmission (la modulation QPSK et le codage convolutif).	48
Figure III.11 : Les courbes du TEB avec et sans codage.	48

Figure III.12 : Modélisation du bloc d'entrelacement.	49
Figure III.13 : Composition d'une trame OFDM.....	49
Figure III.14 : Schéma interne de l'émetteur OFDM.	50
Figure III.15 : Schéma interne du FHSS.	51
Figure III.16 : La modélisation du canal ULB.	52
Figure III.17 : La réponse impulsionnelle du filtre RIF.....	53
Figure III.18 : Les réponses impulsionnelles des 4 CM.....	53
Figure III.19 : Fenêtre illustrant les paramètres de réglage du canal ULB sous Matlab.	54
Figure III.20 : Schéma interne du récepteur OFDM.	54
Figure III.21: Schéma de principe de l'estimation et la compensation du canal.	55
Figure III.22 : Modélisation de la fonction d'autocorrélation.	56
Figure III.23: Modélisation du bloc d'égalisation.	56
Figure III.24 : La chaîne de transmission ULB.....	60
Figure III.25 : Représentation fréquentielle du canal à l'émission et à la réception.....	61
Figure III.26 : la constellation du signal avant et après égalisation	61
Figure III.27 : Comparaison du TEB entre les 4CM et l'AWGN.....	62
Figure III.28 : TEB pour une réalisation quelconque.....	62
Figure III.29 : TEB moyen de 100 réalisations	63
Figure III.30 : RMS delay en fonction des cent réalisations (CM1 et CM4).	63
Figure III.31 : Excess delay en fonction des cent réalisations (CM1 et CM4).	64
Figure III.32 : Nombre de trajets en fonction des cents réalisations (CM1 et CM4).	64
Figure III.33 : Influence du débit sur le TEB.	65
Figure III.34 : Les réponses impulsionnelles des quatre CM dans le domaine fréquentiel.	66

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Spécifications du PulseON 200 Evaluation Kit de Time domaine.	8
Tableau 2 : Spécifications du chipset TRINITY.	9
Tableau 3 : Paramètres du chipset UBLink.....	9
Tableau 4 : Les paramètres du modèle IEEE802.15.3a.	29
Tableau 5 : Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre canaux.	30
Tableau 6 : Paramètres de synchronisation associés à l'OFDM.	49
Tableau 7 : Allocation codage TFC pour les différents modes des systèmes MB-OFDM.	52
Tableau 8 : Les paramètres influant le débit.	65

ACRONYMES

A

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
A/N	Analogique/Numérique
AWGN	Additive White Gaussian Noise

B

BER	Bit Error Rate
BPM	Bi-Phase Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying

C

CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications
CIR	Canal Impulse Response

D

DS-UWB	Direct Sequence-UWB
DSP	Densité Spectrale de Puissance

E

EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
------	---

F

FCC	Federal Communication Commission
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping

G

GI	Guard Interval
GPR	Ground Penetrating Radar
GSM	Global System for Mobile communications
GPS	Global Positioning System

H

HIPERLAN	HIgh PERformance Radio Local Area Network
----------	---

I

IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IR	Impulse Radio
IR-UWB	Impulse Radio-UWB
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industriel, Scientifique et Médical

L

LBR	Largeur de Bande Relative
LOS	Line of Sight

M

MB-OOK	Multi-Band On Off Keying
MB-OFDM	Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MU	Multi-Utilisateurs

N

N/A	Numérique/Analogique
NLOS	No Line of sight

O

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OL	Oscillateur Local
OOK	On Off Keying

P

PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAN	Personal Area Network
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PHY	Couche PHYsique
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PM	Phase Modulation

PPM Pulse Position Modulation

Q

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying

R

RMS Root Mean Square

S

SB Sous-Bande

SNR Signal to Noise Ratio

T

TF Transformée de Fourier

TFC Time Frequency Code

TFD Transformée de Fourier Discrete

TNT Télévision Numérique Terrestre

U

ULB Ultra Large Bande

USB Universal Serial Bus

UWB Ultra Wide Band

W

WiFi Wireless Fidelity

WiMax Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN Wireless Local Area Network

WPAN Wireless Personal Area Network

WMAN Wireless Metropolitan Area Network

Z

ZF Zero Forcing

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années, les transmissions numériques sans fil sont en pleine expansion avec les communications par satellites, la radio et la télévision numérique et bien sûr la téléphonie mobile. Cette nouvelle époque dont le défi est désormais de pouvoir communiquer « n'importe où, n'importe quand, de plus en plus vite », se traduit par la recherche de techniques permettant la transmission d'une quantité d'information grandissante en un minimum de temps afin de répondre à la demande toujours croissante du grand public. Ainsi pour passer d'une liaison de quelques kbit/s où seule la voix pouvait être transmise, à des liaisons pouvant atteindre plusieurs Mbit/s et permettant une multitude d'applications, de nombreux défis technologiques ont été relevés avec notamment l'évolution des techniques de codage ou de modulation. En parallèle, l'évolution des systèmes communicants a entraîné une augmentation considérable des vitesses de traitement et des tailles de stockage. D'après la relation établie par C.E. Shannon, il est possible d'accroître les débits de transmissions en augmentant soit la puissance d'émission des signaux, soit en élargissant la bande de fréquences utilisée. Cependant, dans ces dernières années des technologies et normes de transmission sans fil (WiFi, Bluetooth, GSM, UMTS...) ont provoqué, un encombrement du spectre radio-fréquence. De plus il n'est pas toujours possible d'augmenter les puissances d'émission, ces dernières étant rigoureusement contrôlées par les organismes de réglementation nationaux et internationaux pour limiter les risques sanitaires sur les utilisateurs.

Une première possibilité envisagée consiste en l'adoption de techniques de transmission considérant des bandes de fréquences actuellement peu utilisées. C'est le cas des bandes millimétriques autour de 60 GHz pour lesquelles les contraintes en termes de réglementation sont inexistantes. Cependant, les limitations se portent sur les contraintes technologiques et sur les conditions de propagation pénalisantes.

Une seconde possibilité consiste en l'utilisation de signaux ultra large bande ou UWB. C'est en effet dans ce contexte que la technologie ULB initialement utilisée dans les radars a été envisagée pour les communications sans fil très haut débit et sur de courtes distances pour des applications intra-bâtiment. A l'origine, l'ULB repose sur l'émission d'impulsions très brèves permettant d'occuper instantanément une très large bande de fréquences, offrant donc la possibilité d'atteindre de très hauts débits de transmission. De plus, la très faible densité

spectrale de puissance de ces signaux, proche de celle du niveau de bruit permet d'envisager la réutilisation des bandes de fréquences déjà allouées. Enfin l'utilisation d'impulsions très brèves laisse de plus entrevoir la possibilité d'inclure une fonction de localisation dans les systèmes. Face à la pression des industriels, l'organisme américain de régulation des fréquences a autorisé pour la première fois en février 2002 l'utilisation de signaux ULB dans le domaine des communications. Celui-ci impose un masque d'émission et caractérise le signal ULB. Cette décision a ouvert la voie à de nombreux travaux autour de cette technologie.

Le but de ce projet est d'étudier le fonctionnement d'une chaîne de transmission proposée par le IEEE 802.15.3a, utilisant la technologie ultra large bande et de caractériser le canal radio en faisant une simulation sous MATLAB.

Pour une meilleure présentation, ce travail est organisé comme suit :

- Chapitre I : présente des définitions et quelques caractéristiques de la technologie ULB, et les principales techniques utilisées par le système.
- Chapitre II : décrit les spécificités d'un canal de propagation ULB ainsi que les algorithmes d'estimation et les méthodes d'égalisation.
- Chapitre III : est consacré à l'étude et la simulation du système et aux interprétations des résultats, tout en utilisant une égalisation à base de MMSE simplifié.

CHAPITRE 1: GENERALITES

I.1 Introduction.....	3
I.2 Classification des technologies réseaux	3
I.3 Bref historique de l'ULB	4
I.4 Définition de l'ULB.....	4
I.5 Contraintes réglementaires de l'ULB.....	5
I.5.1 Réglementation Américaine	5
I.5.2 Réglementation Européenne.....	6
I.5.3 Panorama de cohabitation	7
I.6 Quelques applications de l'ULB et produits commercialisés.....	7
I.6.1 Avantages de l'ULB.....	11
I.6.2 Inconvénients de l'ULB	12
I.7 Les différents types de modulation ULB.....	12
I.7.1 L'approche impulsionnelle.....	12
I.7.2 Les approches multi-bandes	13
I.7.2.1 Solution multi-bandes impulsionnelles.....	13
I.7.2.2 Solutions multi-bandes OOK.....	14
I.7.2.3 Solution multi-bandes OFDM	15
I.8 OFDM.....	15
I.8.1 Principe de la modulation.....	16
I.8.2 Principe de la démodulation	18
I.9 Conclusion	19

CHAPITRE I : GENERALITES

I.1 Introduction

Ce chapitre donne un aperçu des connaissances acquises durant la recherche effectuée sur la technologie à bande ultra large. Un bref historique de cette technologie ainsi que des définitions seront exposés. On donne ensuite les différentes contraintes réglementaires à respecter. Ajouté à cela, une description de quelques notions aidant à la compréhension de ce qui viendra dans les chapitres suivants.

I.2 Classification des technologies réseaux

Les technologies réseaux sont fréquemment classées en quatre catégories. Cette classification tient essentiellement compte de la portée des dites technologies [1]:

- les réseaux personnels (WPAN¹) : ils concernent l'entourage immédiat d'une personne (quelques mètres),
- les réseaux locaux (WLAN²) : ils concernent un environnement de vie plus étendu que les réseaux personnels comme une maison, une entreprise ou un campus (quelques dizaines de mètres à quelques kilomètres),
- les réseaux métropolitains (WMAN³) : ils visent à couvrir une région étendue comme une ville (plusieurs kilomètres),
- les réseaux étendus (WWAN⁴) : ils visent à couvrir une zone très vaste comme un pays, une région du globe ou toute la planète. Les réseaux sans fil n'échappent pas à cette classification : on parle souvent de WPAN (par exemple la technologie Bluetooth, ULB), WLAN (par exemple WiFi), WMAN (par exemple WiMAX) ou WWAN (par exemple les réseaux satellites), comme l'illustre la figure (I.1).

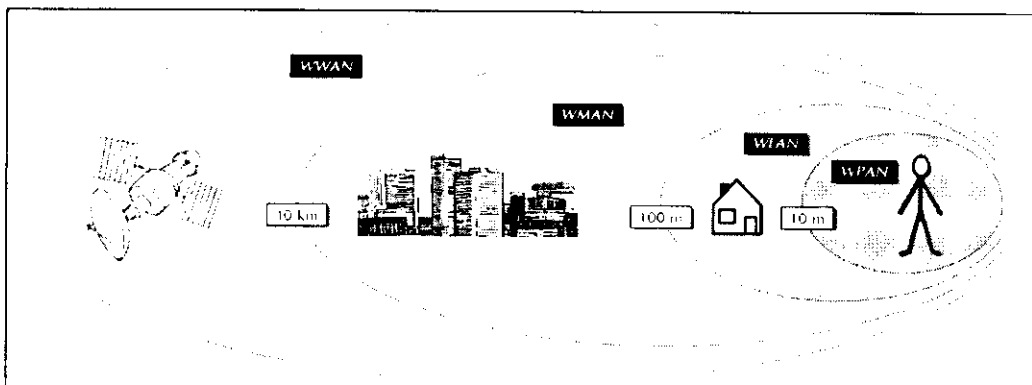


Figure I.1 : Différents types de réseaux sans fil et portées typiques.

¹ Wireless personal area network.

² Wireless local area network.

³ Wireless metropolitan area network

⁴ Wireless wide area network

I.3 Bref historique de l'ULB

Les études sur la génération et l'utilisation des impulsions ultra brèves ont commencé avant les années soixante, mais le terme UWB⁵ n'a été introduit que vers 1989 par le département de la défense des Etats-Unis. Le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications est dû à G. F. Ross en 1973. Jusqu'en 1994 [2,3], de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain mais sous le couvert de la confidentialité. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications. Le premier article décrivant cette solution pour les télécommunications, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est dû à P. Withington et L. Fullerton en 1992 [4]. Cet article a été suivi par des travaux académiques démarrés par Scholtz en 1993, et ce n'est qu'en 1997 que le terme UWB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR.

En août 1998, la FCC⁶ a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) [5] afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB. A la suite de ces commentaires, la FCC aux Etats-Unis a adopté en mai 2000 un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines. La FCC a attribué finalement 7.5 GHz de spectre dans de la bande [3.1 - 10.6 GHz] à l'ULB, et elle a autorisé son utilisation commerciale pour les applications civiles.

I.4 Définition de l'ULB

L'Ultra Large Bande ou Ultra Wideband (UWB) [6], est une technique de transmission radio électrique qui consiste à utiliser des signaux s'étalant sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Une définition aujourd'hui communément admise est que les signaux UWB ont un rapport largeur de bande sur fréquence centrale au moins égal à 0,25 ou bien une largeur de bande supérieure à 500 MHz. La première forme de modulation proposée pour l'UWB a été la radio impulsionnelle, ou Impulse Radio. Elle se caractérise par des impulsions très brèves qui occupent instantanément toute la bande de fréquences disponible. C'est pourquoi ces modulations sont aussi connues sous le nom de modulations mono-bande. Cependant, cette approche permet

⁵ Ultra wide band.

⁶ Federal communications commission

peu de flexibilité dans l'utilisation du spectre radio, et nécessite des solutions de composants RF très performantes.

Une autre solution consiste à diviser le spectre alloué à l'ULB en plusieurs sous-bandes de largeur minimale de l'ordre de 500 MHz: c'est l'approche multi-bandes. Cette solution présente une très grande flexibilité pour la gestion du spectre radio et permet d'utiliser des technologies de circuits intégrés moins onéreuses.

1.5 Contraintes réglementaires de l'ULB

Les transmissions radioélectriques sont sensibles à des interférences, d'où la nécessité d'une réglementation pour pouvoir utiliser ces ondes [7].

1.5.1 Réglementation Américaine

La réglementation américaine des systèmes ULB a été définie en février 2002 [8] par la FCC via un premier rapport et ordonnance sur la technologie ULB. La FCC a indiqué que les règles définies dans cette loi sont très prudentes, ainsi elle considère que l'ULB ne perturberait pas les autres systèmes radio.

Dans cette loi, la FCC a fixé les limites de la bande de fréquences et des puissances autorisées pour un système de communication ULB. Par ces limites, la FCC a tenu à protéger les systèmes de communication existants en proposant la bande de 3.1 GHz à 10.6 GHz afin d'éviter de perturber les services existants sur les bandes inférieures. Et toujours dans le souci de protéger ces services, la FCC a imposé une limite de densité spectrale de puissance très basse qui ne dépasse pas $-41,3$ dBm/MHz en puissance moyenne. Les figures suivantes représentent respectivement les gabarits de puissance définis par cette réglementation lorsque les équipements sont censés fonctionner en intérieur (Indoor) ou en extérieur (Outdoor).

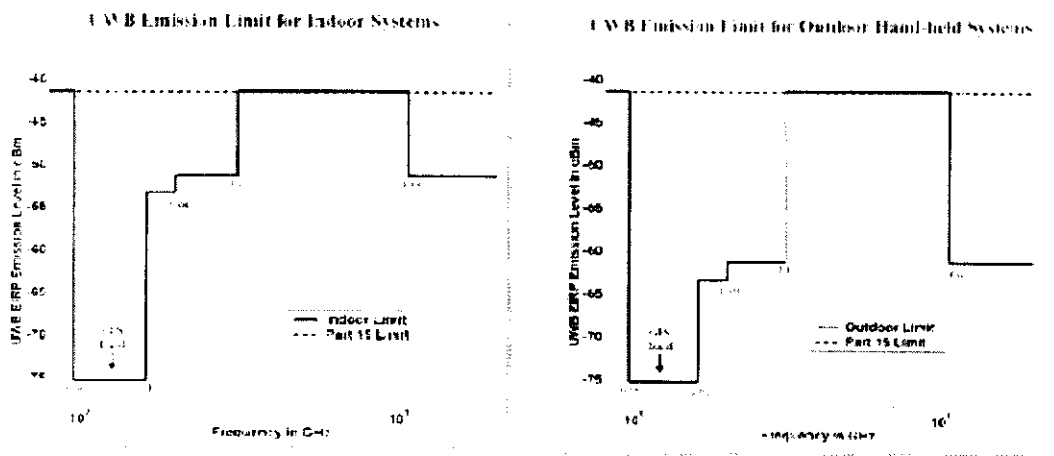


Figure I.2 : Masques spectraux définis par la FCC (INDOOR et OUTDOOR).

La différence principale entre les masques spectraux d'une liaison en intérieur ou en extérieur, est le degré de l'atténuation très élevée exigée sur la limite à gauche de la bande utile pour la liaison Outdoor. Ceci est justifié par le souhait de protéger les récepteurs du système mondial de radiopéage GPS⁷ situé dans la bande [0.96-1.61 GHz].

1.5.2 Réglementation Européenne

La commission européenne a mandaté le CEPT pour recommander une réglementation de l'ULB en Europe [9]. Ainsi, le groupe de travail TG3 s'est créé en mars 2004 au sein du CEPT afin de se pencher sur cette question. La première proposition de ce groupe de travail a été faite en octobre 2005, elle conserve les principales définitions faites par la FCC. Néanmoins, elle propose des limites de puissance différentes et plus sévères dans la partie basse du spectre par rapport aux gabarits de puissances de la FCC. Les figures 3(a) et 3(b) représentent respectivement les gabarits de puissance proposés par le CEPT en octobre 2005 et février 2006.

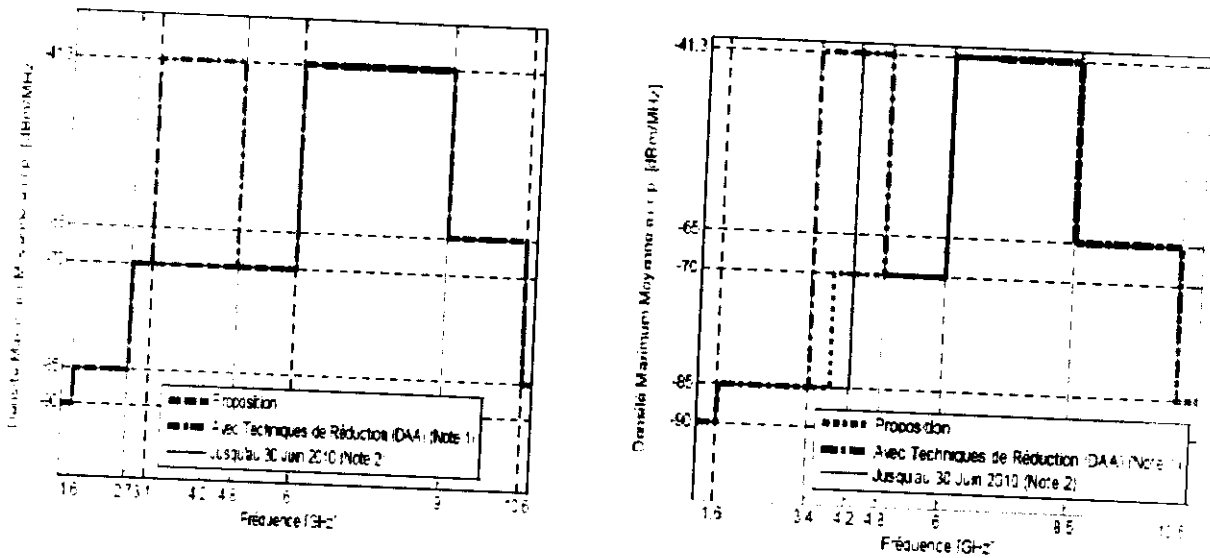


Figure I.3 : Masques spectraux définis par le CEPT: Proposition de 2005 et de 2006.

Ces deux masques à eux seuls illustrent bien la problématique de la réglementation de l'ULB en Europe où les niveaux autorisés sont sensiblement plus bas que les niveaux préconisés par la FCC.

Les propositions européennes sont contraignantes en termes de protection des services de communication existants. Par rapport à la FCC elles ajoutent 30 dB de protection envers les bandes ISM⁸ centrées autour de 2,45 GHz ainsi qu'envers les bandes autour de 5.8 GHz. Elles n'autorisent finalement les transmissions ULB à -41 dBm/MHz que dans la bande [6-

⁷ Global positioning system

⁸ Industriel, scientifique, médical.

9GHz]. Elles possèdent cependant une certaine flexibilité pour les bandes [3,1-4,8 GHz] dans la proposition d'octobre 2005 et pour les bandes [3,4-4,8 GHz] dans celle de février 2006. Ces deux bandes seraient ainsi autorisées avec la valeur FCC de -41 dBm/MHz, à condition de mettre en œuvre des mécanismes d'atténuation efficaces de type détection et évitement (DAA⁹). Enfin les deux propositions autorisent transitoirement l'utilisation de la bande [4,2-4,8 GHz] jusqu'au 30 juin 2010 sans recourir à ces techniques d'atténuation.

1.5.3 Panorama de cohabitation

Comme il vient d'être précisé l'ULB doit coexister avec d'autres systèmes de communications sans être la source de perturbation ou d'interférence pour ces systèmes. Quelques uns de ces systèmes sont illustrés sur la figure (I.4) :

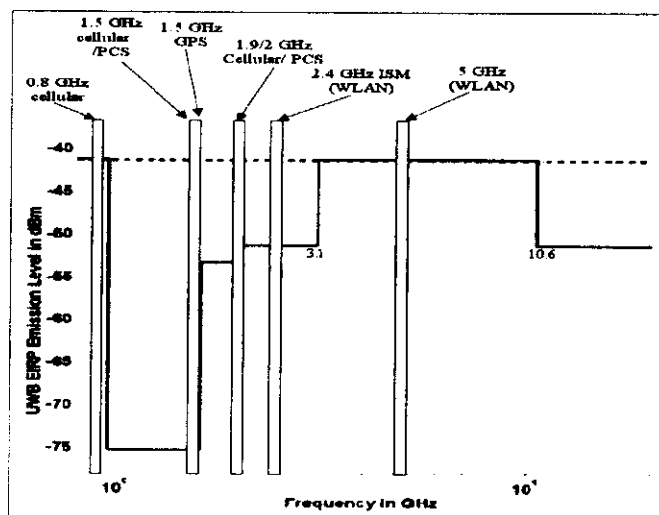


Figure I.4 : Les différents systèmes coexistants avec l'ULB.

1.6 Quelques applications de l'ULB et produits commercialisés

Les applications possibles de l'ULB sont nombreuses. Il est impensable d'en dresser une liste exhaustive. On peut toutefois les classer grossièrement en deux catégories : les applications radar et les applications en communications.

Les dispositifs radar utilisant l'ULB peuvent servir à mesurer des distances ou des positions avec une plus grande résolution que les dispositifs radar existants ou à obtenir des images d'objets enfouis sous la terre et placés derrière des surfaces.

