REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Génie électrique

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Analyse et simulation d'un système de communication UWB en utilisant la technique MB-OFDM

Présenté par

BOUCHENAF El Houcine

ZERROUKI Youcef

Proposé et Dirigé par

M. ESSAID Billel

Promotion Juin 2020

Remerciements

Nous remercions Dieu
de nous avoir accordé des connaissances
de la science et de nous avoir aidé à réaliser
ce travail.
Au terme de ce modeste travail
nous tenons à remercier chaleureusement et
respectivement
notre encadreur M. ESSAID Billel, et
tous ceux qu'ont contribué de près ou de
loin à la
réalisation de ce modeste projet de fin
d'étude. Nos vifs
remerciements vont aussi
à tous les enseignants qui nous ont suivis
durant notre
formation.
Ce travail fut difficile mais très bénéfique à
tout point de vue.
Merci à tous

Dédicaces

Je dédie cet humble travail,

À mes très chers parents, pour leurs amour et sacrifices,

À mon promoteur M. ESSAID Billel,

À toutes ma famille,

À tous les enseignants de faculté de la technologie,

À mes proches amis pour leurs soutient et encouragements,

À toute la promotion 2ème années Master sans exception.

ZERROUKI.Y

Dédicaces

Je tien tout d'abord à remercier Dieu Tout-Puissant qui ma donné la force et la patience de faire ce travail.

J'exprime mes profonds remerciements a :

** M. ESSAID, notre promoteur de mémoire de fin d'étude, pour ses précieux conseils et son orientation tout au long de notre recherche.*

** A ma mère, mes frères, mes sœurs et toute ma famille et mes amis surtout à Mohamed elhadi qui par leurs prières et leurs encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.*

BOUCHENAF.E

ملخص

زراعة القوقعة الصناعية هو موضوع دراسات هام، قام بدراسته والبحث فيه العديد من الباحثين، يتمثل دور هاته القوقعة في تعويض ضعف السمع للأذن الداخلية. تتطلب القوقعة الصناعية استخدام طريقة متطورة لإرسال إشارات التحفيز وذلك للتقليل من معدل الخطأ (BER) الذي يتمثل سببه في الاتصال مع المستقبل المزروع عبر الجلد. نقدم من خلال هذا العمل نظام اتصالات سلكية ولا سلكية وذلك من اجل زراعة قوقعة الاذن التي ترتكز على استعمال تقنية ارسال النطاق الواسع للغاية (ULB) باستخدام تقنية (MB-OFDM)؛ ان النتائج المتحصل عليها من خلال استعمال تقنية (OFDM) التي هي أساس تقنية (MB-OFDM) قد كانت جد مشجعة، وهذا يدل على مدى فعالية هذه التقنية ، اذ انها قامت بأداء جيد مع انخفاض معدل الخطأ (BER) الذي كان جد مقبول في نموذج قنوات ULB.

كلمات مفتاحية: القوقعة الصناعية، تقنية النطاق الواسع للغاية (ULB)، معدل الخطأ (BER)، المستقبل المزروع، MB-OFDM، OFDM.

Résumé

Les implants cochléaires font l'objet d'études par un grand nombre de chercheurs, qui ont pour rôle de pallier une déficience bilatérale de l'oreille interne. Il est impératif d'utiliser un procédé sophistiqué de transmission des signaux de stimulation minimisant le BER dû à la liaison transcutanée avec le récepteur implanté. Nous présentons à travers ce travail un système de télécommunication pour les implants cochléaires basée sur la technique de transmission Ultra-large Bande (ULB), en utilisant la technique multi-bande OFDM (MB-OFDM). Les résultats obtenus sont très encourageants, ils montrent que la technique OFDM donne des meilleures performances avec une dégradation de BER très acceptable dans le modèle de canaux ULB.

Mots Clés : Implant Cochléaire, BER, ULB, MB-OFDM, OFDM.

Abstract

Cochlear implants are being studied by a large number of researchers as a means of compensating for bilateral inner ear deficiency. It is imperative to use a sophisticated stimulation signal transmission procedure that minimizes BER due to transcutaneous binding to the implanted receiver. Through this work, we present a telecommunication system for cochlear implants based on the Ultra Wide Band (ULB) transmission technique, Using the multi-band OFDM technique (MB-OFDM). The results obtained are very encouraging, they show that the OFDM technique gives better performances with a very acceptable BER degradation in the ULB channel model.

Key words: Cochlear implants, BER, ULB, MB-OFDM, OFDM.

Table des matières

Table des matières ..... **I**
Liste des figures ..... **IV**
Liste des tableaux ..... **VII**
Liste des Acronymes et Abréviations ..... **VIII**
Intoduction Générale **1**
Chapitre I : Implants cochléaires et stratégies de stimulation
I.1. Introduction 2
I.2. Anatomie de l'oreille 2
I.2.1. L'oreille externe 2
I.2.2. L'oreille moyenne 3
I.2.3. L'oreille interne 4
I.2.3.1. Structure de la cochlée 5
I.3. Principe de fonctionnent de l'audition 8
I.4. La surdité et les causes de la perte auditive 9
I.4.1. La perte d'acuité auditive ou surdité 9
I.4.2. Une baisse de l'audition plus ou moins grave 9
I.4.3. Les types de surdité 10
I.4.3.1. La surdité de transmission 10
I.4.3.2. La surdité de perception 10
I.4.3.3. La surdité mixte 10
I.4.3.4. La surdité rétro cochléaire 10
I.4.4. Les causes de la surdité 10
I.5. Le traitement de la surdité 11
I.6. L'implant cochléaire 12
I.6.1. Historique et description 12
I.6.2. Définition de l'implant cochléaire 12
I.6.3. Le fonctionnement technique de l'implant cochléaire 13
I.6.3.1. La partie interne 13
I.6.3.2. La partie externe 14
I.6.4. Le traitement de signal de l'implant cochléaire 16
I.6.5. Les processeurs vocaux 17
I.6.5.1. Les stratégies du codage 17
I.7. Les différents modèles disponibles sur le marché. 19
I.7.1. Les différentes marques 19
I.7.2. Les différents porte-électrodes 19

Table des matières

I.8. Conclusion....20
Chapitre II : La technologie ULB et la technique MB-OFDM
II.1. Introduction....21
II.2. Définition d'un Signal ULB....21
II.3. Historique de l'ULB....22
II.4. les avantages et les inconvénients de la technologie ULB....24
II.4.1. Les avantages....24
II.4.2. Les inconvénients....25
II.5. Réglementation de l'ULB....25
II.5.1. Réglementation aux États-Unis....25
II.5.2. Réglementation hors des États-Unis....26
II.6. Applications de la technologie ULB....26
II.6.1. Systèmes d'imagerie radar....26
II.6.2. Les systèmes radars de véhicule....27
II.6.3. Systèmes de communication....27
II.7. Les standards de L'ULB....27
II.7.1. Le standard IEEE 802.15.3a....28
II.7.2. Le standard IEEE 802.15.4a....28
II.8. Le canal de propagation....29
II.8.1. Notion de canal de transmission....29
II.8.2. Le modèle de canal IEEE 802.15.3a....30
II.8.3. Les différents modèles de canal....31
II.9. Les différents types de modulation ULB....31
II.9.1. L'approche impulsionnelle....32
II.9.2. L'approche Multi-bandes....32
II.10. Le système de modulation Multi-Bande OFDM (MB-OFDM)....33
II.10.1. Description du système MB-OFDM....34
II.10.1.1. Découpage de spectre....34
II.10.1.2. Architecture de l'émetteur....35
II.10.1.3. Model de signal MB-OFDM....43
II.10.1.4. Utilisation d'un Code Temps-Fréquence (TFC)....44
II.10.1.5. Architecture de récepteur....45
II.11. Analyse critique du système MB-OFDM....48
II.11.1. Les avantages....48
II.11.2. Les inconvénients....48
II.12. Conclusion....49

Chapitre III : Simulation et résultats de la technique OFDM

III.1. Introduction 50
III.2. Taux d'erreur binaire (BER) 50
III.3. Réalisation de la chaine de transmission OFDM sous Simulink 50
III.3.1. La chaine d'émission (transmission) du système OFDM 51
III.3.1.1. Configuration des différents blocs de La chaine d'émission 52
III.3.2. Canal de Transmission 57
III.3.3. La chaine de réception du système OFDM 58
III.3.3.1. Configuration des différents blocs de La chaine de réception 59
III.4. Résultats de la simulation OFDM avec modulation QPSK 62
III.4.1. Les spectres de signal après la modulation et la démodulation 64
III.5. Résultats de simulation pour les performances BER 67
III.5.1. La modulation BPSK, QPSK et M-PSK (avec M=8,16,32) 67
III.5.2. La modulation 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM 69
III.5.3. Comparaison entre BPSK, QPSK et 4-QAM 71
III.5.4. Diagrammes de constellations 73
III.6. Discussion 78
III.7. Insertion du codage convolutif (codage du canal) 79
III.7.1. Comparaison des résultats de BER entre la chaine sans codage et avec codage 81
III.8. Conclusion 82
Conclusion Générale 83
Références Bibliographiques

Liste des figures

Figure I.1. L'oreille externe 3
Figure I.2. L'oreille moyenne 3
Figure I.3. L'oreille interne. 4
Figure I.4. Schéma explicatif de l'oreille interne humaine. 5
Figure I.5. Une coupe transversale de la cochlée. 6
Figure I.6. Coupe transversale du canal cochléaire (schéma). 6
Figure I.7. Distribution des fréquences le long de la membrane basilaire d'une cochlée humaine. 7
Figure I.8. Anatomie de l'oreille. 8
Figure I.9. Exemple d'implant cochléaire de la marque Advanced Bionics. 14
Figure I.10. Vue d'ensemble de l'implant cochléaire. 14
Figure I.11. Représentation synoptique du fonctionnement de l'implant cochléaire. 15
Figure I.12. Représentation synoptique de la partie externe. 17
Figure II.1. Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants. 22
Figure II.2. Les limites de la FCC pour les systèmes de communication à l'intérieur et à l'extérieur. 25
Figure II.3. Masque FCC pour ULB adapté en Europe. 26
Figure II.4. Exemple d'un système ULB d'imagerie à travers les murs. 27
Figure II.5. Illustration du canal de propagation et du canal de transmission. 29
Figure II.6. Canal de propagation en forme de clusters selon le formalisme de Saleh-Valenzuela. 31
Figure II.7. Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b). 32
Figure II.8. Découpage de la bande ULB pour la solution MB-OFDM. 34
Figure II.9. Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM. 36
Figure II.10. Schéma du scrambler. 36
Figure II.11. Codeur convolutif : taux de codage R=1/3, longueur de contrainte K=7. 37
Figure II.12. Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour R = 3/4, longueur contrainte K=7. 37
Figure II.13. Constellation QPSK pour le système MB-OFDM. 40

Figure II.14. Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320 Mb/s, 400 Mb/s et 480 Mb/s du système MB-OFDM. 41
Figure II.15. Modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM. 42
Figure II.16. Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles. 42
Figure II.17. Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, . . .}. 44
Figure II.18. Schéma synoptique de récepteur MB-OFDM. 45
Figure III.1. Schéma synoptique d'une chaine de transmission OFDM 50
Figure III.2. La chaine de transmission sous Simulink. 51
Figure III.3. La chaine d'émetteur d'un système OFDM sur simulink. 51
Figure III.4. Paramètres du bloc Random Integer Generator. 52
Figure III.5. Paramètres du bloc Integer to bit converter. 53
Figure III.6. Paramètres du bloc Bit to integer Converter. 53
Figure III.7. Paramètres du bloc QPSK Modulator. 54
Figure III.8. Insert les pilots 55
Figure III.9. Paramètres du bloc Multiport Selector. 55
Figure III.10. Paramètres du bloc IFFT. 56
Figure III.11. Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix. 57
Figure III.12. Paramètres du bloc AWGN. 58
Figure III.13. Récepteur du système OFDM 58
Figure III.14. Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix. 59
Figure III.15. Paramètres du bloc FFT. 60
Figure III.16. Paramètres du bloc Frame Conversion. 60
Figure III.17. Paramètres du bloc zéro-padding Select Rows. 61
Figure III.18. Paramètres du bloc Remove Pilots 61
Figure III.19. Représentation spectral de signal émis. 63
Figure III.20. Représentation spectrale du signal reçu (SNR = 10). 63
Figure III.21. Comparaison entre le signal binaire émis (en haut) et le signal binaire reçus (en bas). 64
Figure III.22. Signal après la modulation QPSK. 65
Figure III.23. Spectres de signal après démodulation QPSK. 65
Figure III.24. Représentation spectrale du signal OFDM à l'entrée du canal (AWGN). 66
Figure III.25. Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal (AWGN). 66
Figure III.26. BER de (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK). 69

Figure III.27. Comparaison de BER entre les quatre modulations (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM). 71
Figure III.28. Comparaison entre BPSK et QPSK et 4-QAM. 72
Figure III.29. Constellation de BPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB..... 73
Figure III.30. Constellation de BPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB..... 74
Figure III.31. Constellation de QPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB. 74
Figure III.32. Constellation de QPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB. 75
Figure III.33. Constellation de 8-PSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB. 75
Figure III.34. Constellation de 8-PSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30dB. 76
Figure III.35. Constellation de 8-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB. 76
Figure III.36. Constellation de 8-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB. 77
Figure III.37. Constellation de 16-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB. 77
Figure III.38. Constellation de 16-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB. 78
Figure III.39. La chaine de transmission avec le codage convolutif. 79
Figure III.40. Configuration des paramètres du bloc convolutionnel encoder. 80
Figure III.41. Schéma synoptique du Codeur Convolutif [171 133] avec K=7..... 80
Figure III.42. Boite du dialogue de bloc Viterbi Decoder 81
Figure III.43. Comparaison entre deux cas (OFDM sans codage et OFDM avec codage). 82

Liste des tableaux

Tableau II.1. Caractéristique d'un symbole MB-OFDM. 35
Tableau II.2. Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloc 36
Tableau II.3. Paramètres d'entrelacement en fonction des débits. 39
Tableau II.4. Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systemes MB-OFDM 45
Tableau III.1. Paramètres de chaque PIC du signal émis et reçu. 64
Tableau III.2. BER vs Eb/No de (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK). 67
Tableau III.3. BER vs Eb/No (dB) de (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM). 69
Tableau III.4. Comparaison entre BPSK, QPSK et 4-QAM. 71
Tableau III.5. Comparaison de ber entre deux cas (sans codage et avec codage). 81

Liste des Acronymes et Abréviations

ABI	Auditory Brainstem Implant.
ACE	Advanced Combination Encoder.
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line.
AMRC	Accès Multiple par Répartition en Code.
AWGN	Additive white Gaussian noise.
BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
CA	Continuous Analog.
CDMA	Code division multiple access**.**
CIS	Continuous Interleaved Sampling.
CISIC	Centre d'Information sur la Surdité et l'Implant Cochléaire.
CM	Channel Model.
CP	Cyclic Prefix.
CSS	Chirp Spread Spectrum.
DAC	Digital to Analog Converter.
DCM	Dual Carrier Modulation.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.
DSP	Digital Signal Processor.
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access.
DS-ULB	Direct Sequence-Ultra Large Bande.
DS-UWB	Direct Sequence-Ultra Wide Band.
ECMA	European Computer Manufacturers Association.
FCC	Federal Communication Commission.
FDS	Frequency Domain Spreading.
FFI	Fixed Frequency Interleaving.
FH	Frequency Hopping.
GSSI	Geophysical Survey Systems, Inc.
ICI	Inter Carrier Interference.
IEEE	Institute of Electrical and Electronis Engineers.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
IG	Intervalle de Garde.