En communications et ce sont les applications qui nous intéressent dans le cadre de ce projet, l'ULB peut permettre les communications sécurisées sans fil de la voix et des données à

⁹ Detect and avoid

potentiellement haut débit sur de courtes distances. On pourrait la voir bientôt utilisée pour l'Internet à large bande, la téléphonie, le câble ou les réseaux d'ordinateurs.

Certaines applications ULB sont déjà offertes sur le marché. Nous citons parmi elles :

- **PulsON 200**

Time domain [10] a développé un chipset ULB commercialisé sous la marque de PulsON. La première génération est le PulsON 100, suivie du PulsON 200. Time domain était la première compagnie qui a passé le procédé de certification de la FCC d'un produit de communications.

Le PulsON 200 Evaluation Kit a une capacité de canal de 9.6 Mbps sur une portée de 10m dans un environnement exempté d'obstacle, et de 7m dans un bureau ou un environnement résidentiel. On résumera les paramètres de ce produit dans le tableau (1) dont l'apparence est comme suit :

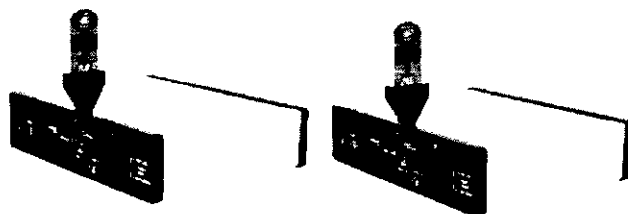


Figure 1.5 : PulsON 200 Evaluation KIT UWB radios.

Les futures générations de PulsON sont en cours de développement, spécialement pour les très larges bandes avec une faible consommation de puissance, destinée à des applications multimédia sans fil.

Paramètres	Valeur
Fréquence des impulsions	9.6 MHz
Capacité de canal	9.6, 4.8, 2.4, 1.2, 0.6, 0.15, 0.075
Fréquence centrale	4.7 GHz
Largeur de bande	3.2 GHz
Puissance isotrope Rayonnée équivalente (PIRE)	-11.5 dBm
Puissance consommée	12.2 W

Tableau 1 : Spécifications du PulsON 200 Evaluation Kit de Time domain.

- **Chipset de TRINITY**

XtremeSpectrum a développé un four chip lineup pour des applications d'ULB.

Les spécifications détaillées du chipset de TRINITY sont illustrées dans le tableau (2).

Paramètres	Valeur
Bande fréquence	3.1-10.6 GHz
Mac protocol	IEEE 802.15.3
Portée	10 m
Modulation	Modulation d'impulsion par inversion de polarité
Type d'impulsion	Monocycle
Capacité de canal	25, 50, 75,100 [Mbps]
Puissance consommée	200 mW
Puissance de sortie	< 1mW
Taux d'erreur binaire	10^{-9}
Taux de codage	1, 3/4,1/2

Tableau 2 : Spécifications du chipset TRINITY.

- **Chipset UBLink**

Wisair est une compagnie qui a développée un chipset sous le nom d'UBLink, destinée aux communications d'intérieur sans fil. Le dispositif technique le plus intéressant de ce chipset est qu'il utilise l'approche *multi-bande* divisant le spectre à ultra large bande du canal en 30 sous bandes étroites, dont les 15 premiers peuvent être employé. Cette approche fournit la flexibilité aux canaux d'être utilisé dans des environnements particuliers. Les spécifications détaillées du chipset UBLink se résume dans le tableau (3).

Paramètre	Valeur
débit	20,62.5, 83.3, 125 [Mbps]
Portée	10-30 [m]
Puissance consommée	60-200 [mW]
Multi-bande	1-15 [sous-bande]

Tableau 3 : Paramètres du chipset UBLink.

- **Un réplicateur de port sans fil ULB**

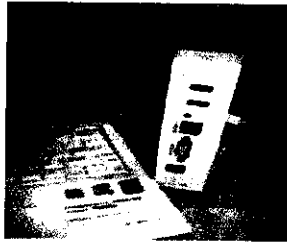


Figure I.6 : Réplicateur de port sans fil.

Le 25 juillet 2007, Toshiba présente une nouveauté intéressante pour les travailleurs nomades : une station d'accueil sans fil. Elle utilise la technologie ULB pour transmettre les données, et à la particularité de pouvoir transmettre le signal vidéo. Actuellement, seule le Portégé R400 (un ultraportable) est capable d'utiliser cette nouvelle station d'accueil. Le réplicateur de ports se met en fonction automatiquement dès que le Portégé est proche, et propose quatre ports USB 2.0, une sortie vidéo, une sortie audio et une prise Ethernet.

- **Un portable LENOVO**



Figure I.7 : Portable LENOVO.

D'autres constructeurs se préparent également à la révolution UWB, à l'image de Lenovo. Le constructeur a présenté son nouveau portable : le Thinkpad T61p. Ce sera le premier au monde à intégrer de base la technologie UWB. Hormis le fait d'être économe en énergie, grâce à son label Energy Star 4.0, ce portable est doté d'un module UWB. Alors que les livraisons de chipsets UWB ont débuté à la fin de l'année dernière, les prévisions de croissance pour cette technologie sont particulièrement optimistes. Le cabinet In-Stat pronostique un total de 289 millions de chipsets UWB livrés en 2010, dont environ 125 millions de PC avec module UWB intégré. Dans une seconde étape, les téléphones mobiles devraient également adopter cette technologie.

▪ Radars ULB de surveillance locale

Les systèmes radar ULB de surveillance locale, [11] qui commencent à être commercialisés, permettent de créer un dôme de surveillance radar autour d'un objet sensible. Ces systèmes compacts de la grandeur d'une canette contiennent un mini radar ULB d'une portée d'une dizaine de mètres, un système radio standard pour transmettre l'alarme en cas d'intrusion voir encore d'un système GPS pour des applications spécifiques.

A droite le système "Guarddog" de la dimension d'une canette.



Figure I.8 : Radars ULB de surveillance locale.

▪ Radar à pénétration du sol (GPR)

Les systèmes GPR permettent d'obtenir des images très précises et détaillées du sous-sol. Le radar UWB est déplacé en surface et envoie des impulsions électromagnétiques dans le sol. L'analyse des échos reçus en retour permet de produire un profil souterrain très précis. La profondeur d'investigation varie en fonction du type de sol.

▪ Radars ULB dans le secteur médical

Dans le secteur médical [12], Une des applications médicales les plus prometteuses concerne les systèmes ULB d'imagerie médicale : comme les différents tissus humains ont des caractéristiques d'absorption et de réflexion typiques, il est possible de développer des systèmes d'imagerie très performants et de poser un diagnostic plus rapide et moins lourd pour le patient que s'il avait fallu avoir recours à la résonance magnétique nucléaire, en évitant aussi les radiations des appareils à rayons X.

I.6.1 Avantages de l'ULB

- Débit important pour un WPAN.
- Bonne capacité de pénétration dans les murs et les obstacles.
- Peu d'interférences avec les systèmes classiques.
- Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples.
- Précision élevée.

- Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, localisation et radar.

1.6.2 Inconvénients de l'ULB

- Rareté des composants.
- Débit reste faible par rapport à la fibre optique.
- Apparition des phénomènes de dispersion et de distorsion en fréquences sur une grande largeur de bande.

1.7 Les différents types de modulation ULB

Au cours du processus de sélection pour la standardisation des signaux ULB, deux grandes familles de formes d'ondes sont entrées en concurrence. Nous citerons d'une part, les signaux de type impulsionnel précurseurs à l'ULB et d'autre part, les signaux multi- porteurs [5].

D'une manière plus générale, ces deux techniques opposent des formes d'ondes dans lesquelles les trains de symboles sont transmis en série ou en parallèle. Elles emploient usuellement une approche synchrone qui nécessite des structures souvent complexes et qui occupe une place importante en termes de consommation d'énergie. Elles demandent également une bonne connaissance du canal de propagation, que nous décrirons dans le chapitre suivant. Une description des grandes familles de signaux utilisés dans les systèmes ULB est présentée :

1.7.1 L'approche impulsionnelle

Les systèmes ULB impulsionnels sont basés sur une transmission d'impulsions très brèves quelques centaines de picosecondes. Il existe de nombreuses formes d'impulsion : gaussienne, dérivée première ou seconde gaussienne. Elles se caractérisent principalement par leurs différences d'occupation et de localisation dans le domaine fréquentiel, que nous illustrons sur la figure (1.9) :

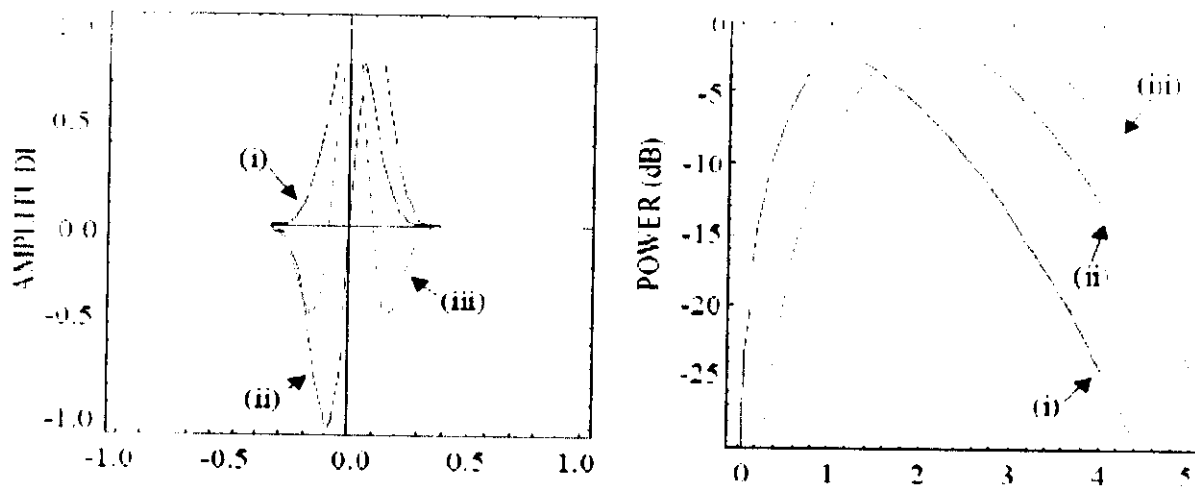


Figure 1.9 : Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel et fréquentiel.

Ces différents types d'impulsion sont ensuite envisagés dans de nombreuses modulations : en position PPM¹⁰, par inversion de polarité BPM¹¹, orthogonale OPM¹², en amplitude PAM¹³.

1.7.2 Les approches multi-bandes

L'approche multi-bandes impulsionnelles ou OFDM est basée sur la division du spectre fréquentiel en plusieurs SB. Les avantages de cette technique sont multiples :

- Elle permet une meilleure maîtrise et répartition de l'occupation spectrale du signal émis.
- Elle offre la possibilité d'avoir des systèmes MU¹⁴.
- Elle rend également moins sensibles les communications aux perturbateurs et autres systèmes communicants déjà existants, grâce aux sauts de fréquence ou temporelle.

L'un de ses plus grands atouts vient de sa grande souplesse à répondre aux exigences des masques d'émission des différents organismes de réglementation.

Les communications multi-bandes sont actuellement considérées dans plusieurs systèmes communicants comme par exemple : l'ADSL, la TNT, les réseaux WiFi et Wimax... qui utilisent généralement des symboles OFDM bandes étroites.

1.7.2.1 Solution multi-bandes impulsionnelles

Dans le cas d'une solution multi-bandes impulsionnelles [5], le spectre en fréquence est divisé en SB de largeur moyenne 500 MHz. Cette largeur de bande a été déterminée pour

¹⁰ Pulse position modulation

¹¹ Bi-phase modulation

¹² Orthogonal pulse modulation

¹³ Pulse amplitude modulation

¹⁴ Multi utilisateur

limiter les évanouissements (fading) du signal qui sont causés par les trajets multiples dans le canal de propagation.

Le traitement séquentiel est cohérent, ce qui est nécessaire pour chacune des SB en réception, mais ne permet pas de tirer pleinement profit de l'énergie disponible. Afin d'éviter les interférences inter-symboles ISI¹⁵, les impulsions sont émises avec une périodicité supérieure à l'étalement du canal. L'augmentation du débit passe par une utilisation séquentielle des SB qui est réalisée à l'aide d'un codage de sauts temporels THC¹⁶ que nous illustrons sur la figure (I.10).

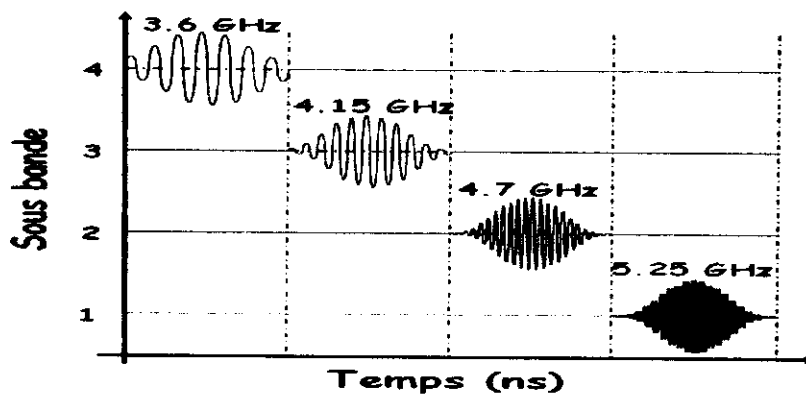


Figure I.10 : Exemple d'émission multi-bandes impulsionnelles sur quatre sous bandes.

I.7.2.2 Solutions multi-bandes OOK

Les systèmes MB-OOK tirent profits des propriétés liées aux formes impulsionnelles (large occupation spectrale) et adoptent une modulation OOK¹⁷ très simple. Son originalité réside dans l'utilisation d'une seule impulsion qui permet de porter plusieurs bits de données. En revanche, il est nécessaire d'adopter un filtrage performant et d'utiliser un seuil de détection approprié.

Cette architecture innovante est nouvelle en radiocommunication ULB permet d'alléger les contraintes matérielles et reste potentiellement capable de réaliser des transmissions avec des débits très élevés. Les débits accessibles sont de l'ordre de 150 à 600 Mbps pour des portées comprises entre 3 et 10 m.

Ces caractéristiques sont sensiblement similaires aux performances obtenues avec des systèmes MB-OFDM.

¹⁵ Interférence intersymbole

¹⁶ Time hopping code

¹⁷ On off keying

1.7.2.3 Solution multi-bandes OFDM

Cette solution implique la division de l'intégralité du spectre fréquentiel en quatorze sous-bandes SB de largeur 528 MHz, comme nous pouvons le voir sur la figure (I.11). Chaque SB est regroupée de manière à former 5 groupes de bandes appelés bande-groupe.

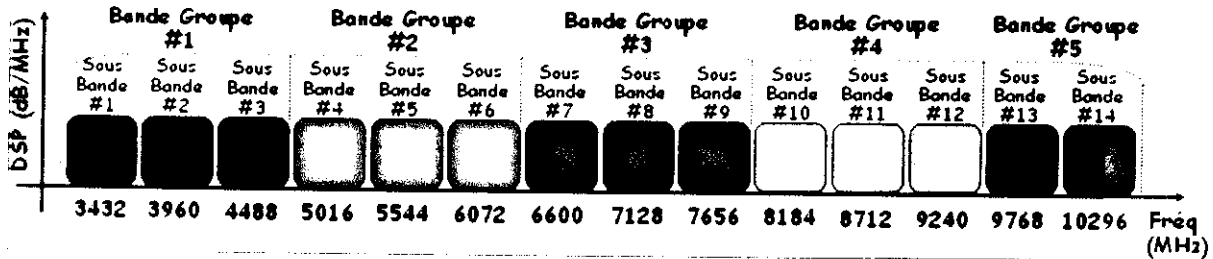


Figure I.11 : Diagramme d'allocation des 14 sous-bandes.

Les systèmes MB-OFDM reposent sur une modulation OFDM classique construite à partir d'une transformée de Fourier rapide FFT¹⁸. Composé de plusieurs porteuses, un symbole OFDM a une largeur de bande totale de 528 MHz, ce qui correspond à l'occupation d'une SB complète.

La particularité des systèmes MB-OFDM repose sur la technique des sauts de fréquence, également appelés FH¹⁹ sur les trois premières sous bandes, les sauts de fréquence permettent de faire passer le signal au cours du temps d'une SB à une autre selon un codage temps/fréquence TFC²⁰. Les débits de données atteignables avec un système MB-OFDM s'échelonnent de 53 à 480 Mbps.

Les communications de type OFDM sont de plus en plus adoptées. Elles présentent de nombreux avantages : que ce soit dans la robustesse contre les effets des multi-trajets ou dans la possibilité de choisir les débits d'émission suivant la qualité de transmission.

1.8 OFDM

Les techniques qu'on appelle multi porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide [13].

¹⁸ Fast Fourier Transform

¹⁹ Frequency hopping

²⁰ Time frequency code

Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples.

I.8.1 Principe de la modulation

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N, qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{N-1}

Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.

Chaque donnée C_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2j\pi f_k t}$ (I.1)

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels : $\sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t}$ (I.2)

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$.

Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \text{ et } s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (I.3)$$

Voici le schéma de principe de la modulation.

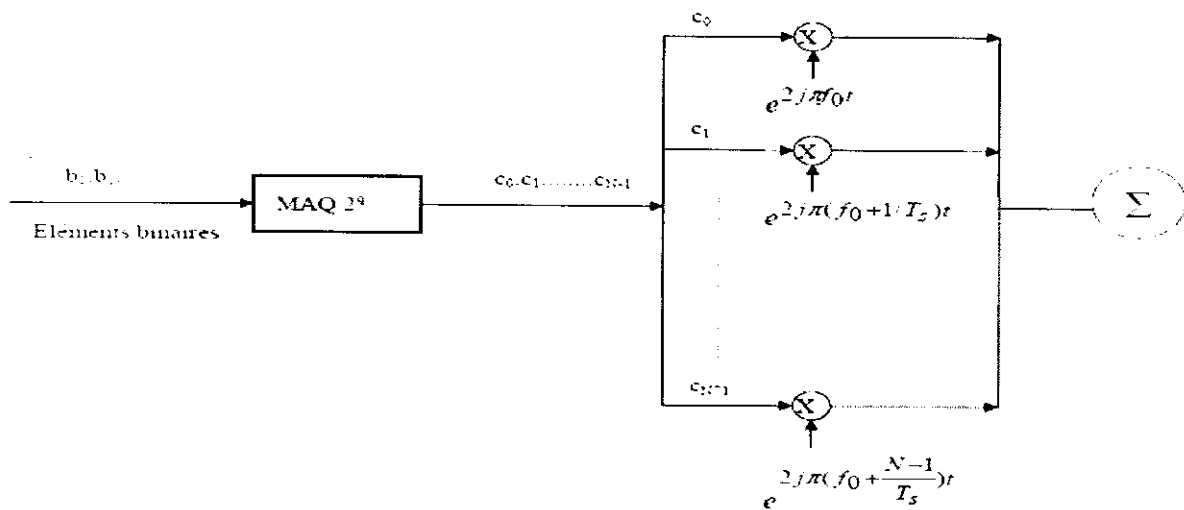


Figure I.12 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM

Plus précisément les données numériques C_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation. Ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

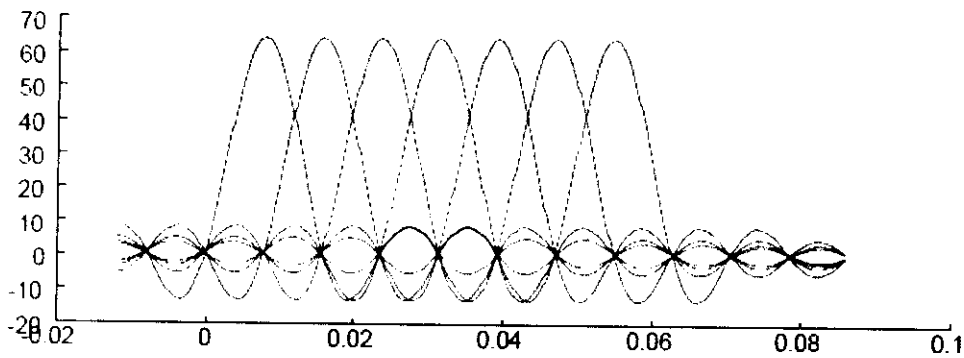


Figure I.13 : Spectre des différentes porteuses.

La figure (I.13) montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres: c'est la condition d'orthogonalité. (Orthogonal d'OFDM).

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

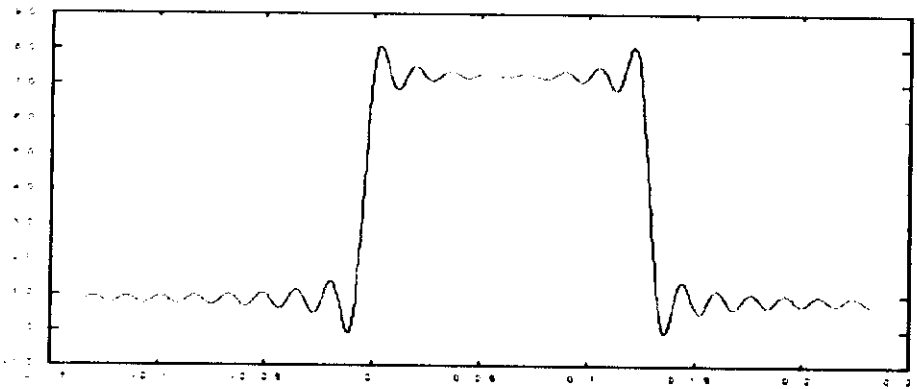


Figure I.14 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.

La figure (I.14) montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_s$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_s$.

La réalisation suivant le schéma de principe nécessiterait N modulateurs. Mais l'expression mathématique (I.2), du signal montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques C_k .

1.8.2 Principe de la démodulation

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole T_s :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{1.4}$$

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique :

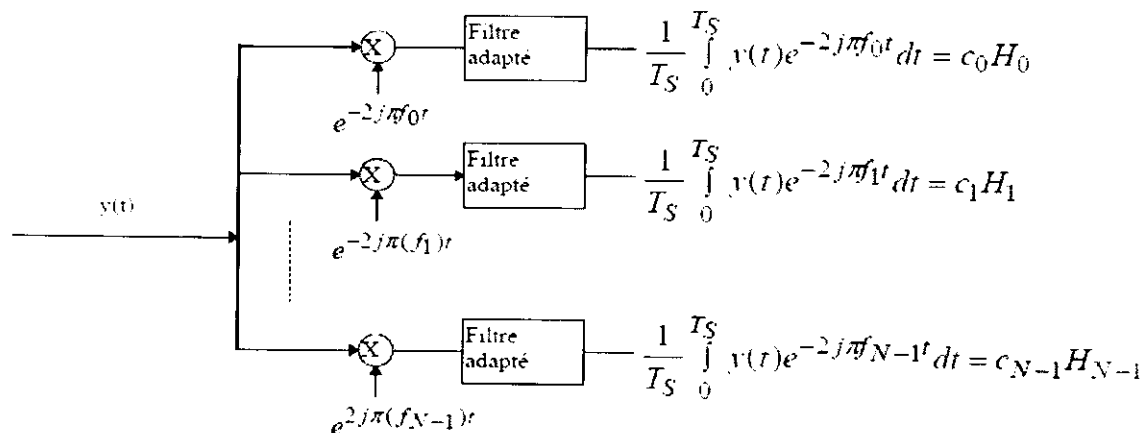


Figure 1.15 : Schéma de principe d'un démodulateur.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = C_i H_i \tag{1.5}$$

Parce que
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \text{ si } k \neq i, 1 \text{ si } k = i \tag{1.6}$$

En pratique, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier. Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période $i T_s$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i-1) T_s$. Il se produit alors des interférences. Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée Δ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal lui-même. La durée du symbole totale transmis est alors $T = T_s + \Delta$. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards qui apparaissent dans le canal.