IR-ULB	Impulse Radio Ultra Large Bande.
IR-UWB	Impulse Radio-Ultra Wide Band.
ISI	Inter-Symbols Interference.
LOS	Line Of Sight.
MAC	Medium Access Control.
MBOA	Multiband OFDM Alliance.
MBOA-SIG	MultiBand OFDM Alliance Special Interest Group.
MB-OFDM	Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
MMSE	Minimum Mean Square Error.
NLOS	Non Line Of Sight.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OPM	Orthogonal Pulse Modulation.
PAM	Pulse Amplitude Modulation.
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio.
PDSNT	Parametric Discrete Sliding Norm Transform.
PPM	Pulse Position Modulation.
PPS	Pulses Par Seconde.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadrature phase shift keying.
RF	Radio Frequency.
SAS	Simultaneous Analog Stimulation.
SB	Sous Bandes.
SNR	Signal to Noise Ratio.
TDS	Time Domain Spreading.
TEB	Taux d'Erreur Binaire.
TFC	Time Frequency Code.
TFI	Time Frequency Interleaving.
TNT	Télévision Numérique Terrestre.
ULB	Ultra Large Bande.
UWB	Ultra Wide Band.
WBAN	Wireless Body Area Network.
WiFi	Wireless Fidelity.
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access.

ZF	Zero Forcing.
ZP	Zero pading.

Introduction Générale

Introduction Générale

La technologie a aidé à résoudre les divers problèmes de l'homme dans les domaines de la vie, tels que les télécommunications, l'industrie et la santé.

Dans le domaine médical, les ingénieurs ont mis au point de nombreuses techniques qui ont contribué à faciliter la vie de l'individu, notamment l'implant cochléaire.

Les implants cochléaires sont des prothèses électriques qui ont pour rôle de pallier une déficience bilatérale de l'oreille interne, qu'elle soit profonde ou sévère, acquise ou congénitale. Contrairement aux prothèses d'audition classiques, qui agissent par l'organe de Corti, les implants cochléaires stimulent directement les neurones auditifs.

Dans un implant cochléaire, l'antenne émet une onde électromagnétique qui traverse la peau de l'utilisateur, ce qui entraîne des problèmes liés à la bonne réception des signaux de stimulation, d'où l'idée de proposer un circuit électronique adapté à cet appareil afin de retrouver la bonne qualité du son.

Nous avons décomposé ce mémoire sur trois chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons l'oreille humaine, en particulier l'oreille interne et le problème de la surdité qui a été résolu par l'implant cochléaire, ainsi que les différents implants commerciaux existants.

Le deuxième chapitre est consacré au contexte dans lequel cette mémoire s'est inscrite. Il a pour but d'introduire de manière non exhaustive la technologie UWB (Ultra Wide Band en anglais) ou ULB (Ultra Large Bande en français), de son origine au milieu du 20ème siècle à aujourd'hui où elle suscite un intérêt important dans la communauté des communications car elle laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits. La seconde partie est consacrée à la description de la solution MB-OFDM, en incluant le découpage du spectre ULB et les paramètres originaux du système tels que définis par l'Alliance WiMedia. Ensuite, l'architecture du transmetteur MB-OFDM est détaillée.

Le troisième chapitre décrit généralement le système OFDM modélisé sous Simulink de Matlab. Nous présentons un modèle de système OFDM avec le canal de transmission (AWGN). Nous comparons les résultats des simulations obtenues en variant le type de modulation et le nombre de porteuses. L'évaluation des performances de notre système se fait par le biais du taux d'erreur binaire (BER) en fonction de rapport signal sur bruit (Eb/No ou SNR).

Enfin la conclusion générale présente les points principaux de notre travail portant essentiellement sur l'optimisation de l'implant cochléaire en utilisant la technique MB-OFDM pour une bonne amélioration de réception des signaux de stimulation.

Chapitre I : Implants cochléaires et stratégies de stimulation

I.1. Introduction

Le son peut être défini comme le représentant de la partie audible du spectre des vibrations acoustiques, de même que la lumière se définit comme la partie visible du spectre des vibrations électromagnétiques. L'audition prend essentiellement en compte deux paramètres des vibrations acoustiques : la fréquence ou nombre de vibrations par seconde (Hertz = Hz) qui définit les sons aigus et graves, et l'intensité ou amplitude de la vibration (décibel = dB) qui définit les sons forts ou faibles.

L'oreille humaine perçoit des fréquences comprises entre 20 Hz (fréquence la plus grave) et 20000 Hz (fréquence perçue la plus aiguë) mais elle est surtout sensible aux fréquences de 1000 à 4000 Hz Par anthropomorphisme, nous qualifions d'infrasons toute fréquence inférieure à 20 Hz. De même, nous qualifions d'ultrasons tout ce qui est au-delà de 20 kHz. Le seuil auditif, c'est-à-dire le point où le silence est rompu par un bruit audible est de 0 dB chez le jeune adulte. Un son devient gênant à 120 dB et il devient douloureux à 140 dB environ.

Dans ce chapitre, nous allons discuter sur les aspects anatomiques de l'oreille et du mécanisme de son travail avec les différents types de surdité. À la fin, nous présentons l'implant cochléaire qui résout la surdité profonde en adoptant différente stratégies.

I.2. Anatomie de l'oreille

Pour mieux comprendre la surdité et les solutions disponibles pour ses différents types, il est préférable de connaître l'anatomie de l'oreille. Le fonctionnement de l’oreille humaine sollicite trois parties du système auditif : l'oreille externe composée du pavillon et du tympan, l'oreille moyenne avec les trois osselets et l'oreille interne, remplie de liquide d'où partent les nerfs vers le cerveau. [1]

I.2.1. L’oreille externe

L’oreille externe est constituée du pavillon et du conduit externe. Sa mission principale est de collecter, amplifier et envoyer le son sous forme de vibrations dans le conduit auditif, au niveau du tympan. Elle transmet donc le son. L’oreille externe sert également de protection pour le tympan face aux infections grâce au cérumen et aux bouchons qu'il forme. Enfin, le pavillon de l’oreille joue un rôle prépondérant dans la localisation des types de sons et assure l’équilibre binaural. [1]

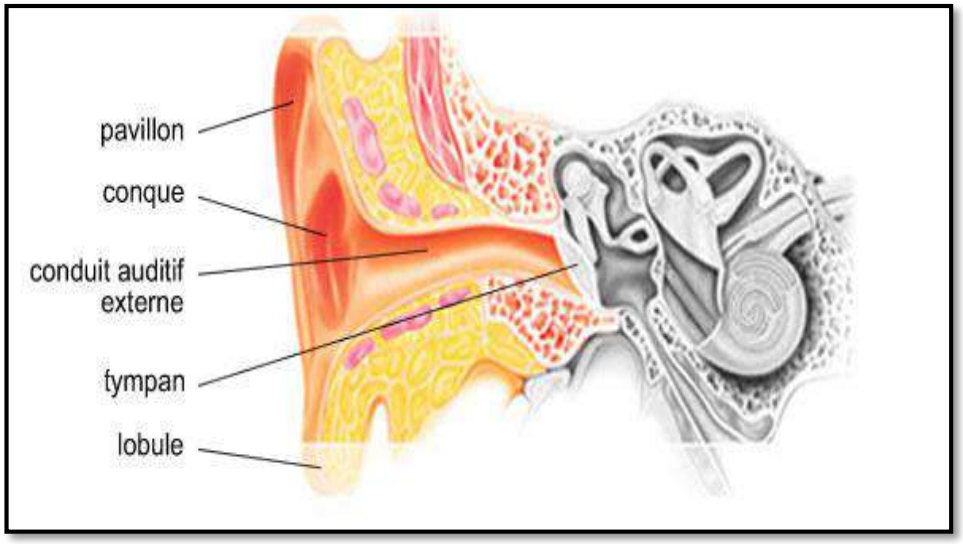


Figure I.1. L'oreille externe. [1]

I.2.2. L'oreille moyenne

L'oreille moyenne amplifie et transforme les vibrations aériennes en vibrations solidiènnes (dues à un choc) pour les transmettre à l'oreille interne. L'oreille moyenne sert également à protéger l'oreille interne des sons trop puissants provenant de sources externes (au-delà de 80dB), en limitant l'amplification, il s'agit du « réflexe stapédien ». Arrivé au bout du conduit auditif, le son "tape" dans le tympan qui vibre. La vibration acoustique actionne la chaîne des trois osselets : marteau, enclume puis étrier. Ces derniers ont une fonction similaire agissent comme un "cric" de voiture : l'amplitude de vibration auriculaire est démultipliée. [1]

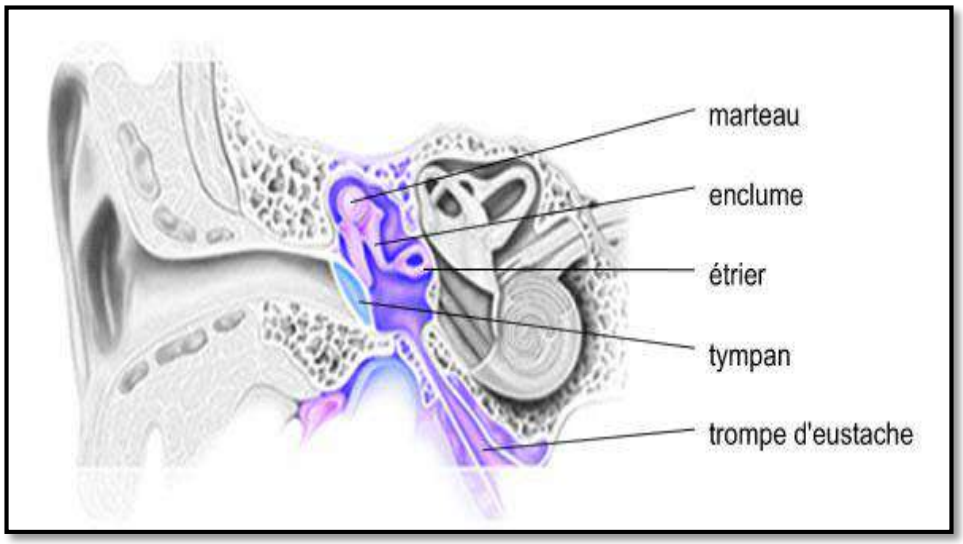


Figure I.2. L'oreille moyenne.

I.2.3. L'oreille interne

Une fois le son transmis à l'oreille interne, cette dernière doit le transformer en signal nerveux interprétable par le cerveau.

- La cochlée qui abrite l'organe de Corti contenant du liquide (périlymphe) et les cellules ciliées. Ces cellules sensorielles vont capter les sons et les transformer en signaux nerveux qui sont transmis au cerveau par le nerf auditif. Elles sont responsables de notre capacité à percevoir les sons.
- Le vestibule jouant un rôle dans l'équilibre du corps.

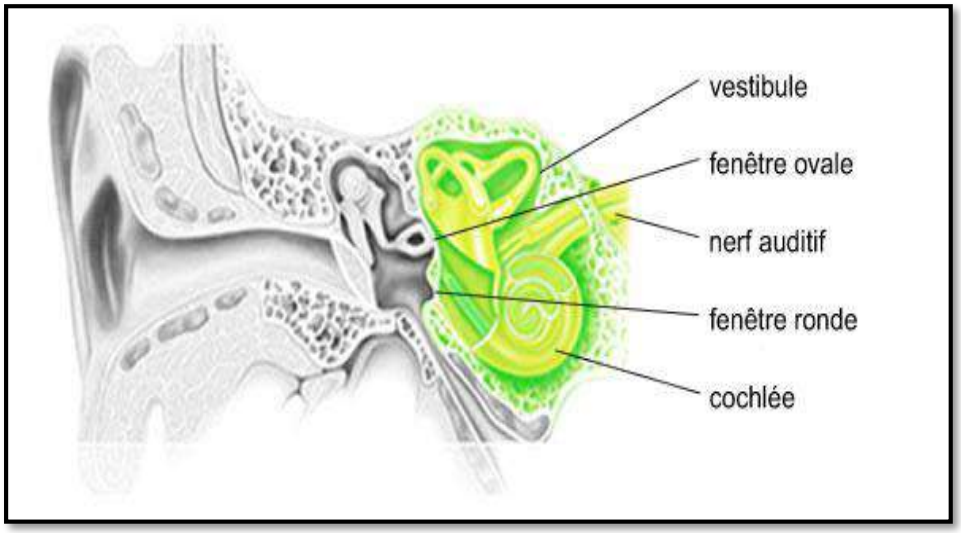


Figure I.3. L'oreille interne. [1]

L'oreille interne regroupe deux organes sensoriels distincts : le vestibule, organe de l'équilibration et la cochlée, organe de l'audition. D' une même origine embryologique (la vésicule otique) ces deux organes partagent aussi d'autres propriétés morphologiques et physiologiques comme le liquide endolymphatique, les cellules ciliées et leurs propriétés de transduction. [2]

Ci-dessous, le schéma principal représentant, par transparence, le labyrinthe membraneux contenant l'endolymphe, en haut à gauche : le labyrinthe osseux.

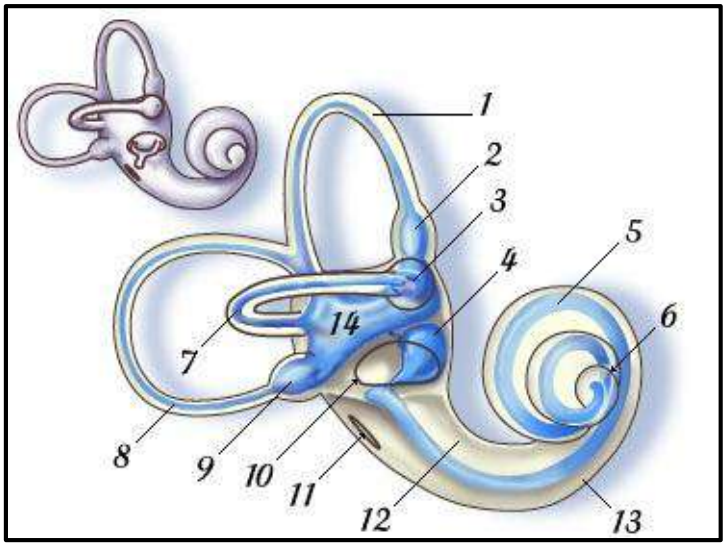


Figure I.4. Schéma explicatif de l'oreille interne humaine. [2]

1. Canal antérieur
2. Ampoule (du même canal)
3. Ampoule (canal horizontal)
4. Saccule
5. Canal cochléaire
6. Hélicotrème
7. Canal latéral (horizontal)
8. Canal postérieur
9. Ampoule (canal postérieur)
10. Fenêtre ovale
11. Fenêtre ronde
12. Rampe vestibulaire
13. Rampe tympanique
14. Utricule

I.2.3.1. Structure de la cochlée

La cochlée est constituée de trois canalicules enroulés en spirale autour d'un axe osseux, le modiolus. Ces canalicules sont : la rampe tympanique (3), la rampe vestibulaire (2) et le canal cochléaire (1). La rampe tympanique et la rampe vestibulaire sont remplies de périlymphe (bleu) et communiquent entre elles par un petit orifice situé à l'apex de la cochlée nommé hélicotrème (Figure I.5). [3]

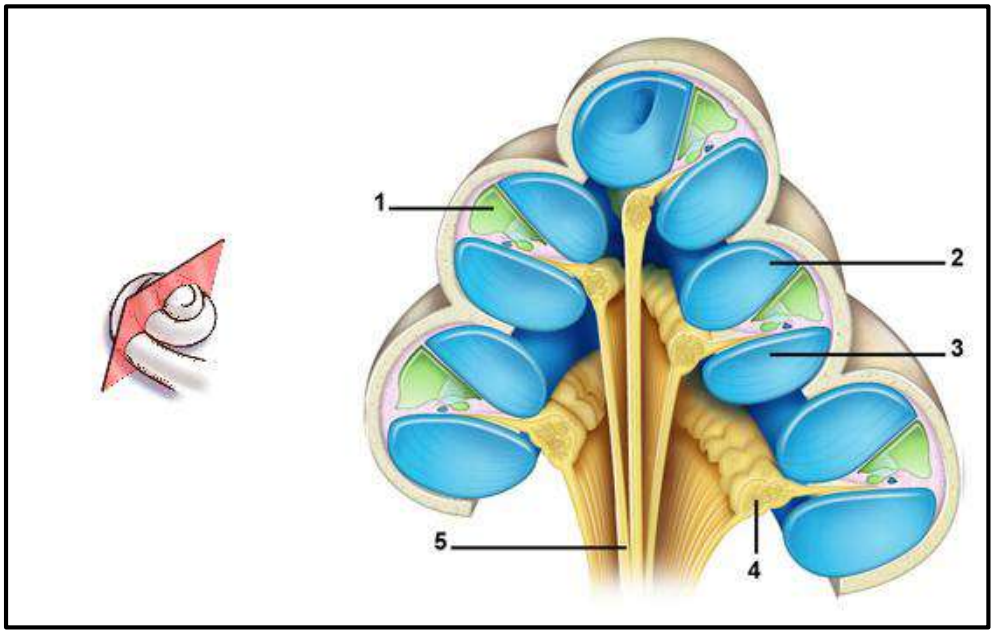


Figure I.5. Une coupe transversale de la cochlée. [3]

Le canal cochléaire, de forme triangulaire, situé entre les rampes vestibulaire et tympanique est rempli d'endolymphe (verte).