I.9 Conclusion

Lors de ce chapitre, les principales notions nécessaires à la présentation de la technologie ULB ainsi que les règles actuellement en vigueur ont été illustrées, ensuite quelques produits commercialisés offerts sur le marché ont été présentés.

CHAPITRE II : ETUDE DE LA LIAISON RADIO

II.1 Introduction	18
II.2 Définition du canal de propagation	18
II.3 Propagation par trajets multiples.....	19
II.4 Représentation du canal de propagation.....	21
II.4.1 Formulation mathématique	21
II.4.2 Modélisation du canal ULB	22
II.4.2.1 La modélisation déterministe	22
II.4.2.2 La modélisation statistique.....	22
II.4.2.2.1 Les effets à grande échelle	22
II.4.2.2.2 Les effets à petite échelle	24
II.4.3 Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits	24
II.4.3.1 Principe du modèle	25
II.4.3.2 Différents types du modèle IEEE 802.15.3a	29
II.5 Estimation et égalisation des systèmes OFDM	31
II.5.1 Annulation des Interférence Inter Symbole.....	31
II.5.1.1 Méthode du “préfixe cyclique”	31
II.5.1.2 Méthode du “zero padding”	32
II.5.2 Estimation du canal.....	33
II.5.2.1 Estimation par insertion de pilotes	33
II.5.2.2 Estimation semi aveugle	34
II.5.2.3 Estimation aveugle.....	34
II.5.3 Egalisation du canal	34
II.5.3.1 Le Zero Forcing	34
II.5.3.2 Le MMSE	35
II.5.4 Egalisation avec l’apport de la diversité fréquentielle.....	35
II.5.4.1 Egalisation avec redondance fréquentielle	37
II.5.4.2 Egalisation avec redondance temporelle	39
II.6 Conclusion	41

CHAPITRE II : ETUDE DE LA LIAISON RADIO

II.1 Introduction

Ce chapitre, présente les effets de propagation par trajets multiples sur le signal reçu, ainsi que la modélisation du canal IEEE.802.15.3a. Ensuite, les méthodes permettant de supprimer l'Interférence Inter Symbole et les principales techniques d'égalisation seront illustrées. Un cas particulier sera traité, celui de l'égalisation à diversité fréquentielle, comme cela est proposé pour les systèmes Multi Bandes OFDM.

II.2 Définition du canal de propagation

Par définition, un canal de propagation radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques en tenant compte des interactions entre ces dernières et leur environnement. Il convient de faire la distinction entre le canal de propagation, qui représente les transformations des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, et le canal de transmission, qui inclut également le diagramme de rayonnement des antennes utilisées (figure (II.1)).

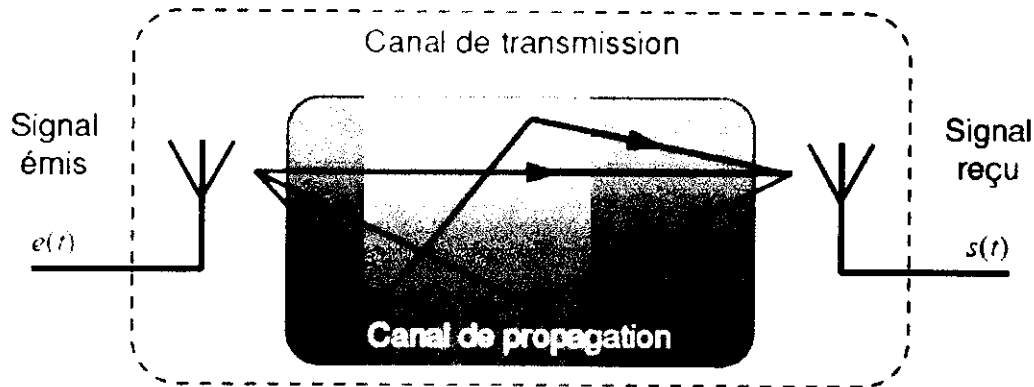


Figure II.1 : Canal de propagation et canal de transmission .

La propagation en espace libre est un cas théorique de référence. Dans des conditions réelles de propagation, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes de propagation, qui sont présentés dans la section suivante.

II.3 Propagation par trajets multiples

Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et un élément de l'environnement (réflexion, diffraction, diffusion, guidage d'onde). Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, qui ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différents, et qui arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. D'un autre côté, et plus particulièrement à l'intérieur des bâtiments, un trajet en visibilité directe, ou Line Of Sight (LOS), n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité, ou Non Line Of Sight (NLOS), qui permettent la communication radio. La figure (II.2) illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation [14].

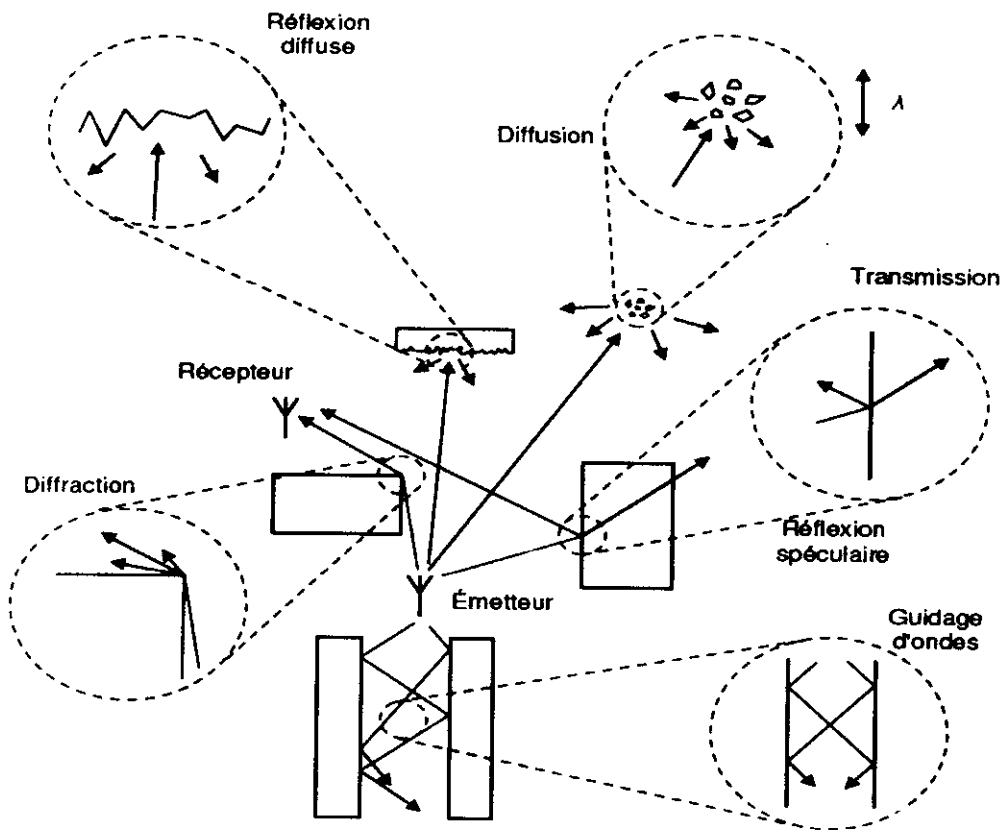


Figure II.2 : Principaux mécanismes de propagation.

- **Sélectivité spatiale :**

Prenons d'abord le cas d'un signal composé d'une fréquence porteuse pure se propageant selon deux trajets, le trajet direct et un trajet réfléchi. Si la réflexion se produit à proximité de la ligne de visibilité directe, on peut considérer que ces deux trajets présenteront une atténuation similaire. Cependant, suivant la longueur d'onde du signal émis et la différence de marche entre les deux trajets, les deux versions du signal peuvent arriver en phase ou en opposition de phase. Ce concept est illustré dans la figure (II.3). Dans le premier cas, les signaux s'additionnent de façon constructive et on observe un gain de puissance. Dans le second cas, il y a addition destructive et la puissance totale reçue est fortement affaiblie.

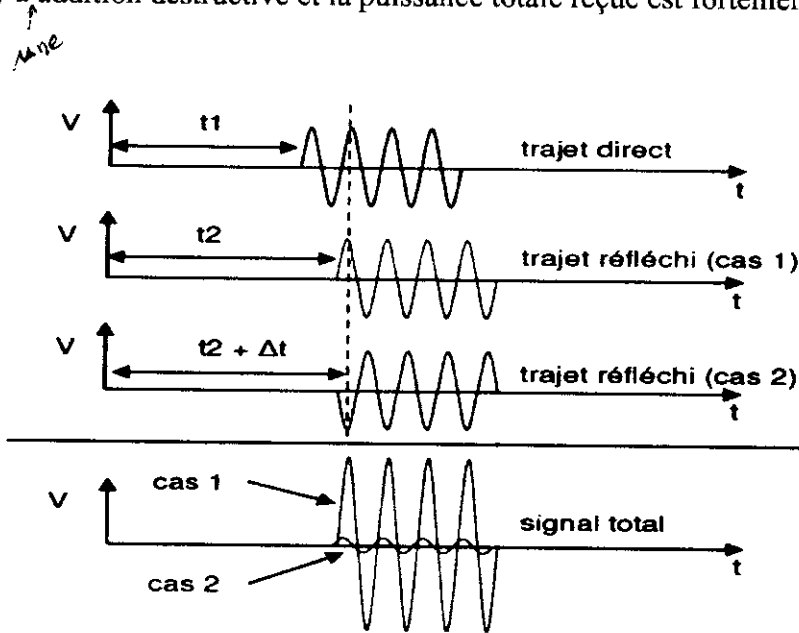


Figure II.3 : Addition constructive et destructive de deux trajets de propagation.

- **Sélectivité fréquentielle**

Pour les signaux occupant une bande de fréquences large, les diverses composantes fréquentielles peuvent être affectées de manière différente, si bien que le signal reçu présente une certaine distorsion par rapport au signal émis. On parle alors d'évanouissements sélectifs en fréquence, qui se manifestent par une variation de la puissance reçue en fonction de la fréquence. La largeur de bande sur laquelle les composantes spectrales du signal sont affectées de la même manière est appelée bande de cohérence ou bande de corrélation.

Dans le domaine des retards, la sélectivité fréquentielle se manifeste par un délai de l'ordre de la nanoseconde entre les diverses versions du signal qui ont emprunté des trajets de propagation différents. Suivant la largeur de bande du signal, ces échos peuvent se superposer, ce qui provoque des évanouissements importants.

Pour les signaux ULB, la résolution des trajets multiples devient très faible, ce qui limite l'interférence entre les différentes versions retardées du signal. Dans ce cas, les évanouissements de puissance sont moins importants. Enfin, on peut noter que dans le cas de signaux large bande, la sélectivité fréquentielle est responsable de l'étalement temporel du signal émis. La connaissance de cette dispersion est nécessaire pour calibrer les systèmes de communication et éviter les problèmes d'interférence inter-symboles.

II.4 Représentation du canal de propagation

II.4.1 Formulation mathématique

Dans le modèle à rayons, les effets du canal sont modélisés par un système linéaire. Dans le cas stationnaire (dont les paramètres sont fixes au cours du temps) étudié ici, le canal peut être représenté par sa réponse impulsionnelle invariante en temps. Chaque trajet est caractérisé par l'atténuation, le retard et la distorsion appliqués au signal émis. Pour une impulsion $e(t)$ émise, la représentation mathématique adoptée pour le signal reçu $r(t)$ est donc :

$$r(t) = e(t) * h(t) \quad (\text{II.1})$$

$$r(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) * e(t - \tau_k) \quad (\text{II.2})$$

Où le réel α_k introduit l'atténuation appliquée au $k^{\text{ième}}$ trajet dont le retard τ_k est directement issu de la longueur géométrique du trajet.

A partir de l'équation précédente, on déduit la forme de la réponse impulsionnelle du canal en temps continu, ou en bande infinie :

$$h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (\text{II.3})$$

La fonction de transfert du canal s'obtient par transformation de Fourier de la réponse impulsionnelle, soit :

$$H(f) = \sum_k \alpha_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (\text{II.4})$$

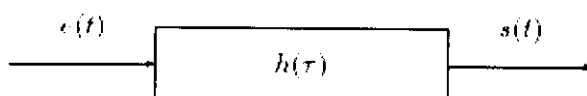


Figure II.4 : Représentation d'un canal radiomobile

II.4.2 Modélisation du canal ULB

II.4.2.1 La modélisation déterministe

La modélisation déterministe permet d'obtenir une estimation de la réponse impulsionnelle pour un canal donné [15]. Celle-ci permet de prédire la zone de couverture d'un système de communication. De plus la connaissance des conditions de propagation permet au système d'atteindre ses performances optimales pour cet environnement spécifique. Mais les systèmes de communication mis en place doivent satisfaire des performances dans un large ensemble d'environnements. Il est donc exclu de dimensionner un système pour qu'il s'adapte à une réponse impulsionnelle précise. On a donc besoin d'un modèle de canal caractéristique de l'ensemble des configurations pour lesquelles le système étudié doit fonctionner.

II.4.2.2 La modélisation statistique

Un exemple de ce type de modèle est celui du canal en espace libre avec un bruit thermique additif décrit par un modèle probabiliste gaussien. Sur la base de ce modèle, les performances de nombreux systèmes sont étudiées et comparées. Sur le même principe, on souhaite mettre en place un modèle statistique de canal multi-trajets. On cherche à déterminer les statistiques des ensembles $\{\alpha_k\}$ et $\{\tau_k\}$ pour un type d'environnement donné. Les environnements concernés par les applications ULB sont essentiellement indoor, dans des contextes résidentiel, de bureaux d'entreprise, industriel, etc. Chaque type d'environnement est caractérisé par une organisation de l'espace spécifique et des matériaux de construction dominants. Par exemple, un milieu industriel se distingue par de grands volumes aménagés d'objets métalliques de taille importante. Ces caractéristiques sont à l'origine d'une forte densité de trajets et d'une durée d'étalement longue. Les spécificités des environnements sont à l'origine des statistiques différentes sur la répartition des ensembles $\{\alpha_k\}$ et $\{\tau_k\}$.

La mesure ou la simulation d'un grand nombre de canaux (caractéristiques du type d'environnement à modéliser) sont nécessaires pour identifier ces statistiques. Généralement, les modèles statistiques de canaux distinguent deux catégories d'effets.

II.4.2.2.1 Les effets à grande échelle

Ils sont responsables des variations du canal sur des distances importantes. Ils sont caractérisés par les atténuations moyennes globales du canal en fonction de la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur. Ces effets sont modélisés par le path loss. Le modèle du path loss sert à construire les bilans de liaison des systèmes de communication étudiés. Il caractérise la perte en puissance entre l'émetteur et le récepteur :

$$PL = \frac{P_t}{P_r} \quad (II.5)$$

Où P_t et P_r sont les puissances respectivement émise et reçue. Dans le cas d'un canal à un seul trajet se propageant en espace libre sur une distance d , le path loss est donné par l'équation :

$$PL = \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi d f_c}{c} \right)^2 \quad (II.6)$$

Le path loss du canal en espace libre est proportionnel au carré de la distance.

Dans le cas du modèle à deux rayons avec une réflexion au sol, le path loss est proportionnel à d^4 au delà d'une distance critique d_c . Ceci est dû au recouvrement entre les deux impulsions reçues, i.e. le fading. La distance critique d_c est d'autant plus grande que les impulsions sont étroites ou de manière équivalente que la bande utilisée est importante.

Dans des configurations réalistes de canaux multi-trajets, la perte en puissance est le résultat de nombreuses interactions entre le signal émis et les obstacles constituant le canal. Un modèle de path loss General utilise un paramètre n appelé le path loss exponent tel que :

$$PL(d) = PL_0 d^n \quad (II.7)$$

Où PL_0 est la perte en puissance observée entre l'émetteur et le récepteur espacés d'une distance de référence $d_0 = 1$ m. Dans le cas d'antennes d'émission et de réception de gain unité :

$$PL = \left(\frac{4\pi d f_c}{c} \right)^2 \quad (II.8)$$

En échelle logarithmique, l'équation (II.7) s'écrit :

$$PL_{dB}(d) = PL_{0\ dB} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (II.9)$$

Cette expression donne la perte en puissance observée en moyenne sur un grand nombre de configurations. En réalité, le déplacement d'une antenne sur une distance supérieure à la longueur d'onde influe de manière significative sur la puissance reçue. Le récepteur peut en effet se situer dans une zone d'ombre par rapport à la position de l'émetteur.

Ce phénomène, appelé shadowing, est pris en compte par l'ajout d'une quantité aléatoire dans l'équation (II.9) :

$$PL_{dB}(d) = PL_{0\ dB} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{\sigma_{dB}} \quad (II.10)$$

Où $\chi_{\sigma_{dB}}$ est une variable aléatoire gaussienne centrée de variance σ_{dB}^2 . Le path loss en linéaire est une variable aléatoire suivant une loi log-normale de moyenne et variance égales à :

$$E[PL(d)] = PL_0 d^n e^{\frac{(\sigma_{dB} \ln(10))^2}{200}} \quad (II.11)$$

$$V[PL(d)] = PL_0^2 d^{2n} e^{\frac{(\sigma_{dB} \ln(10))^2}{100}} \left(e^{\frac{(\sigma_{dB} \ln(10))^2}{100}} - 1 \right)^2 \quad (II.12)$$

II.4.2.2.2 Les effets à petite échelle :

Ils font référence aux variations d'amplitude et de retard des trajets sur des distances courtes, de quelques dizaines de centimètres en ULB. Dans un premier temps, l'étude des effets à petite échelle permet de construire le module carré des réponses impulsionnelles $|h(t)|^2$ ou power delay profile. Celui-ci permet d'extraire les caractéristiques principales du canal multi-trajets :

- le retard moyen des trajets est donné par le mean excess delay et est égal au premier moment du power delay profile

$$\tau_m = \frac{\sum_k \alpha_k^2 \tau_k}{\sum_k \alpha_k^2} \quad (II.13)$$

- la dispersion des retards est donnée par le root mean square (RMS) delay spread qui est la racine carré du moment centré d'ordre deux du power delay profile :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k \alpha_k^2 (\tau_k - \tau_m)^2}{\sum_k \alpha_k^2}} \quad (II.14)$$

- le nombre de trajets significatifs $N_{x\text{dB}}$ est le nombre de trajets dont l'amplitude est supérieure à un seuil déterminé par rapport à la puissance du trajet dominant.

II.4.3 Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a mis en place un modèle de canal afin d'étudier et comparer les différents systèmes candidats au standard haut débit et courte portée indoor

II.4.3.1 Principe du modèle

Ce modèle en rayons est dérivé du modèle de canal de Saleh et Valenzuela [16], qui prend en compte les phénomènes de clusters mis en évidence par les mesures de canaux. La réponse impulsionnelle du canal multi-trajets exprimée à l'équation (II.3) est modifiée pour s'adapter au modèle en clusters :

$$h(t) = \sum_l \sum_k \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (\text{II.15})$$

- Où :
- l est l'indice des clusters ;
 - k est l'indice des trajets à l'intérieur des clusters ;
 - T_l est le retard du l ème cluster, i.e. l'instant d'arrivée du premier trajet dans le cluster d'indice l ;
 - $\tau_{k,l}$ est le retard du k ème trajet du l ème cluster, relativement à l'instant d'arrivée T_l du premier trajet du cluster (donc $\tau_{0,l} = 0, \forall l$)
 - $\alpha_{k,l}$ est l'amplitude du trajet k au sein du cluster l .

La figure (II.5) illustre le phénomène des clusters pour une application indoor.

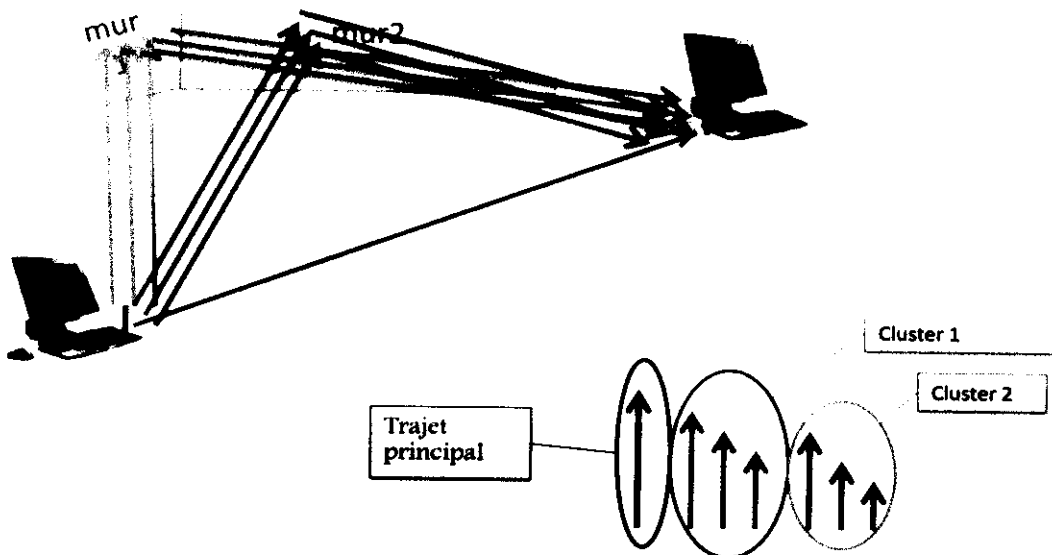


Figure II.5 : Schéma illustrant les clusters.

- **Instants d'arrivée des clusters et des trajets**

Les instants d'arrivée d'un cluster, T_l , sont modélisés par un processus de Poisson de fréquence d'apparition Λ . Le temps entre deux clusters suit donc une loi exponentielle de paramètre Λ :

$$p\left(\frac{T_l}{T_{l-1}}\right) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (\text{II.16})$$

Le temps moyen entre deux clusters est donc égal à $1/\Lambda$.