Entre le canal cochléaire et la rampe tympanique se situe l'organe de Corti. Les éléments nerveux (représentés en jaune sur le schéma) sont le ganglion cochléaire (4) et le nerf auditif (5) dans l'axe modiolair.

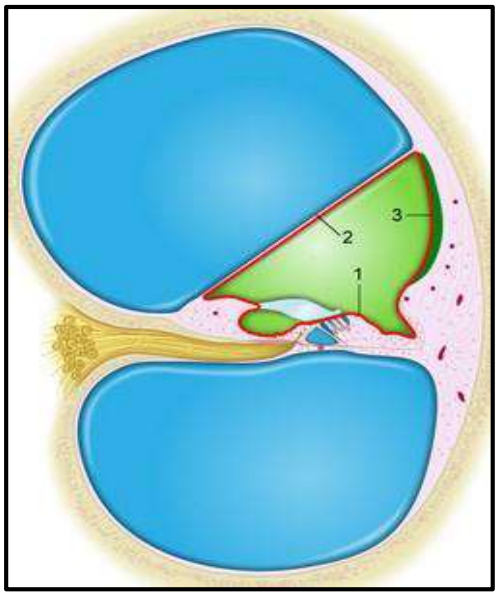


Figure I.6. Coupe transversale du canal cochléaire (schéma). [3]

Le canal cochléaire, rempli d'endolymphe (vert), est délimité par la lame réticulaire qui recouvre l'organe de Corti (1), par la membrane de Reissner (2), côté rampe vestibulaire et par le mur latéral (3), constitué de la strie vasculaire et du promontoire. L'organe de Corti repose sur la membrane basilaire. Le ganglion spiral et les fibres nerveuses sont représentés en jaune.

Pour résumer, l'étrier tape "sur" l'oreille interne qui est remplie de liquide. La vibration se propage alors dans la cochlée.

La cochlée contient les cellules ciliées qui se contractent lors de l'arrivée de la vibration. Les différents cils activés par les vibrations rapides (aigus) sont en bas. Les cils activés par les graves sont en haut, donc mieux protégés. Ces vibrations sont ensuite transmises sous forme de signaux nerveux au cerveau pour être interprétées. La cochlée transmet les vibrations avec un effet d'ondes au cerveau, au moyen de ses cils. Ces ondes seront ensuite interprétées. [1]

La cochlée contient une membrane basilaire : une membrane qui permet de comprendre la parole même dans un environnement bruyant.

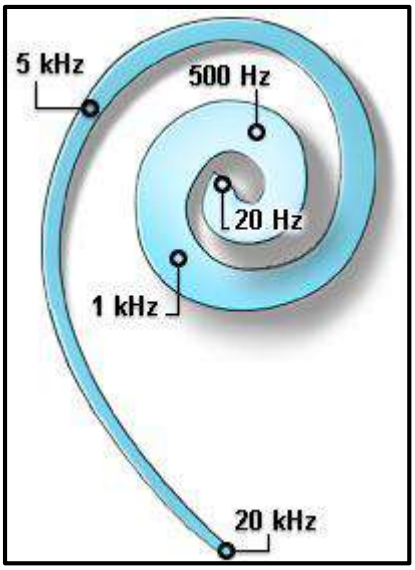


Figure I.7. Distribution des fréquences le long de la membrane basilaire d'une cochlée humaine. [2]

Les cellules ciliées, aussi appelées cellules cochléaires, sont non-renouvelables. Leur disparition, entraînant perte auditive et surdité, peut être causée par l'effet du vieillissement. On parle de dégradation naturelle de l'audition et de son confort, plus connue sous le nom de Presbyacousie. Celles-ci peuvent également disparaître suite à un traumatisme sonore (une

exposition excessive au bruit), ou bien à cause de médicaments ototoxiques (lésant la structure de l'oreille interne) ou pour d'autres raisons médicales. Les neurones cérébraux et les fibres nerveuses jouent un rôle central dans la transmission mécanique, la communication, la mesure et l'interprétation des ondes sonores. Ils communiquent les informations relatives à la fréquence du son dans la cavité auriculaire. [1]

Le fonctionnement de l'oreille humaine est complexe et fascinant. Il pose aujourd'hui encore de nombreuses questions sans réponses, notamment sur la partie cérébrale.

I.3. Principe de fonctionnent de l'audition [4]

Le son, capté par le pavillon, se propage dans le conduit auditif jusqu'au tympan. Dans l'oreille moyenne, le tympan vibre et actionne les trois osselets (marteau, enclume puis étrier). L'étrier frappe l'oreille interne et fait vibrer le liquide qui se trouve à l'intérieur. Des "cils", semblables à des petits élastiques, sont étirés par la vibration. Les cils sont reliés à une succession de nerfs qui transmettent le signal jusqu'au cerveau.

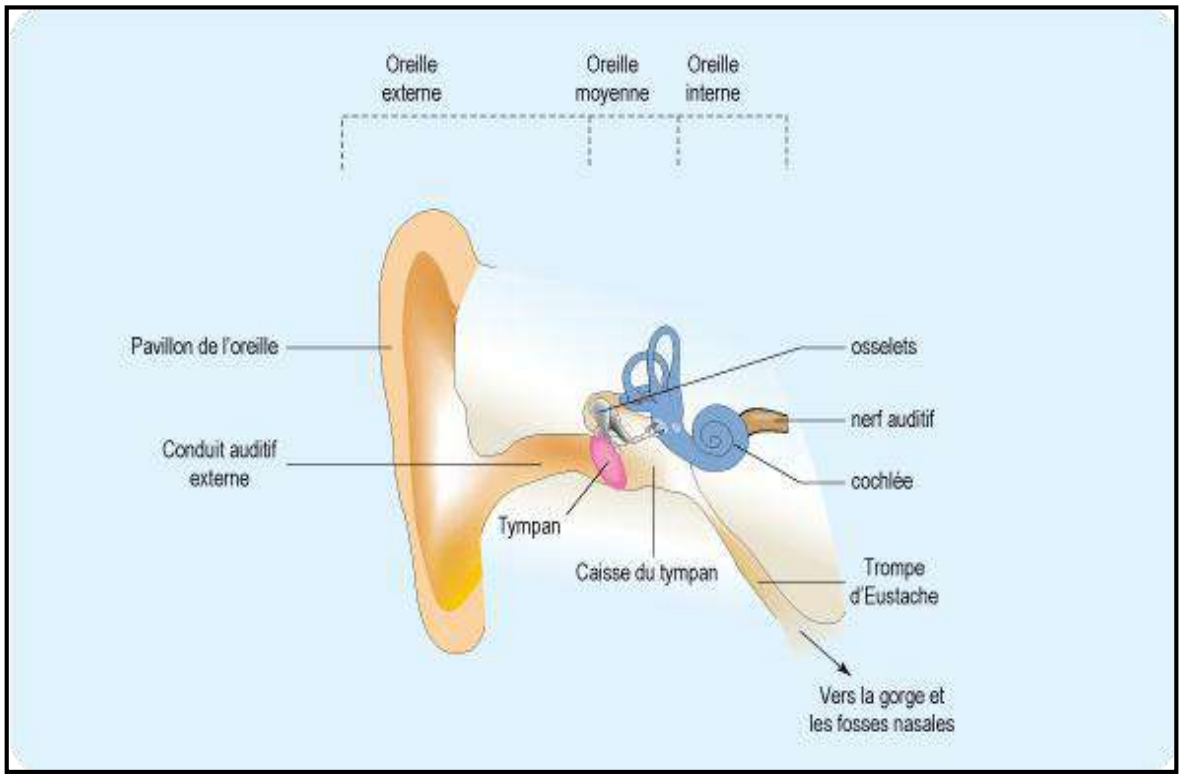


Figure I.8. Anatomie de l'oreille. [5]

I.4. La surdité et les causes de la perte auditive

La surdité ou perte de l'acuité auditive est la diminution de la capacité à percevoir les sons. On différencie deux types de surdité (la surdité de transmission et la surdité de perception). La presbyacousie est la baisse de l'audition due au vieillissement. [5]

I.4.1. La perte d'acuité auditive ou surdité [5]

La perte d'acuité auditive, appelée surdité ou hypoacousie, est la diminution de la capacité à percevoir les sons (diminution de l'ouïe). On parle aussi de baisse de l'audition. En l'absence de prise en charge, elle peut être gênante dans la vie de tous les jours.