De même, les instants d'arrivée des trajets, $\tau_{k,l}$, au sein d'un cluster sont modélisés par une loi de Poisson de fréquence d'apparition λ . Les trajets sont donc espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre λ :

$$p\left(\frac{\tau_{k,l}}{\tau_{k-1,l}}\right) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (\text{II.17})$$

- **Amplitude des trajets**

L'amplitude des trajets est observée par l'intermédiaire de la variable aléatoire positive $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$, où $\beta_{k,l}$ est le module de l'amplitude du $k^{\text{ième}}$ trajet du $l^{\text{ième}}$ cluster et $p_{k,l}$ est égal à $+1$ ou -1 de manière équiprobable. Ce dernier paramètre fixe donc la polarité du trajet indicé par k et l . La puissance des trajets est donnée par $\beta_{k,l}^2$.

- **Décroissance moyenne de la puissance des trajets**

La puissance moyenne des clusters (resp. des trajets intra-cluster) suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ (resp γ). La puissance moyenne du trajet d'indices (k, l) s'exprime donc :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \beta_{0,0}^2 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (\text{II.18})$$

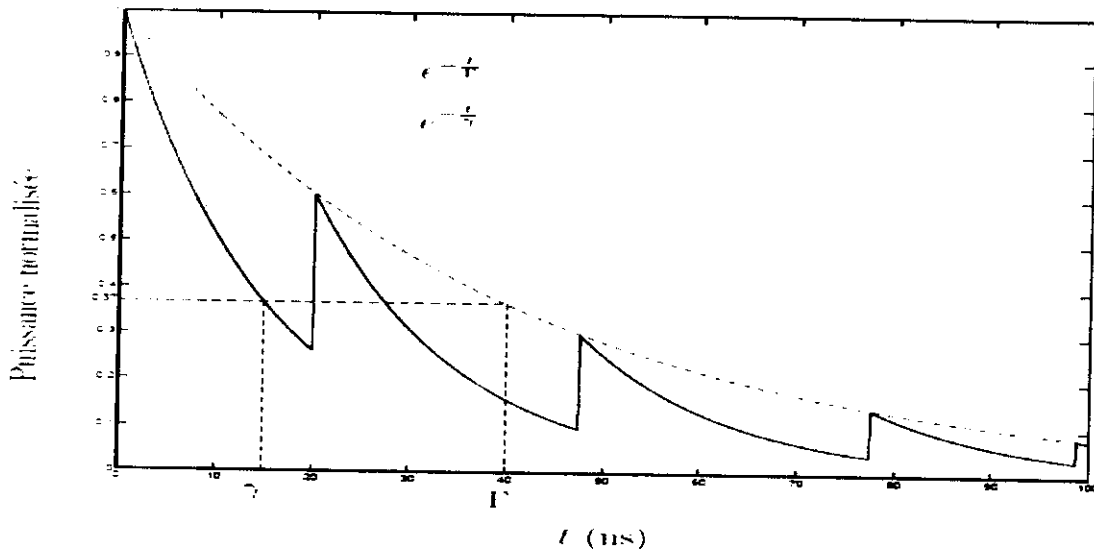


Figure II.6 : Représentation schématique du power delay profile.

Où $\beta_{0,0}^2$ est la puissance du premier trajet du premier cluster.

Pour faciliter l'interprétation de Γ , on peut remarquer qu'un cluster (ou plus précisément le premier trajet d'un cluster) arrivant au bout d'un temps égal à Γ possède une puissance égale à 37% de $\beta_{0,0}^2$.

Le temps de décroissance de la puissance des clusters est plus grand que le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un cluster : $\Gamma > \gamma$.

La figure (II.5) représente de manière schématique le power delay profile et les décroissances exponentielles associées.

▪ **Densité de probabilité de la puissance des trajets**

Comme il a été vu précédemment, la valeur moyenne de la puissance des trajets $\overline{\beta_{k,l}^2}$ décroît de manière déterministe suivant les instants d'arrivée des trajets. En revanche, la distribution de la puissance normalisée des trajets, $\beta_{k,l}^2 / \overline{\beta_{k,l}^2}$, est considérée indépendante des retards.

Le modèle de Saleh-Valenzuela original [17] s'applique aux systèmes bande étroite.

Il propose une répartition des puissances suivant une loi exponentielle :

$$p(\beta_{k,l}^2) = 1/\overline{\beta_{k,l}^2} e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}} \tag{II.19}$$

On obtient donc une répartition du module des trajets suivant une loi de Rayleigh :

$$p(\beta_{k,l}) = 2\beta_{k,l}/\overline{\beta_{k,l}^2} e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}} \tag{II.20}$$

En effet, dans un système bande étroite, la résolution temporelle du récepteur est très large (inversement proportionnelle à la largeur de la bande). L'échelle des temps est partitionnée en bins correspondant au temps de résolution du récepteur. Pour un système bande étroite, à l'instant t_k correspondant au début du $k_{i\text{eme}}$ bin, chaque trajet d'indice n contenu dans ce bin est caractérisé par son amplitude $\alpha_{k,n}$ et sa phase $\phi_{k,n}$. Pour le bin considéré, la puissance du trajet résultant, i.e. observable par le récepteur bande étroite, est le module carré de la somme des trajets contenus dans ce bin :

$$\begin{aligned}\beta_k^2 &= \left| \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} \right|^2 \\ &= \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n}) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n}) \right)^2\end{aligned}\quad (\text{II.21})$$

où les sommes sont effectuées sur le nombre N_k de trajets arrivant dans l'intervalle de temps du bin k considérés.

Dans un système bande étroite, la durée d'un bin est longue et par conséquent, le nombre de trajets N_k est grand. Finalement, en vertu de la loi des grands nombres, les variables aléatoires $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n})$ et $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n})$ suivent une loi gaussienne centrée de même variance. La somme de leur carré $\beta_{k,l}^2$ est donc une variable aléatoire suivant une loi exponentielle et sa racine carrée $\beta_{k,l}$, suit une loi de Rayleigh.

Pour les systèmes ULB, la résolution temporelle est très fine et les durées d'un bin sont très courtes. Par conséquent, le nombre de trajets contenus dans chaque bin est faible et la loi des grands nombres n'est plus vérifiée. C'est pourquoi, pour le modèle IEEE 802.15.3a, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale offrant une meilleure adéquation entre le modèle et les observations expérimentales.

On a donc finalement :

$$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (\text{II.22})$$

Ou encore :

$$\beta_{k,l} = 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}} \quad (\text{II.23})$$

Où $n_1 \propto N(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto N(0, \sigma_2^2)$ sont indépendants et déterminent les variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque cluster et à chaque trajet. Les paramètres σ_1^2 et σ_2^2 sont donc les variances en décibels observées respectivement sur les clusters et sur les trajets.

Dans l'équation (II.22), la moyenne $\mu_{k,l}$ de la loi normale est obtenue à partir de l'expression de la moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ donnée à l'équation (II.18), à l'aide des formules de conversion de loi log-normale vers la loi normale :

$$\mu_{k,l} = \frac{1}{\ln(10)} \left(10 \ln(\beta_{0,0}^2) - 10 \frac{\tau_l}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (\text{II.24})$$

II.4.3.2 Différents types du modèle IEEE 802.15.3a

Le modèle IEEE 802.15.3a est caractérisé par les valeurs de 7 paramètres :

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

Quatre types du modèle IEEE sont disponibles et reflètent chacun une configuration donnée :

- CM1 : visibilité directe (LOS) entre 0 et 4 mètres ;
- CM2 : absence du trajet direct (NLOS) entre 0 et 4 mètres ;
- CM3 : absence du trajet direct (NLOS) entre 4 et 10 mètres ;
- CM4 : RMS le retard étalé égal à 25 ns, illustrant une configuration NLOS sévère avec un nombre et une densité des trajets très importants.

Les paramètres du modèle sont donnés au tableau (4).

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Lambda(1/ns)$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda(1/ns)$	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma(ns)$	7.1	5.5	14	24
$\gamma(ns)$	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1(dB)$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2(dB)$	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941

Tableau 4 : Les paramètres du modèle IEEE802.15.3a.

La réalisation de canaux à partir de ce modèle permet de satisfaire aux caractéristiques de canal présentées au tableau (5). Les valeurs en gras sont les valeurs caractéristiques cibles issues de la mesure ; elles ont été utilisées pour dimensionner les paramètres du tableau (4). A l'inverse, les nombres en italique n'ont pas servi à paramétrer le modèle. Ils représentent les caractéristiques observées par la réalisation d'un grand nombre de canaux à partir du modèle et des paramètres du tableau (4).

Caractéristiques	CM1	CM2	CM3	CM4
τ_m , <i>retars moyen des trajets (ns)</i>	5.05	10.38	14.18	27
τ_{RMS} , <i>dispersion des retards (ns)</i>	5.28	8.03	14.28	25
$NP_{10\text{ dB}}^{(a)}$	13	18	35	41
$NP_{85\%}^{(b)}$	24	36.1	61.54	123

Tableau 5 : Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre canaux.

- (a) nombre de trajets au dessus du seuil de -10 dB par rapport au trajet dominant
- (b) nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle

La figure (II.7) représente une réalisation de canal pour chaque type du modèle IEEE 802.15.3a.

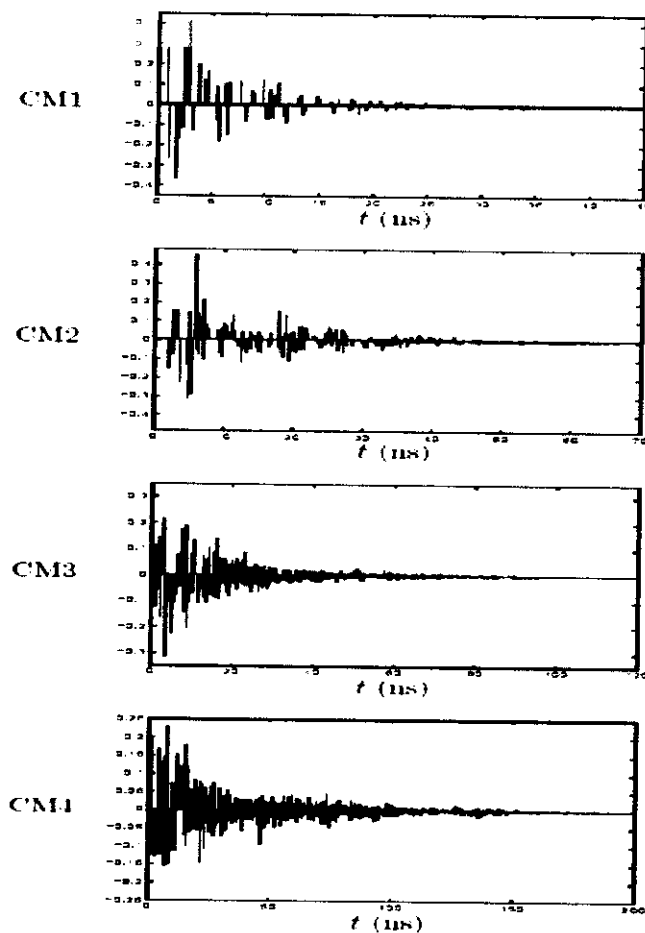


Figure II.7 : Quelques réalisations de canaux obtenues à partir du modèle IEEE 802.15.3a.

II.5 Estimation et égalisation des systèmes OFDM

II.5.1 Annulation des Interférence Inter Symbole

Dans l'état actuel, l'annulation de l'ISI²¹ est une tâche très complexe pour les récepteurs. La suppression de l'ISI est réalisée grâce à l'insertion d'un intervalle de garde, qui est soit le "préfixe cyclique" soit le "zero padding", et qui doit être plus longue que la dispersion du canal [18]. (temps cohérent)

II.5.1.1 Méthode du "préfixe cyclique"

Dans le cas des systèmes OFDM avec préfixe cyclique [19], l'annulation de l'ISI est réalisée en ajoutant un intervalle entre chaque symbole OFDM utile à la sortie de l'IFFT à l'émission. Le préfixe cyclique est une copie de la fin du symbole OFDM qui est placée dans cet intervalle. A la réception, le préfixe cyclique est supprimé avant d'effectuer la FFT. On

²¹ Interférence Inter Symbole

constate que si la durée du préfixe cyclique T_{PC} est supérieure à la dispersion du canal τ_{canal} alors l'ISI est complètement supprimée. La figure (II.8) correspond au cas limite où la durée du préfixe cyclique est égale à la durée de la réponse impulsionnelle du canal ($T_{PC} = \tau_{canal}$). T_{PC} , T_{utile} et T_{OFDM} correspondent respectivement à la durée du préfixe cyclique, du symbole OFDM utile, et du symbole OFDM complet comprenant le préfixe cyclique.

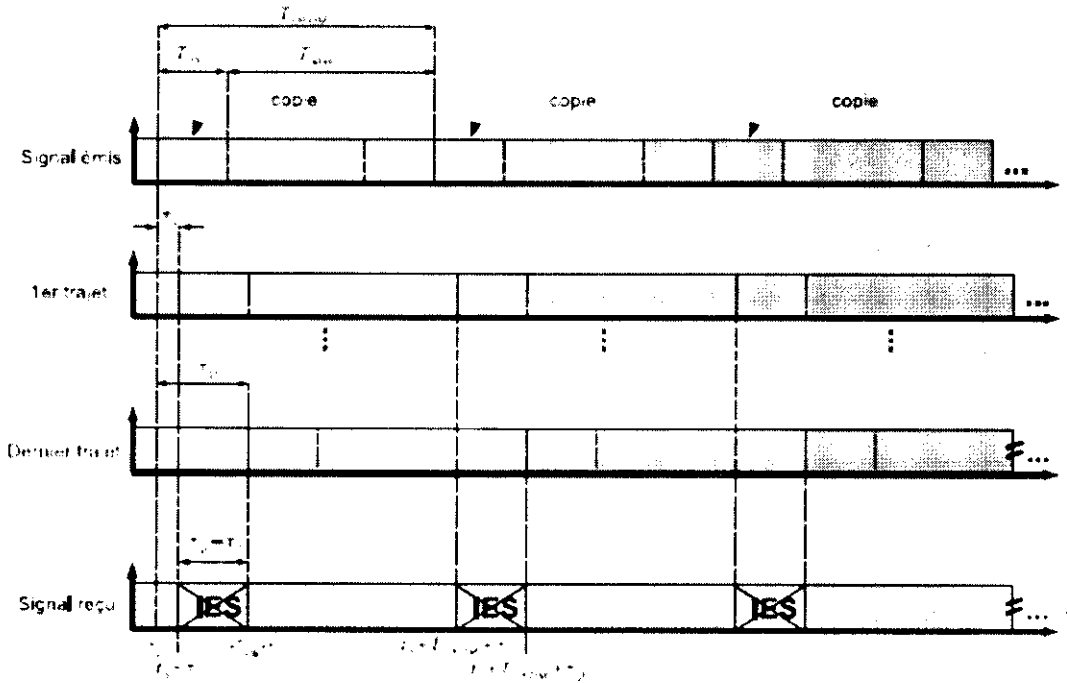


Figure II.8 : Annulation de l'ISI grâce au préfixe cyclique dans d'un multi trajet.

II.5.1.2 Méthode du “zero padding”

Dans le cas des systèmes OFDM avec zero padding[20,21,22,23], l'annulation de l'ISI est réalisée en ajoutant à la fin de chaque symbole OFDM provenant de l'IFFT des zéros. On constate que si la durée du zero padding T_{ZP} est supérieure à la dispersion du canal τ_{canal} , alors il n'y a pas de phénomène d'ISI.

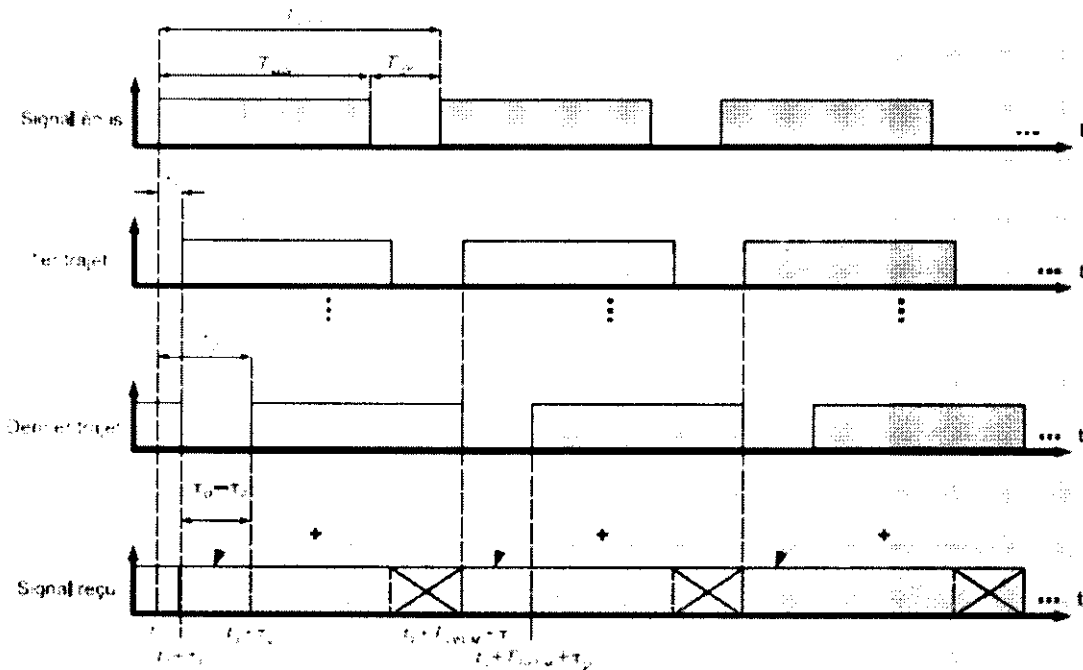


Figure II.9 : Annulation de l'ISI dans le cas d'un multi-trajet et $T_{ZP} = \tau_{canal}$.

II.5.2 Estimation du canal

A cause du bruit et des multi-trajets de propagation, le canal de transmission introduit des distorsions sur le signal transmis. Pour restituer la séquence de données émise, le récepteur doit identifier la distorsion introduite par le canal puis l'égaliser.

Il existe 3 types d'estimation :

II.5.2.1 Estimation par insertion de pilotes

L'estimation par insertion de pilotes consiste à émettre des séquences d'entraînement dont les positions et les contenus sont connus par le récepteur [18]. A la réception, les composantes de la fonction de transfert seront estimées. Ce type d'estimation se divise principalement en deux classes :

- Estimation par insertion de trames pilotes.
- Estimation par insertion de porteuses pilotes.

L'estimation par insertion de trames pilotes revient à envoyer périodiquement une trame OFDM d'entraînement. Les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les sous-porteuses, mais en des intervalles de temps qui représente la période d'émission de la trame pilote.

L'estimation par insertion de porteuses pilotes consiste à fixer suivant un standard choisi les sous-porteuses des trames sur lesquelles sont envoyés de façon continue des symboles pilotes.

L'état du canal pour le reste des fréquences est déterminé par interpolation des valeurs estimées. Le choix du type d'interpolation influe sur la qualité de l'estimation.

II.5.2.2 Estimation semi aveugle

Lorsque on ne connaît pas a priori les variations statistiques temporelles et fréquentielles du canal [24], une alternative consiste à effectuer une égalisation semi aveugle, qui utilise dans son algorithme, les données reçues ainsi qu'un minimum de porteuses pilotes connues du récepteur. Dans cette méthode l'insertion des pilotes reste indispensable pour retrouver la phase de la fonction de transfert. En effet si la détermination du module de $H(f)$ ne pose pas de problème particulier, l'estimation de la phase est plus complexe. Elle sera basée sur une méthode d'interpolation fréquentielle de phase.

II.5.2.3 Estimation aveugle

Plusieurs travaux [25] ont pu démontrer que le canal peut être identifié en disposant uniquement de ses sorties (sans avoir à connaître les entrées correspondantes). En d'autres termes, même si le récepteur ne connaît pas les symboles transmis dans le paquet de données, il peut utiliser la structure du signal reçu et se baser aussi sur la statistique des propriétés du canal pour l'estimer. Cette approche est appelée estimation aveugle. Par conséquent, l'élimination (ou la réduction) de la séquence d'entraînement permettra d'utiliser la partie de la capacité du canal qui lui est destinée pour transporter l'information utile, ce qui augmente l'efficacité spectrale.

II.5.3 Egalisation du canal

Nous présentons dans cette section deux méthodes couramment utilisées permettant d'égaliser les symboles OFDM reçus dans le cas des systèmes OFDM affectés par un canal sélectif en fréquence [18].

II.5.3.1 Le Zero Forcing

La méthode Zero-Forcing (ZF) consiste à multiplier chacune des sous porteuses par l'inverse de la réponse en fréquence du canal à la fréquence correspondante. L'égaliseur est donc le suivant :

$$G_k = \frac{1}{H_k} \quad (\text{II.25})$$

Les symboles reçus et égalisés s'écrivent :

$$\begin{aligned} \hat{E}_k(n) &= R_k(n) G_k \\ &= E_k(n) + \frac{B_k(n)}{H_k} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

L'inconvénient majeur de cette méthode survient lorsque le canal possède un ou plusieurs évanouissements, c'est à dire lorsque la réponse en fréquence du canal est proche de 0.

Dans ce cas, G_k tend vers l'infini et le signal égalisé comporte un bruit fortement amplifié, ce qui induit un problème de stabilité numérique [26].

II.5.3.2 Le MMSE

L'égaliseur MMSE signifie Minimum Mean Square Error ou minimisation de l'erreur quadratique moyenne. L'idée de la méthode d'égalisation MMSE est de tenir compte de l'amplitude la réponse fréquentielle du canal et du bruit ajouté dans celui-ci en bornant l'amplitude du coefficient d'égalisation lorsque le canal possède un évanouissement. La minimisation de l'erreur quadratique moyenne consiste à minimiser $E \left[|E_k(n) - \widehat{E}_k(n)|^2 \right]$.

Cette minimisation amène à l'égaliseur suivant [27] :

$$G_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \quad (\text{II.27})$$

Avec σ_E^2 et σ_B^2 qui correspondent respectivement à la puissance du signal utile et à la puissance du bruit.

Les symboles reçus et égalisés s'écrivent :

$$\begin{aligned} \widehat{E}_k(n) &= R_k(n)G_k \\ &= \frac{E_k(n) |H_k|^2 + B_k(n)H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

L'avantage de l'égaliseur MMSE par rapport à l'égaliseur ZF est que lorsque $|H_k|^2 \simeq 0$, $G_k \simeq H_k^* \frac{\sigma_E^2}{\sigma_B^2}$ et ne tend plus vers l'infini. Mais cet égaliseur nécessite la connaissance du rapport signal à bruit.

II.5.4 Egalisation avec l'apport de la diversité fréquentielle

En OFDM, lorsqu'une ou plusieurs sous porteuses se situent dans un évanouissement de la réponse en fréquence du canal, les données portées sur ces sous porteuses sont alors très peu fiables impliquant une forte probabilité d'erreur. Les performances sont donc très fortement dégradées. Afin d'améliorer les performances du système il est possible de transmettre les mêmes données sur plusieurs canaux ayant des réponses en fréquences différentes. La probabilité que des données similaires soient toutes transmises sur les

évanouissements des canaux est donc faible, la fiabilité de la transmission est alors grandement améliorée. Le fait de disposer de plusieurs versions des données affectées par des réponses en fréquences différentes permet d'obtenir de la diversité fréquentielle.

La figure (II.10) présente le principe et l'avantage apporté par la diversité fréquentielle. Par exemple, les données portées par la sous porteuse complètement effacée sur le canal 1 peuvent être récupérées sur les canaux 2 et 3.

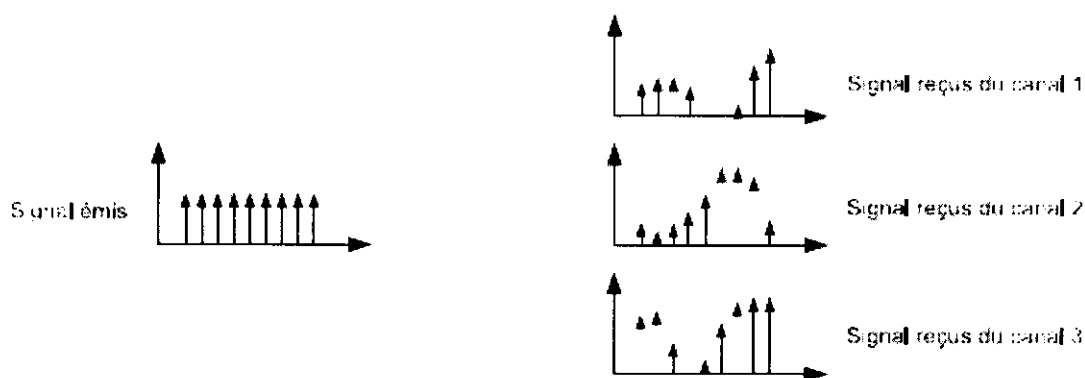


Figure II.10 : Illustration de l'avantage apporté par la diversité fréquentielle en OFDM.

Parmi les systèmes OFDM, on peut distinguer deux types de techniques de transmission :

- les transmissions SISO²² qui consistent à émettre un signal entre une antenne d'émission et une antenne de réception.
- les transmissions avec diversité d'antenne qui consistent à émettre un même signal entre une antenne d'émission et plusieurs antennes de réception pour les systèmes SIMO²³ [28] , ou entre plusieurs antennes d'émission et plusieurs antennes de réception pour les systèmes MIMO²⁴ [29,30].

Pour les systèmes SISO, il existe deux moyens permettant d'obtenir de la diversité fréquentielle. Le premier consiste à envoyer les mêmes données sur au moins deux sous porteuses suffisamment éloignées au sein d'une même bande. Ceci peut être facilement obtenu en forçant le signal OFDM à émettre à être réel. Les symboles d'entrée de l'IFFT doivent donc posséder la propriété de symétrie hermitienne impliquant une répétition d'un facteur 2 des symboles à émettre. On appellera redondance fréquentielle le fait de forcer le signal OFDM à posséder la symétrie hermitienne. Le deuxième moyen, que l'on appellera redondance temporelle, consiste à émettre le même symbole OFDM sur au moins deux sous bandes différentes. L'avantage du Multi- Bandes OFDM par rapport aux systèmes SIMO ou

²² Single Input Single Output.

²³ Single Input Multiple Output.

²⁴ Multiple Input Multiple Output.

symboles reçus et les symboles émis. La figure (II.12) représente le synoptique de cet égaliseur.

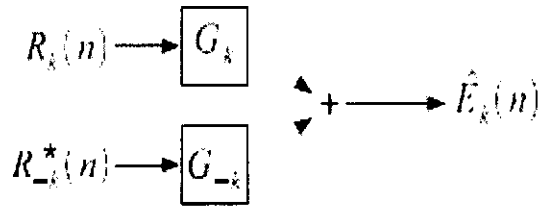


Figure II.12 : Synoptique de l'égaliseur avec redondance fréquentielle.

Les symboles reçus égalisés sont :

$$\begin{aligned} \widehat{E}_k(n) &= G_k R_k(n) + G_{-k} R_{-k}^*(n) \\ \widehat{E}_k(n) &= E_k(n)(H_k G_k + H_{-k}^* G_{-k}) + B_k(n)G_k + B_{-k}^*(n)G_{-k} \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Avec G_k et G_{-k} qui correspondent aux coefficients de l'égaliseur.

L'erreur quadratique entre les symboles émis et les symboles reçus est :

$$|E_k(n) - \widehat{E}_k(n)|^2 = |E_k(n)(H_k G_k + H_{-k}^* G_{-k} - 1) + B_k(n)G_k + B_{-k}^*(n)G_{-k}|^2 \quad (\text{II.32})$$

L'erreur quadratique moyenne entre les symboles émis et les symboles reçus est

$$E[|E_k(n) - \widehat{E}_k(n)|^2] = \sigma_E^2 |H_k G_k + H_{-k}^* G_{-k} - 1|^2 + \sigma_B^2 (|G_k|^2 + |G_{-k}|^2) \quad (\text{II.33})$$

Avec σ_E^2 et σ_B^2 qui correspondent respectivement aux puissances moyennes du signal et du bruit.

Les dérivées partielles de l'équation (II.33) en fonction des coefficients de l'égaliseur G_k et G_{-k} doivent être égales à 0 pour minimiser l'erreur quadratique moyenne, finalement après calcul et quelques simplifications, on obtient les coefficients de l'égaliseur suivants :

$$G_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + |H_{-k}|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \quad (\text{II.34})$$

$$G_{-k} = \frac{H_{-k}}{|H_k|^2 + |H_{-k}|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}}$$

Les symboles reçus égalisés s'écrivent donc de la manière suivante

$$\widehat{E}_k(n) = R_k(n)G_k + R_{-k}^*(n)G_{-k}$$

$$\widehat{E}_k(n) = \frac{(|H_k|^2 + |H_{-k}|^2)E_k(n) + H_k^*B_k(n) + H_{-k}B_{-k}^*}{|H_k|^2 + |H_{-k}|^2 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2}} \quad (II.35)$$

II.5.4.2 Egalisation avec redondance temporelle

La redondance temporelle consiste à envoyer le même symbole OFDM plusieurs fois sur des bandes de fréquence différentes grâce à un oscillateur local agile qui commute de fréquence à chaque symbole OFDM. De cette manière, les sous porteuses portant des données similaires sont affectés par le canal d'une manière différente permettant d'obtenir de la diversité fréquentielle à la réception. Le schéma de principe d'une redondance temporelle de facteur 2 est présenté en figure (II.13)

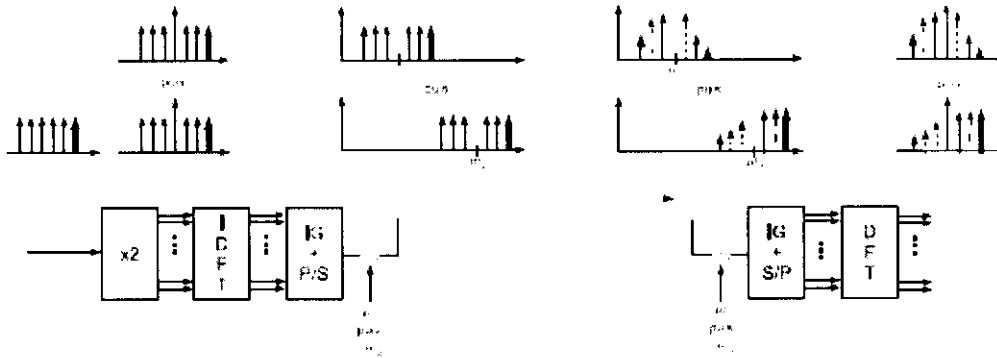


Figure II.13 : Transmission des données avec redondance temporelle.

Les D versions du même symbole OFDM qui sont reçues pour une redondance temporelle de facteur D sont modélisées de la manière suivante :

$$R_{1k}(n) = E_k(n)H_{1k} + B_{1k}(n) \quad (II.36)$$

$$R_{2k}(n) = E_k(n)H_{2k} + B_{2k}(n)$$

$$\vdots$$

$$R_{Dk}(n) = E_k(n)H_{Dk} + B_{Dk}(n)$$

Avec H_{1k}, \dots, H_{Dk} les D réponses en fréquence équivalents bande de base des canaux sur lesquels le même symbole OFDM est émis, et $B_{1k}(n), \dots, B_{Dk}(n)$ les D bruits reçus.

Puisque les valeurs des données transmises sur la sous porteuse d'indice k des D bandes sont égales, alors l'égalisation des D symboles reçus sur cette sous porteuse k se fera conjointement. La figure (II.14) représente le synoptique de ce l'égaliseur.

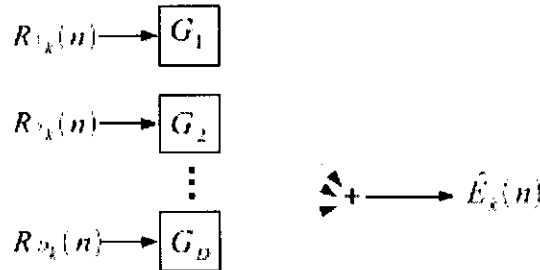


Figure II.14 : Synoptique de l'égaliseur avec redondance temporelle.

Les symboles reçus égalisés sont :

$$\widehat{E}_k = \sum_{i=1}^D R_{ik}(n)G_i$$

$$\widehat{E}_k = E_k \sum_{i=1}^D H_{ik}(n)G_i + \sum_{i=1}^D B_{ik}(n)G_i \tag{II.37}$$

Avec G_i les D coefficients de l'égaliseur.

L'erreur quadratique moyenne entre les symboles émis et les symboles reçus est :

$$E \left[|E_k(n) - \widehat{E}_k(n)|^2 \right] = \sigma_E^2 \left| \sum_{i=1}^D H_i G_i - 1 \right|^2 + \sigma_B^2 \sum_{i=1}^D |G_i|^2 \tag{II.38}$$

Les dérivées partielles de l'équation (II.40) en fonction des coefficients de l'égaliseur G_k et G_{-k} doivent être égales à 0 pour minimiser l'erreur quadratique moyenne, finalement après calcul et quelques simplifications, on obtient les coefficients de l'égaliseur suivants :

$$G_1 = \frac{H_{1k}^*}{\frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2} + \sum_{i=1}^D |H_{ik}|^2} \tag{II.39}$$

⋮

$$G_D = \frac{H_{Dk}^*}{\frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2} + \sum_{i=1}^D |H_{ik}|^2}$$

Les symboles reçus égalisés s'écrivent de la manière suivante :

$$\widehat{E}_k(n) = E_k(n) \frac{\sum_{i=1}^D [|H_{ik}|^2 + H_{ik}^* B_{ik}(n)]}{\frac{\sigma_B^2}{\sigma_E^2} + \sum_{i=1}^D |H_{ik}|^2} \quad (\text{II.40})$$

On constate que plus le nombre de bandes utilisées est grand, plus le signal reçu est fiable. En effet, la probabilité que la sous porteuse d'indice k se situe à chaque fois dans un évanouissement des D canaux utilisés est très faible.

II.6 Conclusion

Lors de ce chapitre nous avons vu comment un canal dispersif en fréquence provoque de l'ISI à la réception. Le préfixe cyclique ou le zero padding permet de s'affranchir de l'ISI si leur durée est supérieure à celle de l'étalement du canal. L'égalisation du canal consiste alors à compenser son influence grâce à des égaliseurs utilisant d'une manière optimale au sens des MMSE. La diversité fréquentielle présentée dans le cas d'une redondance fréquentielle et dans le cas d'une redondance temporelle était abordée pour des systèmes Multi Bandes OFDM ULB.

CHAPITRE III : SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS

III.1 Introduction	42
III.2 Mise en œuvre de la chaîne de transmission	42
III.2.1 Génération des données	43
III.2.2 Choix du type de la modulation	44
III.2.3 Amélioration de la modulation QPSK	45
III.2.4 Le codage et le poinçonnage.....	47
III.2.5 L'entrelacement	48
III.2.6 La modulation OFDM	49
III.2.7 Filtrage et saut de fréquence	51
III.2.8 Le canal ULB	52
III.2.9 La démodulation OFDM.....	54
III.2.10 Proposition d'une méthode d'égalisation améliorant le système à base de MMSE simplifié.....	56
III.3 Simulation de la chaîne	57
III.3.1 Calcul du débit utile.....	57
III.3.2 La chaîne de transmission ULB.....	60
III.3.3 Interprétation	65
III.4 Conclusion	67

CHAPITRE III : SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS DES RÉSULTATS

III.1 Introduction

La modélisation du système ULB peut se faire en plusieurs manières, La chaîne choisie représente l'un des cas proposés par le standard IEEE802.15.3a [31]. L'étude et la simulation sous Matlab consiste en l'analyse de chaque bloc constituant cette chaîne. Pour cela on procède comme suit :

- Génération des données.
- Choix du type de la modulation, son amélioration et la démodulation.
- Introduction du code convolutif et le décodage.
- Modulation OFDM.
- Etalement du spectre par saut de fréquence FHSS.
- Modélisation du canal.
- Démodulation OFDM.
- Estimation et compensation.

Afin d'évaluer les performances de cette chaîne, des courbes du taux d'erreur binaire ont été tracées.

III.2 Mise en œuvre de la chaîne de transmission

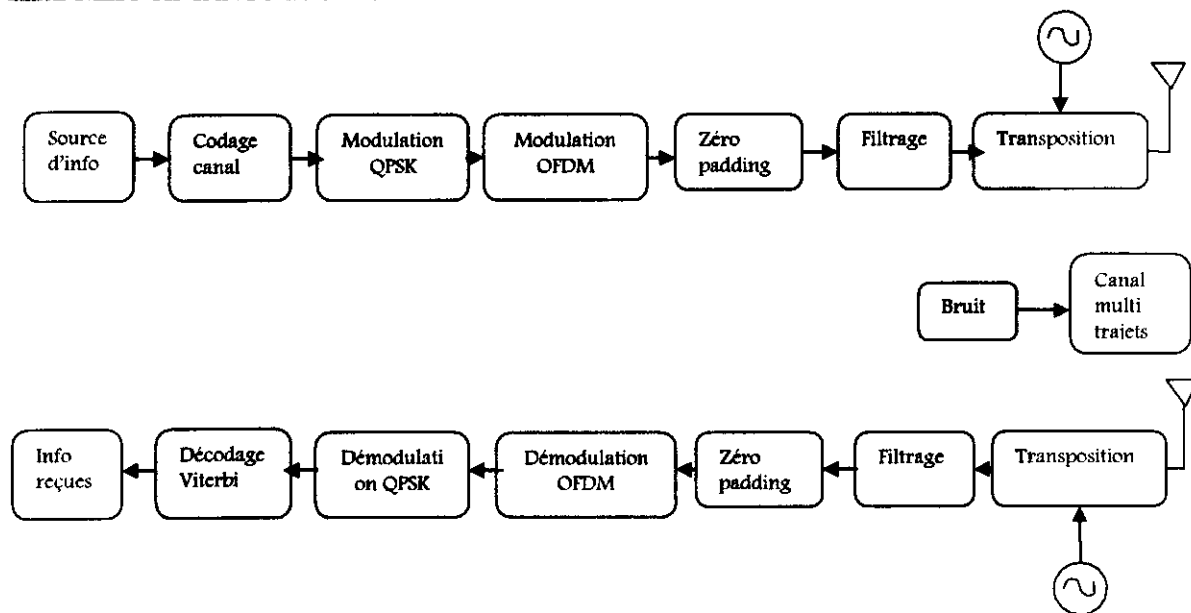


Figure III.1 : Diagramme en bloc de la chaîne de transmission.

III.2.1 Génération des données

Assuré par le générateur de Bernoulli qui délivre une séquence de données binaires aléatoires en utilisant la distribution de Bernoulli. Cette distribution produit des 'zéros' avec la probabilité p et des 'un' avec la probabilité $1-p$, elle a une valeur moyenne $1-p$ et une variance $p(1-p)$. cette séquence représente le message à transmettre.

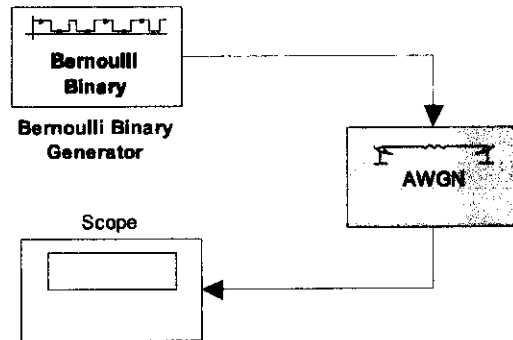


Figure III.2 : Transmission des données à travers un canal AWGN.

L'influence d'un canal à bruit blanc gaussien sur les données délivrées par le générateur Bernoulli est visualisée dans la figure (III.3).

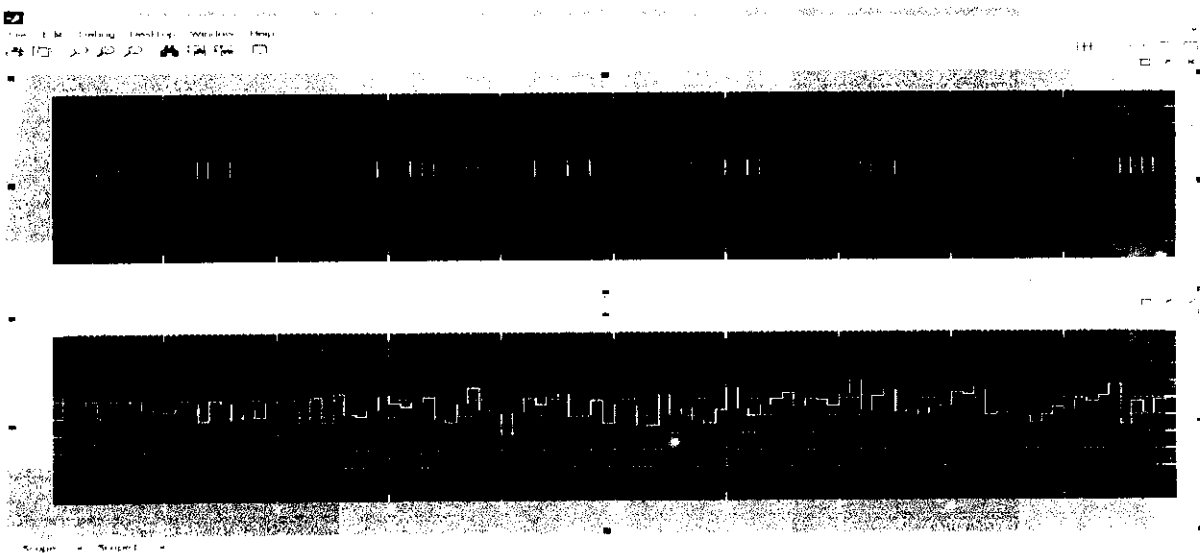


Figure III.3 : Les données binaires transmises avant et après le canal.

On remarque une déformation totale du signal binaire de telle sorte qu'on ne peut pas distinguer entre un « 1 » et un « 0 ».

Le signal codé par la modulation QPSK peut être représenté par un diagramme de constellation. Celui-ci consiste à représenter dans le plan (I, Q) (en phase et en quadrature) les positions respectives des symboles (n bits sont regroupés de façon à former un symbole). Ce symbole pouvant prendre $m=2^n$ valeurs différentes.

Etant donné que chaque point représente un symbole, il est intuitif de comprendre que plus la distance séparant chaque symbole est importante, plus le risque de confusion entre deux symboles sera faible.

En revanche, en présence de bruit, les points ressembleront plus à des nuages qu'à des éléments bien distincts et le risque d'erreur augmentera. Afin d'analyser la qualité des signaux transmis, le bloc 'Discrete time scatter plot scope' disponible sur Simulink permet d'effectuer la visualisation du diagramme de constellation représenté sur la figure (III.6)

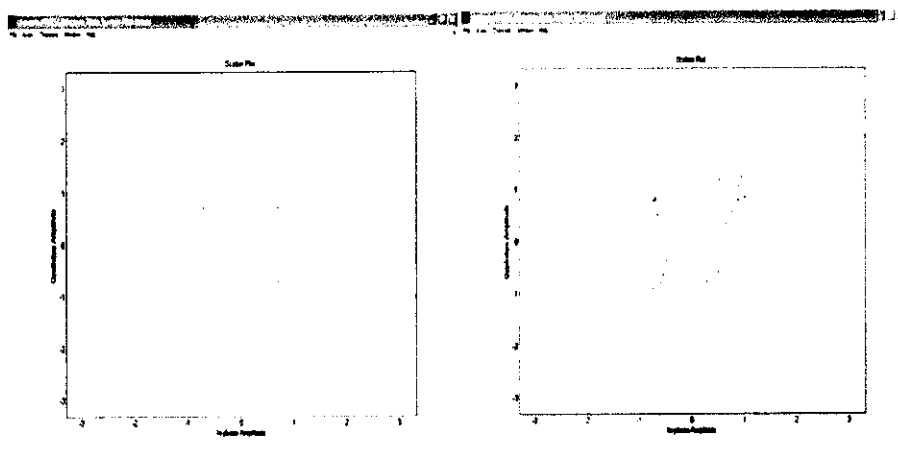


Figure III.6 : Diagramme de constellation de la modulation QPSK avant et après le canal.

III.2.3 Amélioration de la modulation QPSK

La constellation QPSK est basée sur un déphasage de $\pi/4$ entre les différents symboles.

Deux répartitions des symboles sont envisageables :

- Répartition selon l'ordre binaire ;
- Répartition suivant le code Gray (un seul bit est modifié à chaque déphasage de $\pi/4$).

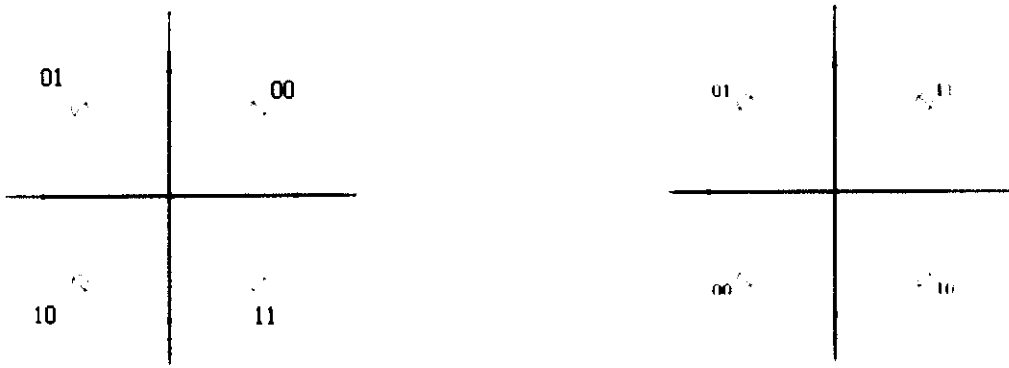


Figure III.7 : Constellation en binaire et en code Gray.

Les résultats obtenus après simulation de la chaîne illustrée dans la figure (III.4) représentent le taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 pour les deux codes de la modulation QPSK : binaire et gray.