Chez l'enfant, une **surdité** qui n'est pas détectée très tôt à un impact sur le développement du langage.

Chez l'adulte et la personne âgée, la **baisse de l'audition** conduit peu à peu à l'isolement et à la perte des stimulations essentielles pour préserver les facultés intellectuelles.

La **perte d'acuité auditive** peut être temporaire ou irréversible. Elle survient brutalement ou progressivement et atteint une oreille ou les deux. Elle est isolée ou s'accompagne d'autres signes : écoulement de l'oreille, vertiges, acouphènes, fièvre…

I.4.2. Une baisse de l'audition plus ou moins grave [5]

Le niveau global de surdité est calculé sur l'oreille qui entend le mieux. La surdité est calculée en décibels de perte auditive. Ainsi on définit :

- **La surdité légère** : de 20 à 39 décibels de perte auditive. La personne fait répéter son interlocuteur dès la perte de 30 décibels, sur les sons aigus.
- **La surdité moyenne** : de 40 à 69 décibels de perte auditive. Le niveau de 40 décibels est le premier niveau majeur de handicap. En effet, la personne ne comprend que si son interlocuteur élève la voix.
- **La surdité sévère** : de 70 à 89 décibels de perte auditive.
- **La surdité profonde** : de plus de 90 décibels de perte auditive. La personne n'entend plus du tout la parole.
- **La surdité totale** ou **cophose/anacousie** : la perte moyenne considérée est de 120 dB minimum. Le patient ne perçoit aucun son, le handicap de la surdité atteint son paroxysme.

I.4.3. Les types de surdité

I.4.3.1. La surdité de transmission [5]

Cette atteinte auditive touche l'oreille externe ou moyenne ; son nom vient du fait qu'elle empêche la transmission optimale du son à l'oreille interne. Il s'agit généralement d'une perte d'ouïe légère ou moyenne de l'ordre de 25 à 65 dB. Cette surdité est réversible en utilisant le traitement adapté à l'origine du problème.

I.4.3.2. La surdité de perception

Ce type d'atteinte concerne cette fois l'oreille interne. Elle est aussi appelée *surdité neurosensorielle,* car elle se traduit par une perte de cellules sensorielles, nommées cellules ciliées, ou par leur détérioration au sein de la cochlée. Cette surdité, généralement irréversible, est déclinée en légère, moyenne, sévère et profonde. Des aides auditives sont utiles pour les deux premiers stades (légère et moyenne) alors que pour les deux derniers stades (sévère et profonde), il sera nécessaire d'utiliser des implants cochléaires. [5]

I.4.3.3. La surdité mixte

Cette atteinte résulte de l'association d'une surdité de transmission et d'une surdité de perception. [5]

I.4.3.4. La surdité rétro cochléaire

Elle se traduit directement par une absence ou une lésion du nerf auditif (Neurofibromatose de type 2). C'est donc la surdité la plus profonde, caractérisée par sa permanence.

L'information sonore ne peut pas atteindre le cortex auditif, les appareillages auditifs et les implants cochléaires sont donc inutiles. La seule solution pour pallier ce type de surdité est la pose d'un implant (électrodes) au niveau du tronc cérébral (*Auditory Brainstem Implant* où ABI). [5]

I.4.4. Les causes de la surdité

Les principales causes de la surdité sont : [5][6]

- Une malformation congénitale de l'oreille.
- Un blocage mécanique : présence de liquide derrière le tympan (suite à des otites à répétition ou à une otite séreuse chronique), obstruction du conduit auditif externe par un bouchon de cérumen ou un corps étranger… .

- Des séquelles d'un traumatisme de l'oreille moyenne.
- Une dégénérescence des osselets de l'oreille moyenne (otospongiose).
- Une surdité génétique diagnostiquée au cours du dépistage néonatal.
- La maladie de Ménière, due à une augmentation de la pression dans le labyrinthe, d'origine inconnue. Elle est à l'origine de crises de vertiges intenses et rotatoires, qui durent d'une vingtaine de minutes à quelques heures. Ces crises s'accompagnent de nausées et de vomissements importants, d'acouphènes et d'une perte d'acuité auditive. La maladie évolue vers des lésions chroniques du labyrinthe responsable de vertiges chroniques, de troubles de l'équilibre permanents et d'une surdité progressive.
- Certains médicaments toxiques pour l'oreille interne (certains antibiotiques par exemple).
- Une exposition aux bruits intenses.
- Un traumatisme de l'oreille interne (traumatisme direct ou traumatisme barométrique lors d'une plongée par exemple).
- Une cause vasculaire ou virale avec surdité unilatérale de survenue brutale.
- Une infection de l'oreille interne par propagation d'une otite ou survenant lors des oreillons ou d'une méningite par exemple.
- Parfois à une atteinte du nerf auditif : par exemple présence d'un neurinome de l'acoustique (tumeur bénigne) sur le nerf auditif. La surdité unilatérale est associée à une paralysie faciale.
- Rarement à une atteinte des voies auditives du cerveau.

I.5. Le traitement de la surdité

En fonction de l'origine de la surdité, le médecin propose un traitement qui peut, dans certains cas, corriger, ralentir, voire stopper, la progression de la baisse auditive.

Le traitement de la surdité peut être médical (ablation d'un bouchon de cérumen, prescription de médicaments vasodilatateurs...) ou chirurgical (pose de drains trans-tympaniques, chirurgie du tympan et des osselets de la caisse du tympan...).

Si la perte auditive est permanente et suffisamment importante pour entraîner une gêne dans la vie quotidienne, un support auditif peut être envisagé : appareillage par prothèses auditives ou pose d'un implant cochléaire (appareil électronique inséré dans l'oreille interne relié à un microphone posé derrière le pavillon de l'oreille). [5]

I.6. L'implant cochléaire

I.6.1. Historique et description

Le fonctionnement cochléaire et la physiopathologie des surdités profondes sont mal connus jusqu'en 1930, année durant laquelle il a été démontré que le rôle essentiel de la cochlée était de transformer une énergie acoustique en énergie électrique. L'idée de stimuler directement les terminaisons nerveuses auditives restantes par un message électrique est apparue dans les années 1950. Le premier essai d'implant cochléaire fut posé en 1957 à Paris par Charles Eyriès, otologiste et anatomiste parisien, après avoir été conçu et fabriqué par André Djourno, professeur de physique médicale à Paris. Il s'agissait de la stimulation électrique du nerf auditif par une électrode introduite dans la cochlée d'un adulte devenu sourd cophotique. D'autres tentatives ont ensuite eu lieu aux Etats-Unis.

En France, c'est en 1973 à Paris qu'à lieu la première implantation cochléaire à l'aide de plusieurs électrodes par les professeurs Chouard et Meyer. L'utilisation des implantations chez l'adulte a été approuvée aux Etats Unis par la Food and Drug Administration en 1984 et en 1990 chez l'enfant. Le CISIC (Centre d'Information sur la Surdité et l'Implant Cochléaire) estime à plus de 100 000 le nombre d'implant posés dans le monde début 2007. Ces implants cochléaires se situent dans les pays riches en raison du coût de l'appareil, de la nécessité d'une intervention chirurgicale et de la lourdeur technique de la prise en charge post implant. [7]

I.6.2. Définition de l'implant cochléaire

L'implant cochléaire est un appareillage auditif composé de deux parties :

- Une partie interne posée chirurgicalement.
- Une partie externe : contour associé à une antenne.