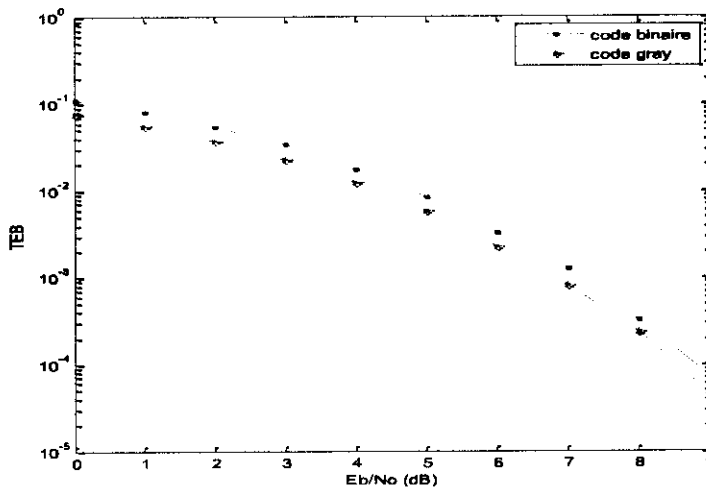


Figure III.8 : Une comparaison du TEB de la modulation (code binaire et code gray).

La répartition en code Gray présente un TEB plus faible. En effet une légère avance ou un léger retard de déphasage pour l'ordre binaire entraîne une fois sur deux, deux bits d'erreur. En revanche un même décalage de phase n'entraîne qu'une seule erreur pour la répartition en code Gray.

Par la suite, la modulation QPSK en code Gray est utilisée.

III.2.4 Le codage et le poinçonnage

Afin de protéger notre système des erreurs dues aux bruits, un bloc de codage convolutif est inséré dans la chaîne de la figure(III.4), il est caractérisé par les paramètres suivants :

- Longueur de contrainte (nombre de registre) $K=7$.
- Rendement : $r = 1/3$.
- polynômes générateurs : $(133, 145, 175)_8$.

Le schéma de la figure (III.9) illustre l'architecture de ce codage

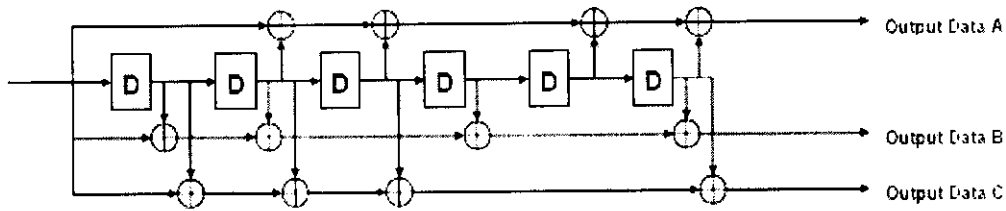


Figure III.9 : Schéma de principe de codage convolutif.

Afin de réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé, il consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas étudié le rendement est de $5/8$, alors pour 15 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 24 au lieu des 45 bits. Au niveau du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dues au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pouvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau code convolutif. Le bloc qui fait cette opération s'appelle le « puncture ». Le vecteur qui le caractérise égal à : $1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1$. La simulation du schéma de la figure (III.10) permet de tracer les courbes du taux d'erreur binaire afin de voir l'effet du codage sur la performance du système.

Dans le cas des codes convolutionnels, on dispose de l'algorithme de Viterbi. La complexité de cet algorithme est en e^{2l} où l est la longueur du registre à décalage présent dans le codeur. Sa complexité est donc exponentielle en fonction de celle du codeur. Il n'est donc utilisé que pour de faible valeur de l .

Nous ne présentons ci-dessous que les résultats principaux permettant de comprendre le principe de l'algorithme de Viterbi. (un exemple détaillé se trouve en annexe).

Le récepteur, pour estimer la séquence émise, va chercher à estimer à chaque instant l'état du codeur. Le chemin sélectionné par cette méthode permet de trouver la séquence d'entrée la plus vraisemblable lorsque le canal est sans mémoire (pas d'interférences entre données successives). Il donne la séquence qui maximise la fonction de vraisemblance.

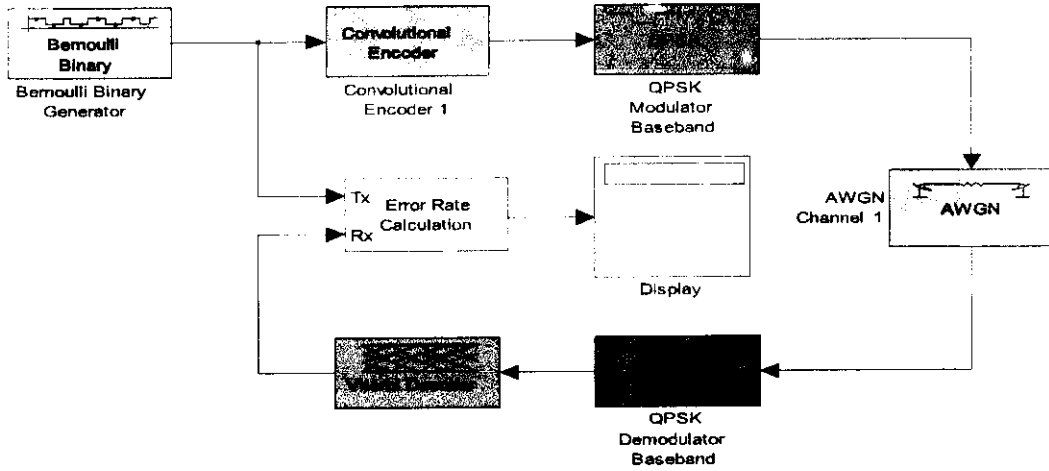


Figure III.10 : Une chaîne de transmission (la modulation QPSK et le codage convolutif).

Après simulation de la chaîne de la figure (III.10), on obtient les résultats de la figure (III.11).

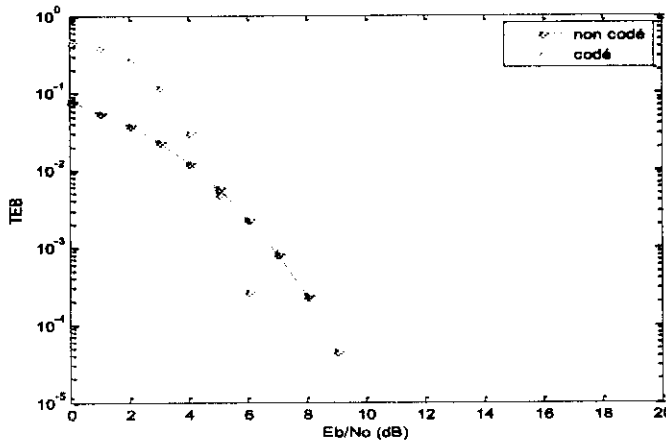


Figure III.11 : Les courbes du TEB avec et sans codage.

Pour les faibles E_b/N_0 , le système se comportera mieux sans codage mais à partir d'un certain seuil d' E_b/N_0 qui est dans ce cas de 5dB le TEB sera amélioré d'une manière significative.

III.2.5 L'entrelacement

L'entrelacement consiste à permuter une séquence de bits de manière à ce que deux symboles proches à l'origine soient les plus éloignés possibles l'un de l'autre. Cela permet en particulier de transformer une erreur portant sur des bits regroupés en une erreur répartie sur l'ensemble de la séquence.

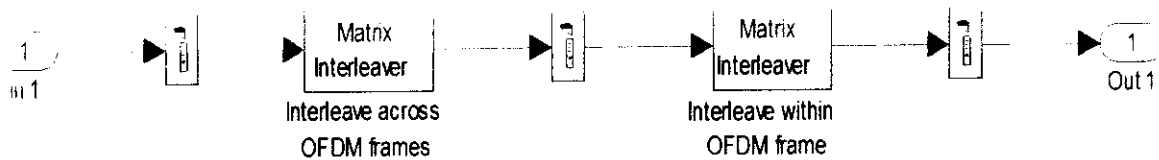


Figure III.12 : Modélisation du bloc d'entrelacement.

Les deux types d'entrelacement inter et intra symboles sont utilisés.

III.2.6 La modulation OFDM

Afin de construire une trame OFDM, chaque symbole ayant deux bits devient alors une sous-porteuse de donnée. Ces dernières sont positionnées comme l'illustre la figure (III.13). Des sous-porteuses pilotes sont insérées entre les sous porteuses de données dans le but de synchroniser le récepteur, ainsi que des sous-porteuses de garde servant à donner la forme au spectre de fréquence et aussi de s'assurer que le spectres des fréquences adjacentes ne se chevauchent pas .



Figure III.13 : Composition d'une trame OFDM.

Le tableau (6) illustre la structure détaillée d'un symbole OFDM (2) :

paramètre	Valeur
NSD : nombre des sous porteuses de données	100
NSDP : nombre de sous porteuses pilotes	12
NSG : nombre de sous porteuses de garde	10
NST : nombre de sous porteuses totales	122(=NSD+ NSDP+ NSG)
ΔF : espace fréquentiel entre sous porteuses	4.125MHz (=528MHz/128)
T_{FFT} : la durée d'IFFT /FFT	242.42ns ($1/\Delta F$)
T_{CP} : la durée du préfixe cyclique	60.61ns (=32/528MHz)
T_{GI} : la durée de l'intervalle de garde	9.47ns (=5/528MHz)
T_{SYM} : la durée d'un symbole	312.5ns ($T_{CP} + T_{FFT} + T_{GI}$)

Tableau 6 : Paramètres de synchronisation associés à l'OFDM.

La fonction OFDM est modélisée comme le montre la figure (III.14).

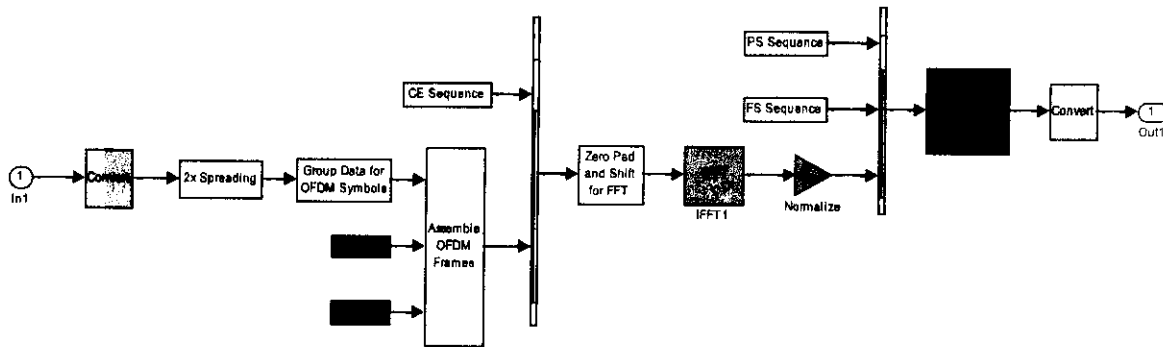


Figure III.14 : Schéma interne de l'émetteur OFDM.

▪ La diversité

Le type de diversité utilisé est la diversité en fréquence à redondance temporelle car la réponse impulsionnelle du canal est considérée constante pendant la transmission d'une trame. L'intérêt est d'améliorer les performances du système. Le bloc correspondant est « 2*spreading ».

▪ La méthode d'annulation d'ISI

La méthode utilisée est celle du zéro padding car :

Son apport majeur par rapport au préfixe cyclique concerne la consommation de l'amplificateur de puissance. En effet, puisque le zéro padding consiste à ajouter des échantillons de valeur nulle à la fin de chaque symbole OFDM, l'amplificateur de puissance n'a pas besoin d'amplifier de signal pendant cette période là. La durée du zéro padding vaut typiquement le quart de la durée d'un symbole OFDM utile, le gain en consommation de l'amplificateur de puissance est dans ce cas inférieur par rapport aux systèmes avec préfixe cyclique. Cette caractéristique est très importante car la puissance consommée par les émetteurs OFDM est principalement due à la puissance consommée par l'amplificateur de puissance. La méthode du zéro padding semble donc être la plus adaptée pour réaliser des émetteurs/récepteurs hautement intégrés et faibles consommation.

▪ La synchronisation

Dans un système MB-OFDM, la synchronisation est la clef d'une réception réussie de l'information transmise. Pour accomplir ceci, des séquences sont insérées avant une quantité

de données prédéterminée, afin que le récepteur puisse connaître le début et la fin d'une trame. Dans le cas étudié, il existe deux types de séquences de synchronisation :

PS : une séquence de synchronisation de paquet (6 symboles OFDM).

FS : une séquence de synchronisation de trame (3 symboles OFDM).

▪ IFFT

L'IFFT est le cœur de la modulation OFDM car elle assure la construction des symboles OFDM, elle est réalisée par le bloc « IFFT » qui accepte seulement les données dont la taille est une puissance de deux.

III.2.7 Filtrage et saut de fréquence

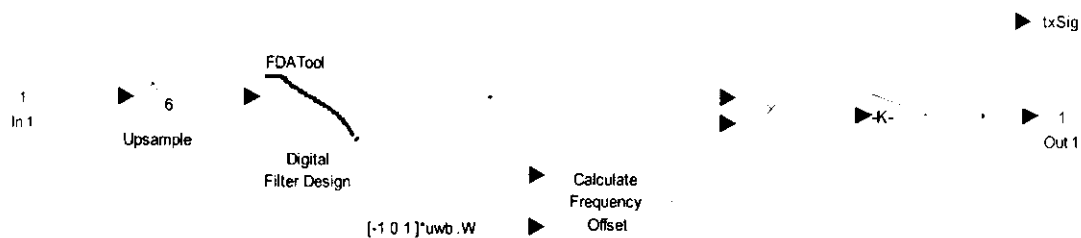


Figure III.15 : Schéma interne du FHSS.

▪ Conversion numérique/analogique

Le signal numérique est converti en un signal électrique analogique, cette fonction est réalisée par le bloc « Upsample », sa fonction est d'insérer six échantillons entre chaque deux sous porteuses.

▪ Filtrage

Le signal électrique bande de base est filtré afin de supprimer les répétitions du spectre obtenues lors de la conversion numérique/analogique.

▪ Transposition

La transposition en fréquence est effectuée pour porter le signal en bande de base autour de la fréquence porteuse. Cette transposition est obtenue grâce à des mélangeurs et à un ou plusieurs oscillateurs locaux.

L'opération de translation se réalise suivant l'équation suivante :

$$f_{out} = x_1 \cdot (f_{min} + x_2 \cdot \Delta f)$$

Avec x_1 : Signal d'entrée.

x_2 : Sous bande sélectionnée.

f_{min} : La fréquence centrale de la première sous bande.

$\Delta f = 528\text{Mhz}$.

Le saut se fait selon la sous bande sélectionnée (géré par le code du TFC).

Le code TFC utilisé est le code TFC1 (voir tableau 7) :

	TFC	Séquence d'enchaînement des sous bandes					
Bande Groupe #1 à#4	1	1	2	3	1	2	3
	2	1	3	2	1	3	2
	3	1	1	2	2	3	3
	4	1	1	3	3	2	2
	5	1	1	1	1	1	1
	6	2	2	2	2	2	2
	7	3	3	3	3	3	3
Bande Groupe#5	8	13	13	13	13	13	13
	9	14	14	14	14	14	14

Tableau 7 : Allocation codage TFC pour les différents modes des systèmes MB-OFDM.

III.2.8 Le canal ULB

Le canal ULB est modélisé par un canal à bruit blanc gaussien qui représente le bruit thermique, et par un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie(FIR) qui représente la source des multi trajets, la figure (III-17) illustre sa réponse impulsionnelle.

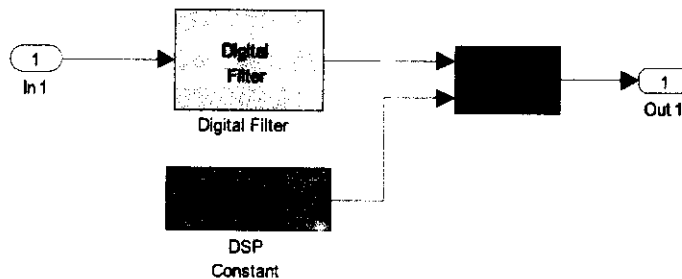


Figure III.16 : La modélisation du canal ULB.

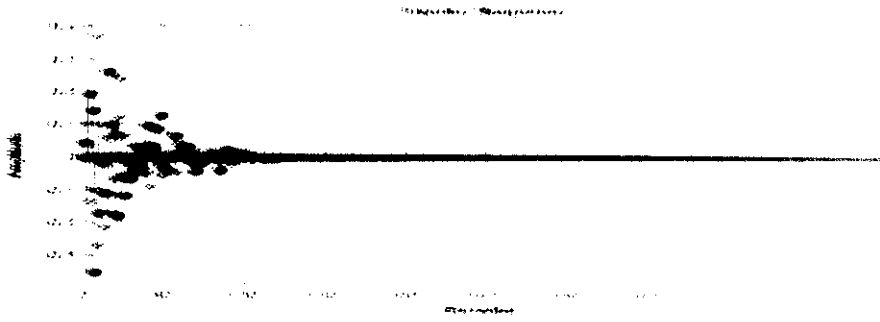


Figure III.17 : la réponse impulsionnelle de l'USB

Le canal ULB peut être décrit par 4 modèles qui sont (CM1, CM2, CM3, CM4) les réponses impulsionnelles sont comme suit :

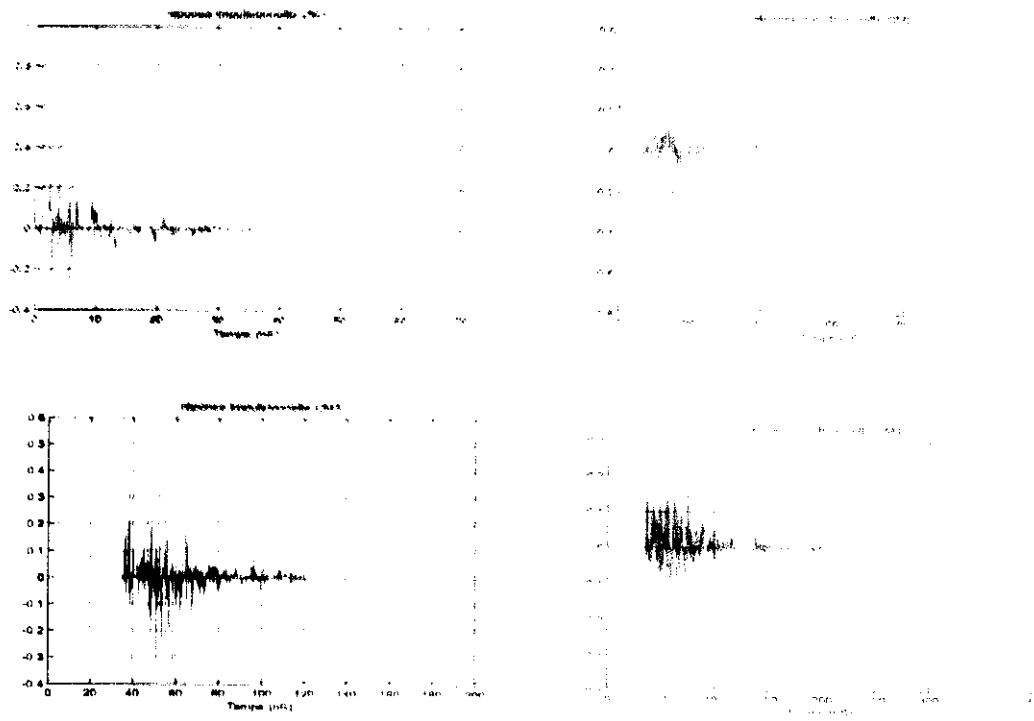


Figure III.18 : Les réponses impulsionnelles des 4 CM

Le type de canal est choisi grâce à la rubrique 'channel model' comme l'illustration III.19, qui permet aussi de choisir le F_b/N_b , ainsi que le numéro de la réalisation (sur une 100 existantes (channel index)

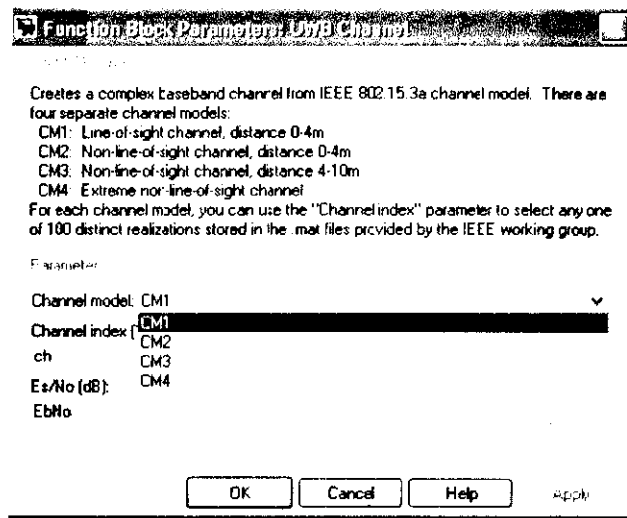


Figure III.19 : Fenêtre illustrant les paramètres de réglage du canal ULB sous Matlab.

III.2.9 La démodulation OFDM

Elle est composée d'un bloc primordial qui a pour rôle l'estimation de la réponse impulsionnelle et la compensation de l'erreur commise. A cela s'ajoute les autres blocs non moins important exécutants l'opération inverse des fonctions existantes dans le bloc de la modulation OFDM (voir figure(III.20))

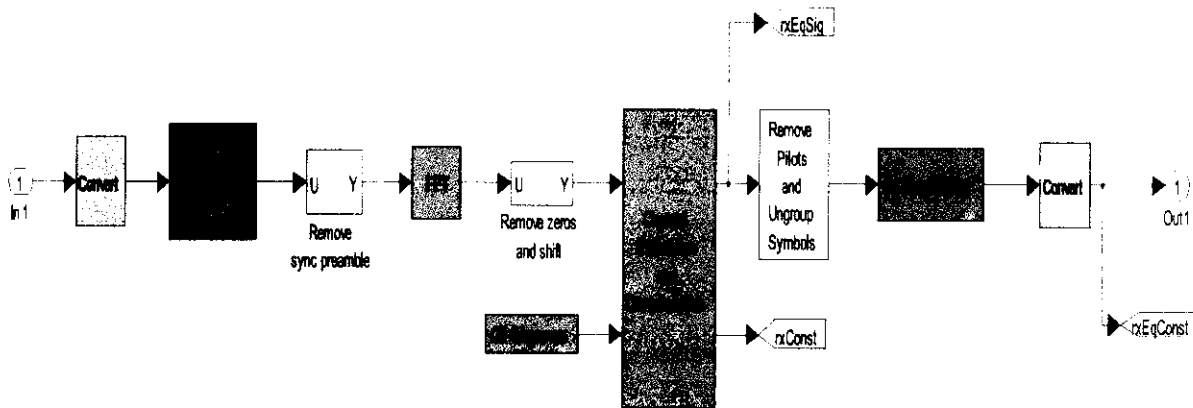


Figure III.20 : Schéma interne du récepteur OFDM.