Ces deux parties sont indépendantes mais indissociables. Le système ne sera fonctionnel qu'après les premiers réglages de la partie externe.

L'implantation cochléaire n'est pas une opération qui restaure l'audition.

Il est proposé aux personnes présentant une surdité évoluant depuis l'enfance ou devenues sourdes à l'âge adulte.

Cette technique est réservée aux adultes ayant peu ou pas de bénéfice (moins de 50% à 60dB, c'est-à-dire à voix normale) avec des appareils conventionnels.

I.6.3. Le fonctionnement technique de l'implant cochléaire

L'implant cochléaire est un faisceau d'une vingtaine d'électrodes réparties le long de la cochlée qui stimule directement le nerf auditif avec une séquence d'impulsions électriques. Cette séquence d'impulsions est directement déduite du son capté par le microphone externe par l'intermédiaire d'une stratégie de codage. Cette stratégie de codage est gérée par le processeur vocal de l'explant, et répartit l'information du son sur les électrodes en se basant sur le codage spatial. Toute l'efficacité de l'implant est directement liée à celle de la stratégie de codage ainsi qu'à la qualité de l'interface bioélectrique (électrode neurone). [8]

L'implant cochléaire est un appareillage auditif composé de deux parties :

I.6.3.1. La partie interne [8]

L'implant à proprement parler est un petit boîtier mis en place chirurgicalement derrière l'oreille et sous la peau. Il reçoit les informations du processeur externe et les distribue sur un ensemble d'électrodes insérées dans la cochlée. Comme sur le clavier d'un piano, chaque électrode correspond à une bande de fréquences du signal sonore (des fréquences graves aux fréquences aiguës).

L'implant est constitué d'un boîtier étanche et biocompatible en céramique et/ou en titane qui contient l'électronique de stimulation, une antenne de réception des informations externes ainsi qu'un aimant de maintien de l'antenne externe.

Les électrodes de stimulation sont montées sur un porte électrodes. L'ensemble est articulé, ce qui facilite le geste chirurgical.

Toutes les précautions ont été prises pour garantir la sécurité à long terme de la stimulation :

- Grande surface de stimulation afin de diminuer la densité de courant.
- Couplage capacitif pour supprimer les courants résiduels.
- Electrodes massives et soudure protégée par le silicone pour une fiabilité optimale.

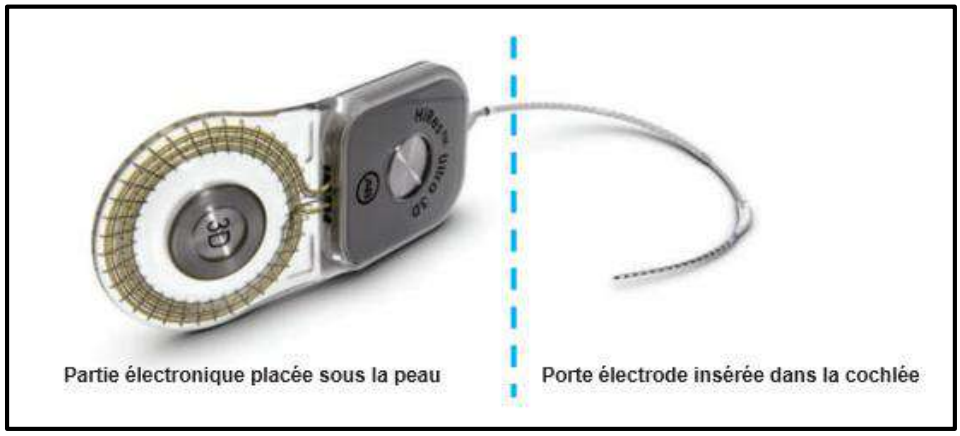


Figure I.9. Exemple d'implant cochléaire de la marque Advanced Bionics.

I.6.3.2. La partie externe

L'explant ou encore le processeur est un contour d'oreille ou un petit boîtier déporté qui traite le son ambiant capté par un microphone placé sur le pavillon de l'oreille. Le traitement du signal sonore réalisé par le microprocesseur est entièrement numérique. La stimulation est alors transmise à l'implant par radiofréquence qui franchit la barrière cutanée par induction électromagnétique via une antenne dissimulée dans les cheveux. Le processeur externe est alimenté par un bloc accumulateur rechargeable ou des piles zinc-air suivant le modèle. L'antenne externe émettrice est maintenue en regard du récepteur implanté grâce à un aimant à force réglable. [9]

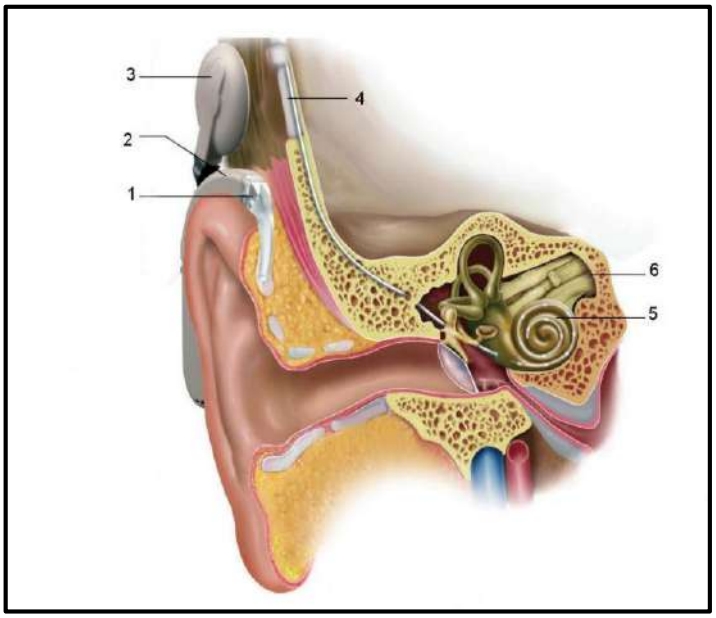


Figure I.10. Vue d'ensemble de l'implant cochléaire.

Un implant cochléaire se compose d'une partie implantée et d'un appareil externe porté autour de l'oreille ou à la ceinture. Le microphone (1), le processeur (2) et l'antenne (3) se

trouvent dans l'appareil externe. Le stimulateur (4) et le faisceau d'électrodes (5) font partie de l'implant qui stimule le nerf auditif (6).

Le signal est ensuite reçu et démodulé par la partie interne. Les différentes fréquences sont détectées et l'énergie correspondante est distribuée sur les électrodes réparties le long de la cochlée, pour simuler le phénomène physiologique observé sur une cochlée normale.

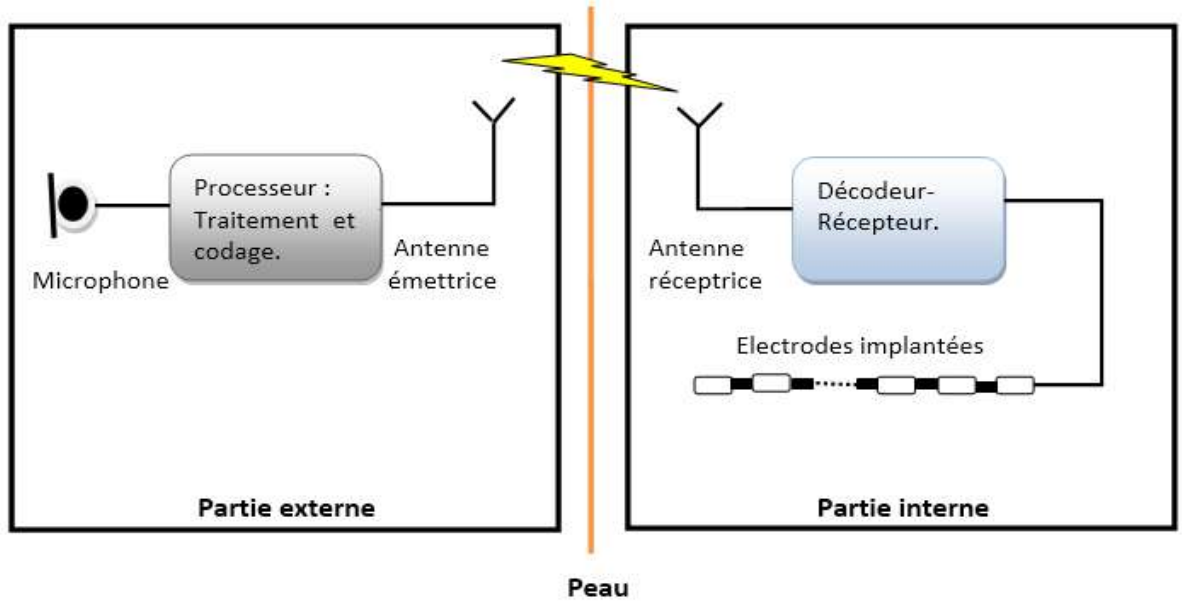


Figure I.11. Représentation synoptique du fonctionnement de l'implant cochléaire.