▪ Suppression des sous porteuses redondantes

A la réception toutes les sous porteuses redondantes doivent être supprimées tel que les sous porteuses de l'intervalle de garde, le zéro padding, les séquences de la synchronisation et les sous porteuses pilotes après l'estimation.

- **FFT**

Permet de récupérer les symboles QPSK.

- **L'exploitation de la diversité**

La méthode utilisée est la combinaison à gain unitaire, consiste à combiner deux symboles comportant la même donnée afin d'extraire le plus d'information. Le récepteur mémorise le premier symbole arrivant grâce à un buffer et attend l'arrivée du deuxième symbole. Une opération d'addition s'effectue entre les sous porteuses du premier symbole et celles du deuxième ayant bien sûr la même fréquence porteuse, le résultat est multiplié par un facteur de $\frac{1}{2}$, le bloc modélisant cette opération est « 2*spreading ».

- **Estimation du canal et compensation**

Le schéma de réception préconise une estimation du canal basée uniquement sur l'envoi de six symboles d'estimation au début de la trame d'information. Il est bien connu qu'une détection fiable des données nécessite une estimation précise des paramètres du canal ($\tau_{RMS}, \tau_m, N_{dB}$) (voir figure (III.21)).

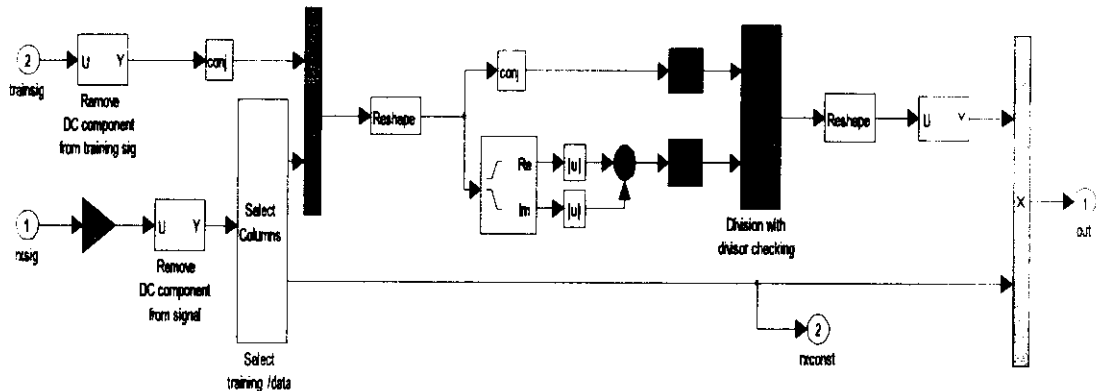


Figure III.21: Schéma de principe de l'estimation et la compensation du canal.

Ce schéma réalise l'opération d'estimation et de compensation en deux phases:

- La première concerne l'estimation de la réponse impulsionnelle ($h(t)$), en faisant une autocorrélation entre la séquence reçue et celle connue par le récepteur selon, l'équation $R_{xx}(k) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(k) \cdot x(n-k)^*$ (III.1)

Cette dernière est modélisée comme le montre la figure (III.22).

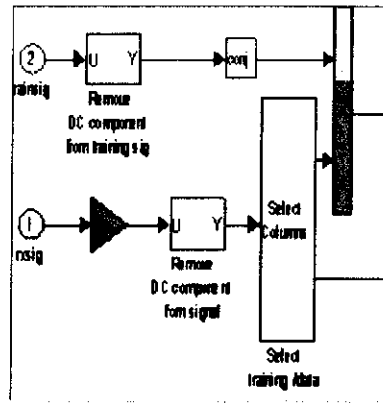


Figure III.22 : Modélisation de la fonction d'autocorrélation.

- La deuxième concerne l'égalisation qui consiste à multiplier les sous porteuses de données reçues y_k par des coefficients complexes g_k .

La technique utilisée est celle du MMSE²⁵ destinée aux systèmes ayant une redondance temporelle.

Les coefficients g_k sont déterminés par :

$$g_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \sigma_z^2} \tag{III.2}$$

Les sous porteuses estimées sont données par :

$$\hat{s}_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \sigma_z^2}; k=0, 1 \dots N_{data}-1. \tag{III.3}$$

σ_z^2 : représente la densité spectrale de puissance du bruit.

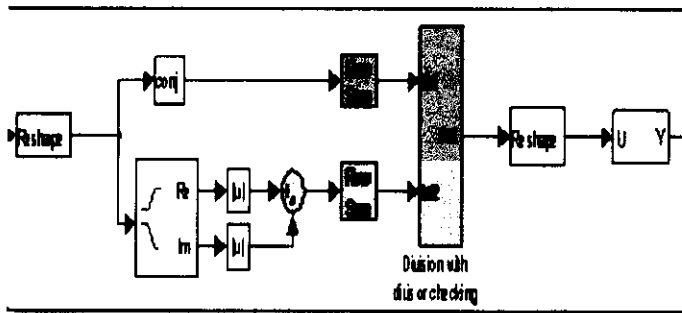


Figure III.23: Modélisation du bloc d'égalisation.

III.2.10 Proposition d'une méthode d'égalisation améliorant le système à base de MMSE simplifié

Puisque la modulation des sous porteuses est réalisée avec un mapping de type PSK, l'information utile est portée uniquement par la phase. Le dénominateur de l'égaliseur MMSE défini par l'équation (III.3) est réel et n'est donc d'aucune utilité pour égaliser les données.

²⁵ Minimum mean square error (erreur quadratique minimale moyenné)

L'égaliseur MMSE simplifié [19] consiste donc à s'en passer du dénominateur de l'égaliseur MMSE :

$$G_k = H_k^* \quad (\text{III.4})$$

Les symboles reçus et égalisés correspondent au produit entre les symboles émis et le module au carré de la réponse en fréquence du canal :

$$\widehat{E}_k(n) = R_k(n)G_k = E_k(n)|H_k|^2 + B_k(n)H_k^* \quad (\text{III.5})$$

$R_k(n)$: signal reçu.

$E_k(n)$: signal émis.

Cet égaliseur possède trois avantages :

- Pour un traitement numérique, on sait que la division est une opération coûteuse en temps de calcul par rapport à une multiplication. Cet égaliseur présente donc une faible complexité.
- Le codage du canal utilisé est le codage convolutif, le décodage canal associé est le décodeur de Viterbi. Il est utile d'avoir des informations concernant la fiabilité des bits d'entrée pour pouvoir les décoder très efficacement. Cette information est donc directement obtenue dès l'égalisation. Puisque l'amplitude des symboles égalisés est directement proportionnelle au carré du module de l'amplitude du canal. Ainsi, si le canal est bon, c'est à dire si $|H_k|^2$ est relativement grand, le signal égalisé sera considéré comme très fiable ; et inversement, si le canal possède un évanouissement, c'est à dire si $|H_k|^2$ tend vers 0, le signal égalisé sera considéré comme très peu fiable.

III.3 Simulation de la chaîne

III.3.1 Calcul du débit utile

Le calcul du débit nécessite le calcul de la durée de bit.

Calcul de la durée de bit (T_b)

- Cherchons tout d'abord le nombre de symboles utiles transmis pendant une trame :

Une trame de données doit être composée de:

PS : une séquence de synchronisation de paquet (6 symboles OFDM).

FS : une séquence de synchronisation de trame (3 symboles OFDM).

CE : une séquence d'estimation de canal (6 symboles OFDM).

Une séquence de données de 18 symboles.

Nombre de symboles total par trame est 51 symboles.

$$fact1 = \frac{\text{nombre de symboles de données par trame}}{\text{nombre de symboles total par trame}}$$

- Cherchons maintenant le nombre de bits utiles pendant un symbole :

Un symbole OFDM contient :

- 100 sous porteuses de données.
- 32 sous porteuses pour le préfixe cyclique.
- 12 sous porteuses pilotes.
- 5 sous porteuses pour l'intervalle de garde.
- 10 sous porteuses pour assurer que deux symboles adjacents ne se chevauchent pas.
- 6 sous porteuses nulles pour atteindre les 128 point FFT.

Total=165 sous porteuses.

$$fact2 = \frac{\text{nombre de sous porteuses de données}}{\text{nombre de sous porteuses totale}}$$

- Les sous porteuses de données contiennent des bits redondants dus au codage :

$$fact3 = \frac{\text{nombre de bits transmis après le poinçonnage}}{\text{nombre de bits résultant après codage}}$$

- Un symbole OFDM est envoyé deux fois sur deux bandes de fréquence différentes

$$fact4 = \text{facteur d'étalement}$$

- On transmet un symbole OFDM à travers une sous bande de largeur $W=528\text{MHz}$.

$$Tb = \frac{1}{W * fact1 * fact2 * fact3 * fact4} = \frac{1}{528 * 10^6 * 18 / 51 * 100 / 165 * 5 / 8 * 2} = 7.0833 \text{ ns.}$$

Le générateur de Bernoulli génère des bits d'une durée égale à 7.0833ns :

On aura alors :

$$D = \frac{1}{Tb} = \frac{1}{7.0833 * 10^{-9}} = 141.2 \text{ Mbps.}$$

Ce débit est amélioré grâce à la technique de l'OFDM, il atteint 200Mbps, cette valeur est calculée comme suit :

Débit = débit symbole * nombre de bit (données) par symbole * $\frac{\text{taux de codage}}{\text{fact d'étalement}}$

Débit symbole = $528 * 10^6 / 165$.

Nombre de bits par symbole = 200.

Débit = $3.2 * 10^6 * 200 * 5/8 / 2 = 200 \text{ Mbps}$

III.3.2 La chaîne de transmission ULB

UWB - Multiband OFDM - 200 Mb/s Mode

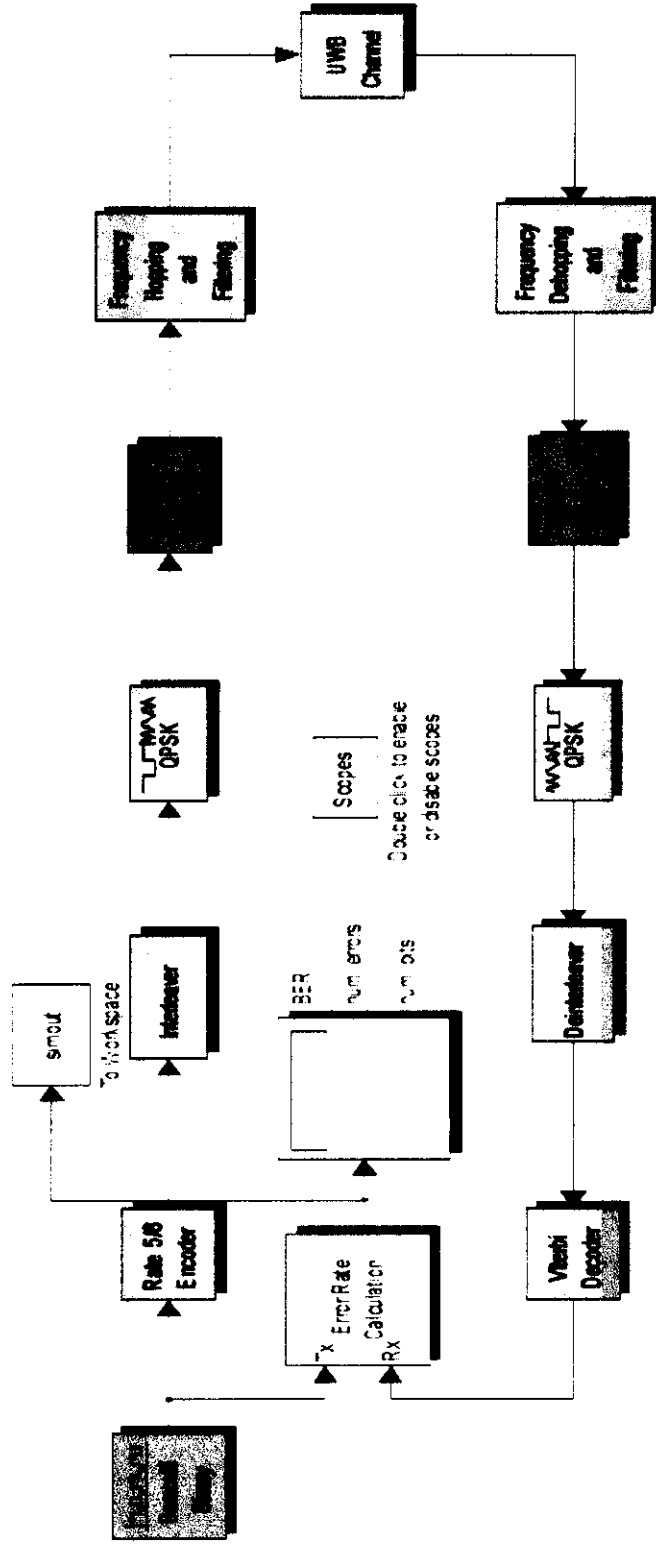


Figure III.24 : La chaîne de transmission ULB

Après avoir simulé la chaîne de la figure (III.24), les spectres du signal émis et reçu sont visualisés grâce au bloc « Power Spectrum Scope », ainsi que les diagrammes de constellation du signal émis avant et après égalisation avec un $E_b N_0 = 60\text{dB}$ sont présentés au-dessous :

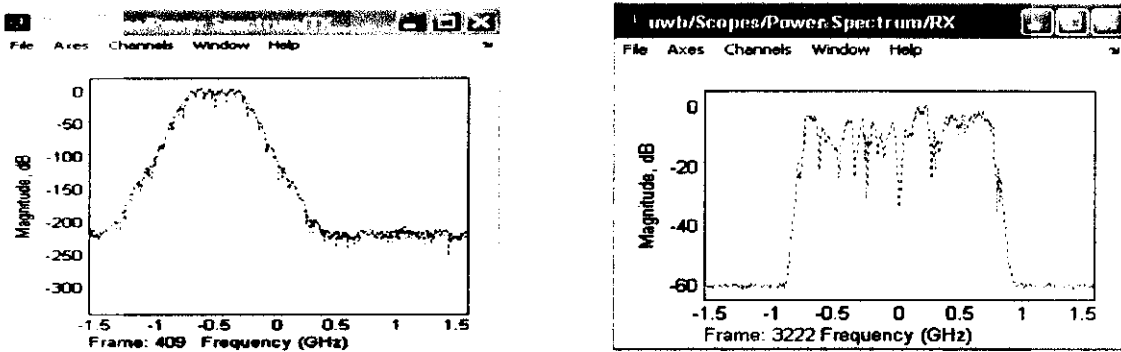


Figure III.25 : Représentation fréquentielle du canal à l'émission et à la réception

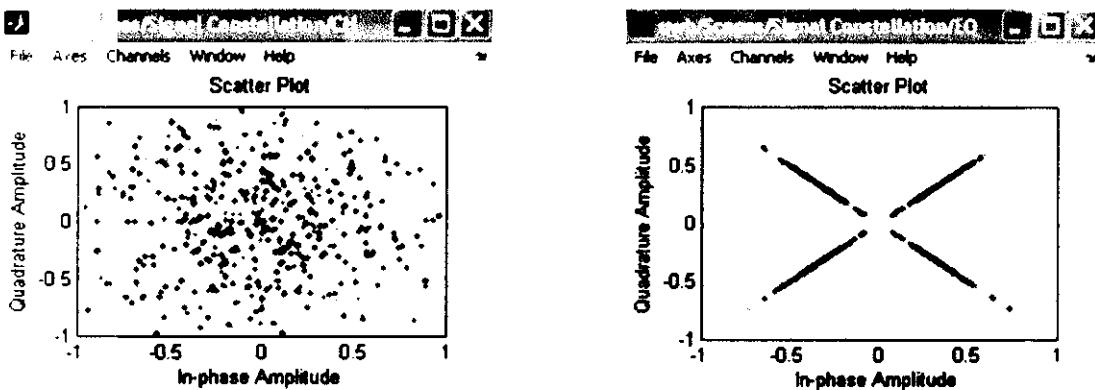


Figure III.26 : constellations du signal avant et après égalisation

-Discussion :

1) Afin d'évaluer les performances de la chaîne étudiée, un programme sous Matlab qui permet de tracer les courbes du taux d'erreur binaire est réalisé en utilisant dans un premier temps un canal AWGN puis les quatre modèles du canal ULB (CM1, CM2, CM3 et CM4) avec un rapport $E_b N_0$ variant entre 0 et 12dB. La figure (III.27) illustre les résultats de la simulation:

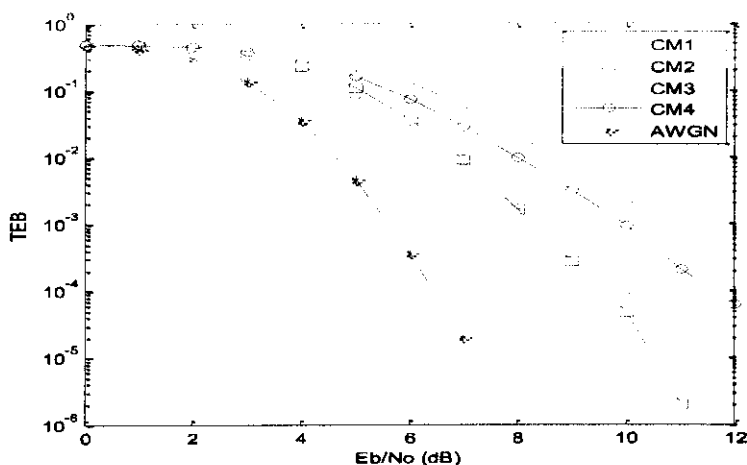


Figure III.27 : Comparaison du TEB entre les 4CM et l'AWGN

L'ordre logique des performances des canaux est par ordre croissant comme suit CM1, CM2, CM3, CM4. Cependant les résultats obtenus s'opposent au résonnement fixé.

Le CM4 présente un TEB inférieur à celui du CM1. Nous allons maintenant chercher la cause, en étudiant les paramètres qui pourraient influencer cet ordre, et à chaque fois éliminer ceux qui ne sont pas à l'origine de ce résultat.

2) Le même programme est pris, mais cette fois pour une autre réalisation, les courbes obtenues sont illustrées dans la figure (III.28) :

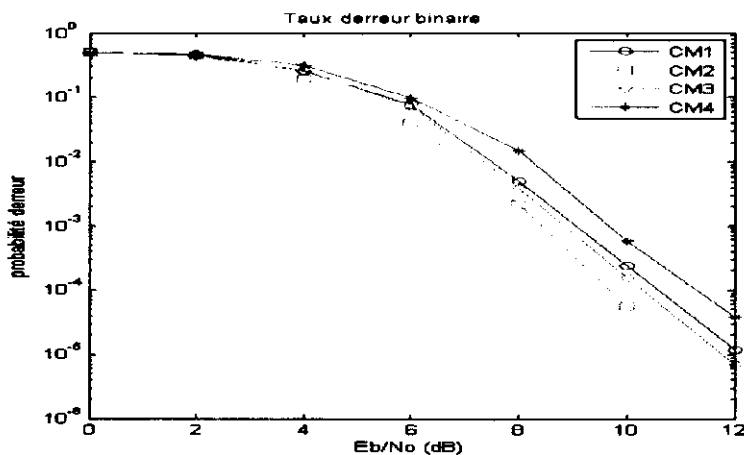


Figure III.28 : TEB pour une réalisation quelconque

Un changement dans le positionnement des courbes est observé. Le problème se pose toujours.

3) Quand on fait varier les réalisations de 1 jusqu'à 100, en calculant la moyenne des TEB des différentes réalisations, les courbes obtenues sont illustrées dans la figure (III.29) :

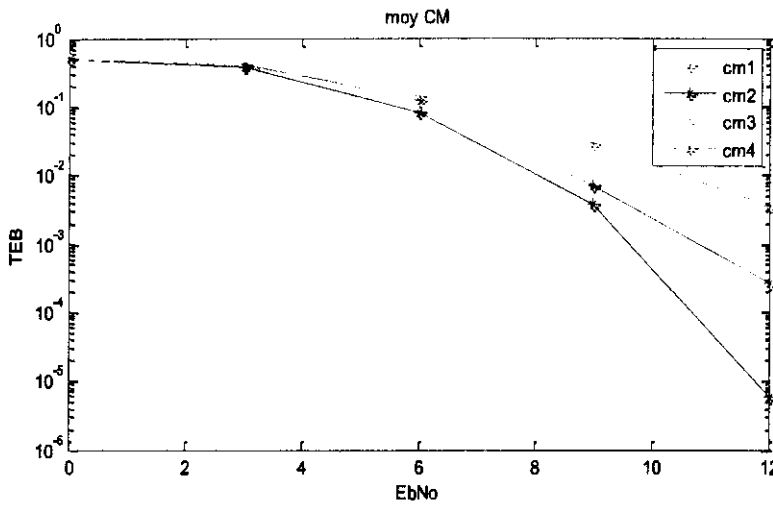


Figure III.29 : TEB moyen de 100 réalisations .

Puisque le problème se pose toujours, une vérification de la véracité des valeurs caractérisant les canaux (nombre de trajets, τ_{RMS} , τ_m) s'impose, afin de s'assurer que ces valeurs coïncident avec celles de la théorie (voir tableau (5)).

- Suppositions posées :

1) Supposons que pour la majorité des réalisations le τ_{RMS} peut être plus grand pour CM1 que pour CM4 c'est à cause de ça que le TEB du CM4 est mieux que celui du CM1. La figure (III.30) prouve le contraire:

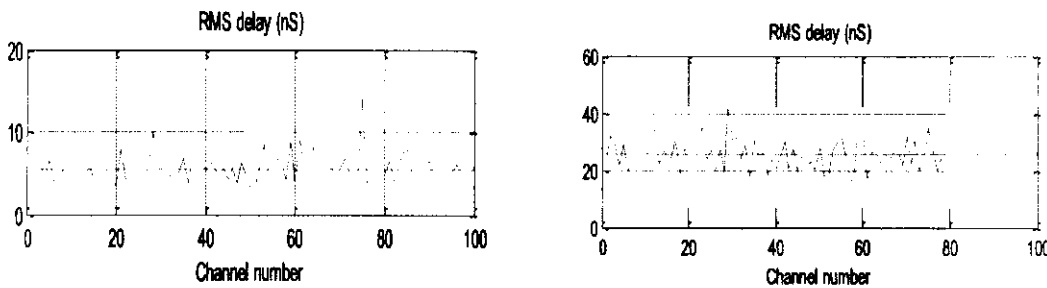


Figure III.30 : RMS delay en fonction des cent réalisations (CM1 et CM4).

Le τ_{RMS} varie entre 7 et 15ns pour les 100 réalisations du CM1 alors qu'il varie entre 19 et 41ns pour les 100 réalisations du CM4, on conclut que pour n'importe quelle réalisation le τ_{RMS} est toujours plus grand dans CM4 que dans CM1, cette supposition est éliminée.

2) Supposons que le problème se pose au niveau de τ_m

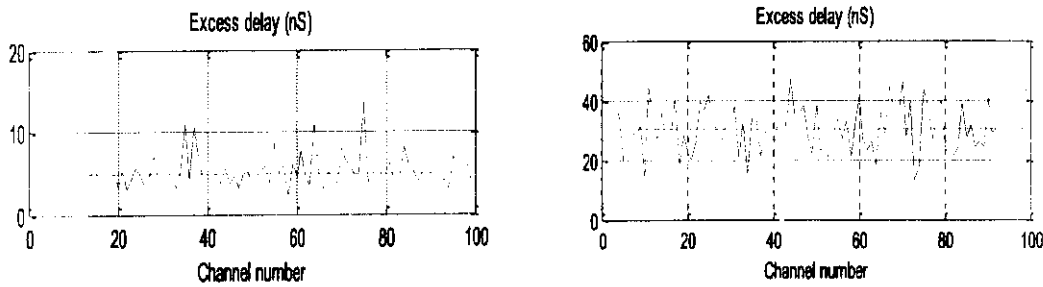


Figure III.31 : Excess delay en fonction des cent réalisations (CM1 et CM4).

Le τ_m varie entre 2 et 12 ns pour le CM1 et entre 17 et 45 ns pour le CM4. Il est clair que le τ_m est toujours plus grand dans CM4 que dans CM1 alors cette supposition est éliminée aussi.

3) Supposons maintenant que le problème se pose au niveau du nombre de trajets considérés

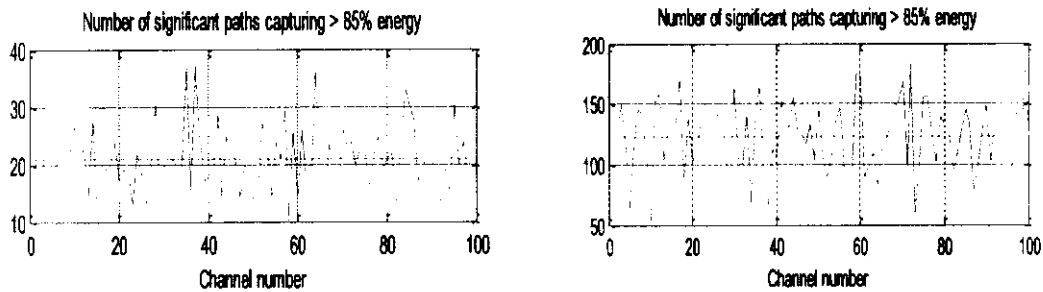


Figure III.32 : Nombre de trajets en fonction des cents réalisations (CM1 et CM4).

Le nombre de trajets varie entre 10 et 37 pour le CM1 et entre 50 et 175 pour le CM4, ce qui implique que le nombre de trajets est toujours plus grand dans CM4, cette supposition est aussi éliminée. Ces derniers résultats nous ont assuré que le problème n'est pas le type de canal. Il se pose au niveau des étages de la chaîne de transmission.

La recherche effectuée en vue de trouver la bonne interprétation montre que les performances du système changent en fonction du débit de la chaîne. Ce dernier varie en fonction du facteur d'étalement et le taux de codage utilisé comme le montre le tableau (8).

Débit(Mbps)	55	80	110	160	200	320	480
Constellation	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
Taille de FFT	128	128	128	128	128	128	128
Taux de codage	11/32	1/2	11/32	1/2	5/8	1/2	3/4
Facteur d'étalement	4	4	2	2	2	1	1

Tableau 8 : Les paramètres influant le débit.

La figure(III.33) illustre les courbes du TEB pour les 4 types de canaux [32] dans le cas des faibles débits (55 Mbps) et le cas des grands débits (480 Mbps).

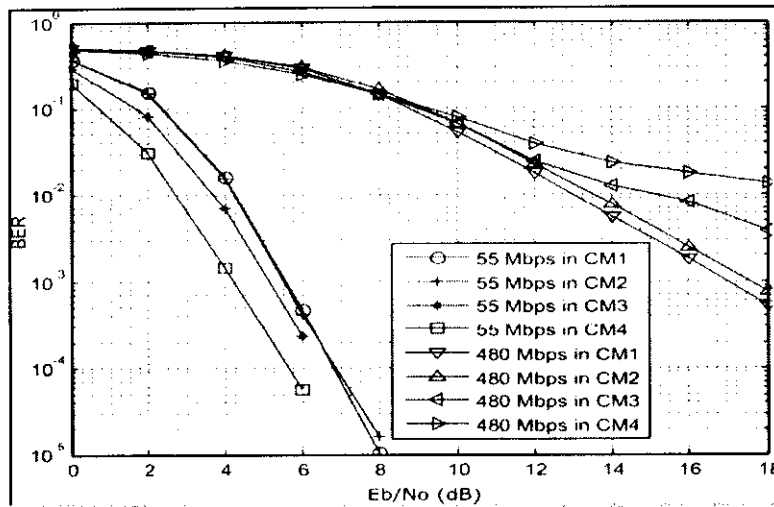


Figure III.33 : Influence du débit sur le TEB [32].

III.3.3 Interprétation

Il y'a deux critères à prendre en compte lors de la comparaison entre les quatre modèles du canal :

- La durée de l'étalement du canal.
- La sélectivité en fréquence.

D'après les résultats obtenus, le cas NLOS présente une meilleure performance par rapport au cas LOS. En effet, Les canaux NLOS (CM2, CM3, CM4) sont très sélectifs en fréquence (voir figure III.34) Cette caractéristique est bien exploitée en utilisant la diversité en fréquence à redondance temporel. Autrement dit si l'information dans le premier symbole est perdue, elle sera récupérée dans le deuxième symbole qui n'aura pas subi la même influence.

D'autre part, la durée d'étalement du canal CM4 dépasse la durée du zero padding ce qui provoque des interférences entre les symboles qui cause la dégradation du TEB par rapport à celui du CM2.

Le CM2 présente la meilleure performance de tous les autres canaux car c'est le canal qui est le moins sélectif en fréquence dans le cas NLOS, ajoutant à cela la durée d'étalement de sa réponse impulsionnelle qui est inférieure à la durée du zero padding (pas d'interférence inter symbole) contrairement à CM3 et à CM4.

Le CM3 présente un TEB proche à celui du CM4 car il bénéficie moins de la diversité en fréquence par rapport à CM4, et le système est moins perturbé par l'interférence inter symbole.

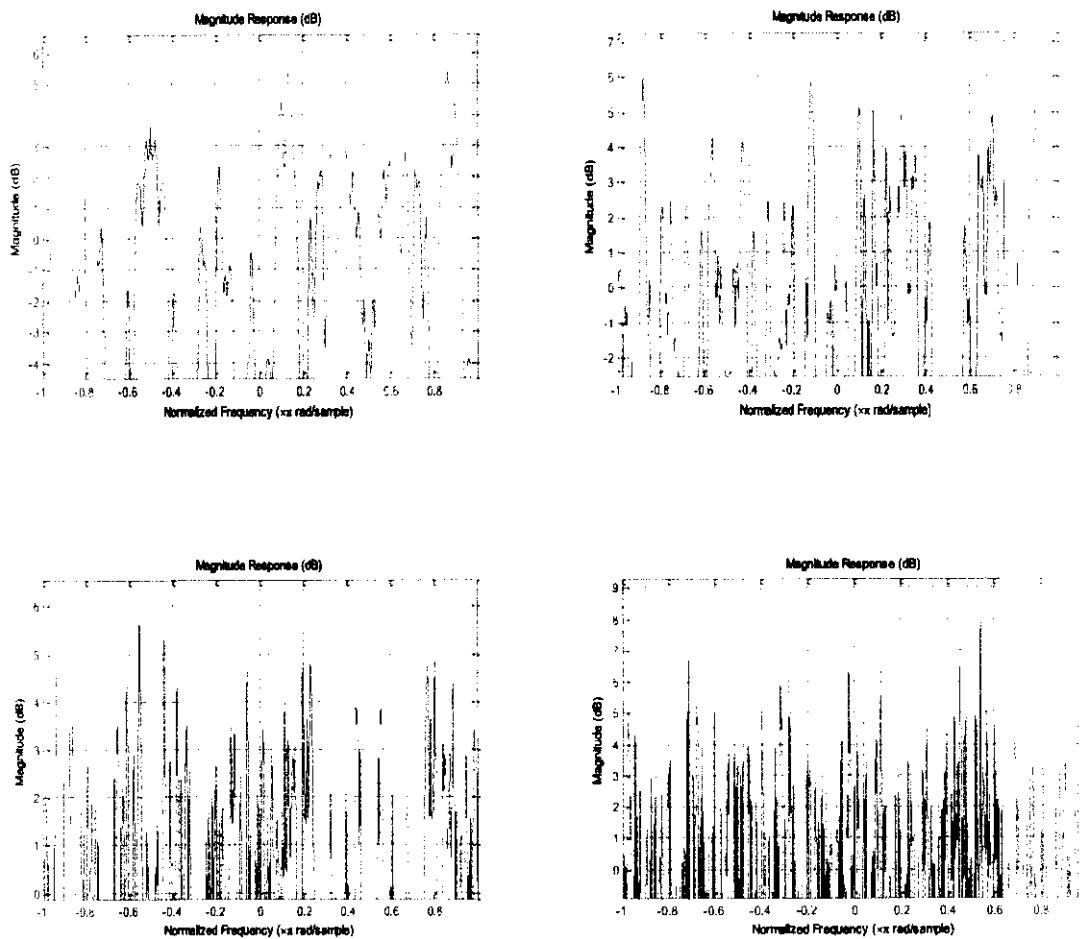


Figure III.34 : Les réponses impulsionnelles des quatre CM dans le domaine fréquentiel.

III.4 Conclusion

Lors de ce chapitre, la simulation de la chaîne de transmission a permis une bonne compréhension des principales fonctions utilisées à l'aide du Help disponible à l'environnement Matlab. La modulation en bande de base permet l'augmentation du débit et le codage l'amélioration des performances du système. L'OFDM possède une grande efficacité spectrale et présente une robustesse contre les multi trajets. L'estimation de la réponse du canal est assurée par l'envoi des symboles d'apprentissage et l'égalisation était réalisée par la méthode du MMSE simplifié.

CONCLUSION GENERALE

Ce projet traite le fonctionnement de dispositifs d'émission/réception radio à haut débits qui doivent être faible coût, faible consommation, hautement intégrés et très performants tel que ULB. Des réglementations doivent être prises en compte pour ne pas interférer avec les systèmes déjà existants.

La simulation d'une chaîne de transmission ULB a permis de comprendre le fonctionnement des principales techniques utilisées dans les systèmes de communication, et d'évaluer leurs performances. De plus, le modèle des signaux reçus rend l'égalisation du canal de transmission très simple et peu coûteuse en termes de puissance de calcul. Néanmoins l'augmentation de la vitesse d'information à transmettre et la demande de mobilité de plus en plus sera forte, entraînant l'augmentation de la largeur de bande des signaux à transmettre.

La chaîne de transmission étudiée dispose d'une modulation QPSK, un taux de codage de 5/8, une modulation OFDM dont les symboles comportent 128 sous porteuses, transmises sur une bande de 528Mhz. Le système n'utilise que les trois premières sous bandes gérées par un code TFC assurant le saut de fréquence.

Les résultats sont montrés sous formes de graphes. Des courbes représentent les taux d'erreur binaire en fonction du rapport E_b/N_0 étaient illustrées.

Quatre cas de figure ont été testés. Le cas de visibilité directe est modélisé par CM1 et le cas de non visibilité directe sont modélisé par CM2, CM3 et CM4 ont été évalués.

L'allure des courbes obtenues suggère que la chaîne performe mieux dans le cas de non visibilité directe avec débit limité, et le contraire pour LOS. Cela est dû au fait que le système étudié bénéficie plus de la diversité en fréquence dans ce cas.

Ces canaux sont complexes dans le sens où ils deviennent très sélectifs en fréquence impliquant une diminution des performances du système global. La diversité fréquentielle devient alors un atout majeur afin de pouvoir conserver de bonnes performances.

La modulation OFDM est très bien adaptée à la demande croissante en termes de débit car elle bénéficie d'une grande efficacité spectrale. Le système Multi-Bandes OFDM pour lequel la porteuse est soumise à un saut de fréquence permet d'obtenir la diversité fréquentielle, ce qui est compatible avec les contraintes de miniaturisation, de consommation et de coût.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.V. D. BOSSCHE, "Proposition d'une nouvelle méthode d'accès déterministe pour un réseau personnel sans fil à fortes contraintes temporelles," Thèse de Doctorat, l'université de Toulouse II, 6 juillet 2007.
- [2] H. F. Harmuth, "Transmission of Information by Orthogonal Functions," First Edition. Springer, 1969.
- [3] H. F. Harmuth, "A Generalized Concept of Frequency and Some Applications," IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, no3, pages 375–382, Mai 1968.
- [4] M. Terré, "Communication en ultra large bande (UWB)," Séminaire CNFRS/URSI, projet labellisé en 2001.
- [5] P. Lombard, "Etude de l'impact du filtrage et des non linearités sur les signaux ULB dans les fronts end radio fréquence et les réseaux hybrides optique-radio," Thèse de doctorat. Grenoble , Université Joseph Fourier, 3 décembre 2007.
- [6] F. T. Talom, "Modélisation déterministe du canal de propagation indoor dans un contexte Ultra Wide Band," Thèse de doctorat. Rennes : Institut National des sciences appliquées . 19 octobre 2005.
- [7] S. Dubouloz, L. Ouvry, "Régulation et Normalisation pour les Communications Ultra Large Bande (UWB) ," Paris : Comité national français de radioélectricité scientifique, 29 mars 2006.
- [8] "First report and order, ET Docket No. 98-153," Rapport, Federal Communication Commission, Avril 2002.
- [9] D. Porcino et W. Hirt, "Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead ,". IEEE Communications Magazine, vol. 41, no7, pages 66–74, Juillet 2003.
- [10] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Kohno, "Ultra widebandsignals and systems in communication engineering,". England : John Wiley & Sons,Ltd, 2004.
- [11] Le site web, www.bakom.admin.ch. [Citation : 13 mai 2008].
- [12] B. CADILHON, "Etude et réalisation d'un ensemble autonome d'émission d'ondes électromagnétiques de fortes puissances," Thèse de doctorat. l'Université de Pau et des Pays de l'Adour : pages 25-26, 11 juillet 2008.
- [13] G. Pierre, P. Simon, "Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM,".BRETAGNE : s.n., 15 décembre 2005.

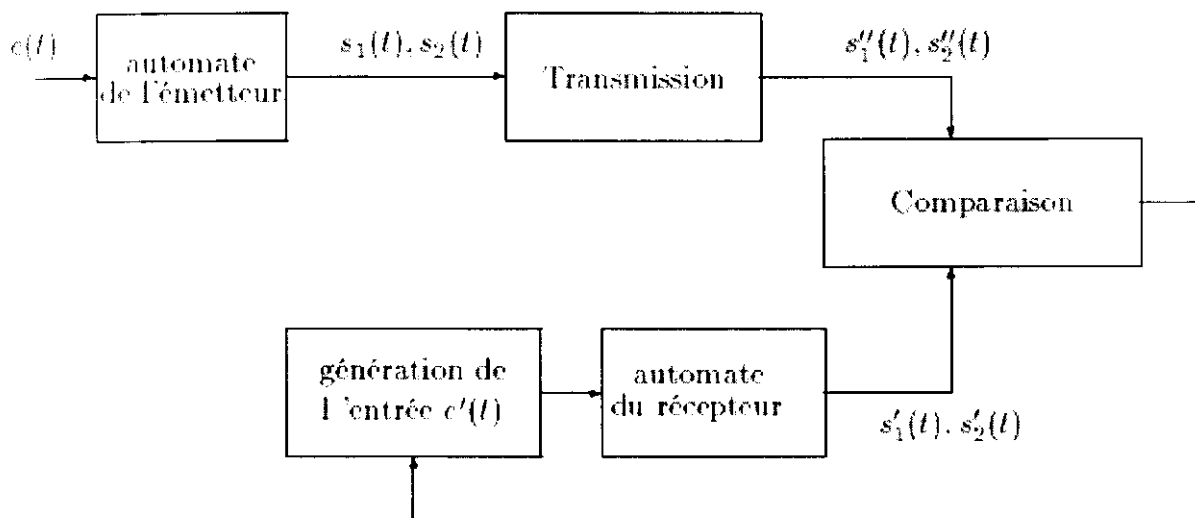
- [14] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte ultra large bande," Thèse de doctorat. Institut national des sciences appliquées de Reims : s.n., 2005.
- [15] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report (Final)," Rapport, IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, 2003.
- [16] Aubert, L. Marie, "Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radio communications hauts débits UWB," Thèse de doctorat. Rennes : Institut National des sciences appliquées, 8 novembre 2005.
- [17] A. Saleh et R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, pages 128–137, 1987.
- [18] S. Traverso, "transposition en fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multi porteuses sur canal sélectif en fréquence," Thèse de doctorat. s.l. : Ecole nationale supérieure de l'électronique et de ses applications, 16 novembre 2007.
- [19] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House Publishers, USA, 2000.
- [20] G. B. Giannakis, "Filterbanks for Blind Channel Identification and Equalization," IEEE Signal Processing Letters, vol. 4, no. 6, pp. 184–187, June 1997.
- [21] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, "Redundant Filterbank Precoders and Equalizers - Part I : Unification and Optimal Designs," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 47, pp. 1988–2006, July 1999.
- [22] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, "Redundant Filterbank Precoders and Equalizers - Part II : Blind Channel Estimation, Synchronization and Direct Equalization," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 47, pp. 2007–2022, July 1999.
- [23] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications : Where Fourier Meets Shannon," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, no. 3, pp. 29–48, May 2000.
- [24] V. Dégardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension," Thèse de doctorat. Lille : Université des sciences et technologies, 19 décembre 2002.
- [25] J. Ayadi, "Estimation et égalisation aveugle du canal pour les communications mobiles," Thèse de doctorat. Paris : Ecole nationale des télécommunications, 28 septembre 1999.

- [26] T. Karp, M. Wolf, S. Trautmann, and N. Fliege, "Zero-Forcing Frequency Domain Equalization for DMT Systems with Insufficient Guard Interval," in Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2003, pp. 221–224.
- [27] Y. Lin and S. Phoong, "MMSE OFDM and Prefixed Single Carrier Systems : BER Analysis," in Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2003, pp. 229–232.
- [28] P. F. Morlat, J. C. N. Perez, G. Villemaud, J. Verdier, and M. Gorce, "On the Compensation of RF Impairments with Multiple Antennas in SIMO OFDM Systems," in Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, 2006, pp. 1–5.
- [29] T. Schenk, "RF Impairments in Multiple Antenna OFDM : Influence and Mitigation," thèse, Eindhoven University of Technology, Nov. 2006.
- [30] H. Boleskei, M. Borgmann, and A. Paulraj, "Space-Frequency Coded MIMO-OFDM with Variable Multiplexing-Diversity Tradeoff," in Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC), 2003, pp. 2837–2841.
- [31] Le site web, www.mathworks.com. [citation :15 mai 2012].
- [32] S. M. S. SADOUGH, "Systèmes OFDM ultra large bande:estimation de canal et détection améliorée prenant en compte les imprécisions d'estimation," Thèse de doctorat. Paris : Université Paris sud, 07 janvier 2008.

ANNEXE

Fonctionnement du décodeur de viterbi

Le récepteur possède un automate identique à celui de l'émetteur. L'objectif à atteindre est d'engendrer par cet automate une séquence aussi proche que possible (au sens de la distance de Hamming) de la séquence reçue.



Principe du décodage par le récepteur

Nous décrivons le fonctionnement sur un exemple. Supposons que la séquence émise $s_1(t)$ et $s_2(t)$ est 111000010101101100

et que la séquence reçue est $s'_1(t)s'_2(t)$ 001000010101101100

(les deux premiers bits sont erronés).

Au début du décodage, l'automate du récepteur est dans le même état initial que celui de l'émetteur. A chaque instant t , il génère deux hypothèses possibles pour l'entrée: $e'(t) = 0$ et $e'(t) = 1$, et pour chaque état possible, il produit deux sorties $s'_1(t)s'_2(t)$. On compare ces deux sorties à la séquence reçue $s'_1(t)s'_2(t)$ et on calcule la distance de Hamming entre ces deux signaux. A l'instant $t = 0$, il y a un seul état possible 00. Pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(0) = 0, s'_2(0) = 0$. La distance au signal reçu est égale à 0. Pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(0) = 1, s'_2(0) = 1$. La distance au signal reçu est égale à 2. A l'instant $t = 1$, il y a deux états possibles (00 et 10). Dans l'état 00 pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu 1. Dans l'état 00, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 1

Dans l'état 10, pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu : 2

Dans l'état 10, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 2

La distance de Hamming porte sur les messages à partir de leur début et jusqu'à l'instant t . La distance de Hamming à l'instant t est égale à la distance de Hamming à l'instant $t - 1$ à laquelle on ajoute la distance entre $s'_1(t)s'_2(t)$ et $s''_1(t)s''_2(t)$.

A l'instant $t = 2$, il y a quatre états possibles (00 et 10).

On effectue les mêmes calculs que précédemment pour ces quatre états, ce qui produit huit sorties possibles

état 00, pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu : 1.

état 00, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 3.

état 10, pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu : 2.

état 10, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 2.

état 01, pour $e(0)=0$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 4.

état 01, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu : 2.

état 11, pour $e(0)=0$ on génère $s'_1(1) = 0, s'_2(1) = 1$. La distance au signal reçu : 5.

état 11, pour $e(0)=1$, on génère $s'_1(1) = 1, s'_2(1) = 0$. La distance au signal reçu : 5.

On remarque qu'à l'instant $t = 3$, l'automate est maintenant dans son régime permanent.

Chaque état peut être atteint par deux entrées différentes. Par exemple, on peut atteindre l'état 01 à partir de l'état 10 avec l'entrée 0, la distance calculée pour ce chemin est 2

l'état 01 à partir de l'état 11 avec l'entrée 0, la distance calculée pour ce chemin est 5. A ces

deux chemins sont associés des distances en général différentes. Le principe de Viterbi est de ne retenir parmi ces deux chemins que celui qui correspond à la distance de Hamming la plus

petite. Par exemple pour l'état 01, on ne retient que le chemin provenant de l'état 10 car il correspond à une distance de Hamming de 2, l'autre chemin correspondant à une distance de

Hamming de 5. On sélectionne ainsi pour chacun des états un seul chemin entrant. On réitère l'opération jusqu'à la fin du message. En principe, il faut que la fin du message soit une

séquence bien définie pour que l'état final de l'automate d'émission soit un état connu du récepteur. On compare alors les distances de Hamming entre séquences retenues pour chacun

des états à l'instant final T (une séquence par état) et on considère que le message émis était celui qui correspond à la distance la plus petite. La séquence ainsi retenue dans l'exemple est

bien la séquence émise, malgré les deux erreurs dans le message reçu. La distance de Hamming entre le message reçu et le message qui est généré par la séquence d'entrées retenue

est bien égale à 2.