On résume le fonctionnement de l'implant sur 6 étapes : [10]

1) Les sons du langage et les bruits sont captés par le microphone et transmis au processeur vocal.
2) Le processeur convertit les sons dans un code d'excitation distribué sur plusieurs électrodes.
3) Cette information est envoyée à l'antenne (fixée par aimantation en regard de l'implant) qui la transmet à travers la peau au moyen d'ondes radio.
4) Le stimulateur implanté capte les ondes radio, les décode, crée les impulsions électriques et les envoie aux différentes électrodes implantées dans la cochlée.
5) Les électrodes implantées dans l'oreille interne stimulent les fibres du nerf auditif, lequel transmet à son tour ces signaux au cerveau.
6) Le cerveau analyse alors ces signaux dans ses aires auditives et les interprète comme des sons.

I.6.4. Le traitement de signal de l'implant cochléaire

Le son est capté par le microphone externe, il est pré amplifié avec contrôle automatique de gain, puis il est traité dans le Digital Signal Processor (DSP) de la partie externe (généralement un contour d'oreille) où il est transformé en séquence d'impulsions pour les électrodes correspondantes. Il est ensuite décomposé selon l'énergie contenue dans les bandes spectrales réparties sur la gamme utile de l'audition. Puis cette énergie est compressée pour que la dynamique acoustique soit adaptée à la dynamique électrique des terminaisons du nerf auditif arrivant sur la cochlée. Pour chacun des canaux, une impulsion est construite. Sa surface est proportionnelle à l'énergie électrique issue de la compression logarithmique. Un séquenceur permet de construire un jeu d'impulsions séquentielles représentant l'énergie détectée dans les n canaux. Cette information, tout comme l'énergie nécessaire à la stimulation électrique est transmise par antenne à la partie interne via liaison Radiofréquence. Chaque électrode est dévolue à une bande de fréquences précise correspondant plus ou moins à la tonotopie cochléaire : les plus hautes bandes de fréquences stimulent les électrodes basales et les plus basses fréquence les électrodes apicales. Le courant délivré par chaque électrode est fixé à partir des seuils auditifs (seuil de perception – T, et de confort – C) propres au patient. Le signal d'entrée est échantillonné, puis une FFT permet de déterminer, à l'aide de raies, sa structure spectrale. Les raies sont ensuite rassemblées en bandes avant d'attaquer la compression logarithmique. Ce mode de fonctionnement est actuellement le plus répandu. [11][7]

La stimulation électrique doit opérer le plus localement possible afin de conserver une précision fréquentielle la plus satisfaisante possible, et d'éviter de stimuler des fibres nerveuses qui ne correspondent pas à la bande de fréquence choisie (Van Den Honert & Stypulkoski, 1986). Il existe plusieurs façons sensiblement équivalentes de délivrer cette stimulation électrique pour les électrodes. Afin d'éviter toute électrolyse, et que la stimulation ne soit pas invasive, elle doit rester non galvanique (Shepherd & Clark, 1983) : la somme des charges apportées par les électrodes dans la cochlée doit s'annuler (stimulation biphasique). [12]

Dès lors, on peut fixer la masse électrique en dehors du faisceau d'électrodes (stimulation monopolaire), on peut choisir l'électrode voisine comme masse (stimulation bipolaire), ou encore fixer une électrode précise du faisceau et toutes les autres à la masse (stimulation à masse commune). [7]

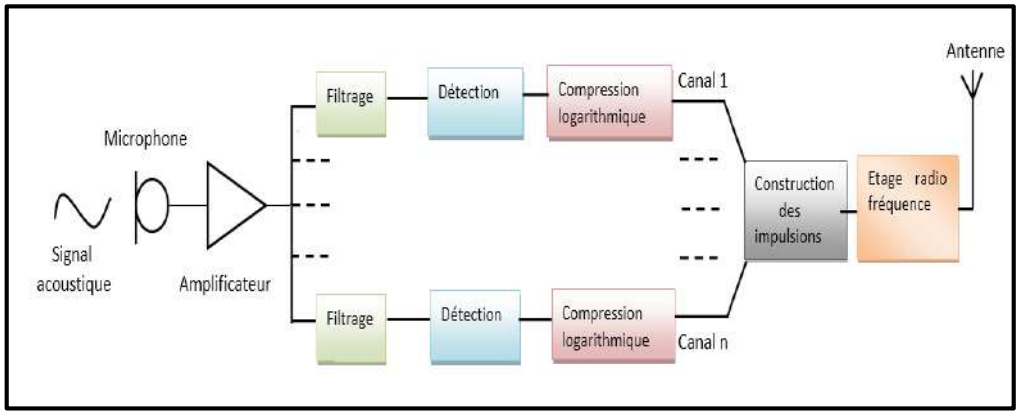


Figure I.12. Représentation synoptique de la partie externe.

I.6.5. Les processeurs vocaux

Comment transformer le son capté par le micro en séquence de pulsations électriques sur les électrodes correspondantes ?

C'est le rôle (fondamental) de la stratégie de codage réalisée dans les processeurs vocaux situés dans la partie externe de l'implant. L'efficacité de l'implant cochléaire a évolué avec les progrès faits dans les stratégies de codage. Les premiers implants cochléaires dans les années 70 ne comportaient qu'une électrode qui était stimulée avec des trains de pulses à basse fréquence fixée sur F0 (Fourcin et al., 1979). En parallèle, des stratégies de codage analogiques pour l'implant multi électrode Inneraid visaient à délivrer un courant ininterrompu et directement fonction des sorties des bancs de filtres correspondant aux électrodes : stratégies CA (continuous analog. Eddigton, 1980) et SAS (Simultaneous Analog Stimulation. Kessler, 1980). [13]

I.6.5.1. Les stratégies du codage

Aujourd'hui les stratégies de codages sont basées sur la détection de maxima spectraux et exploitent au maximum la cadence de stimulation qui doit être rapide, mais pas trop pour éviter la fatigabilité des fibres nerveuses et pour s'adapter à leur période réfractaire.

a) Les stratégies de codage par extraction d'indices vocaux (MPEAK)

Dans les années 80, l'Université de Melbourne a développé l'implant cochléaire multi électrode, et la stratégie de codage qui fut retenue MPEAK consistait à détecter les caractéristiques propres à la parole dans le son capté par le microphone. Les électrodes étaient stimulées à une cadence correspondant au voisement, ou à 250 pulses par seconde (pps) si aucun voisement n'était détecté. Les 2 électrodes correspondant aux 2 formants étaient stimulés, tout

comme les électrodes basales à partir de l'estimation de 3 filtres passe-bande centrés au-delà de F2 (afin de retransmettre certaines consonnes de haute fréquence). [7]

b) Les stratégies de codage par estimation spectrale (SPEAK, CIS, ACE)

Paradoxalement, la meilleure façon de retransmettre une intelligibilité maximale de la parole n'est pas de se focaliser sur les paramètres habituels de la parole (F0, formants), mais de faire une estimation spectrale globale et de sélectionner les maximas, sans forcément qu'ils correspondent aux formants. Ceci est d'autant plus le cas s'il s'agit de sons environnementaux ou de musique. [7]

❖ **La stratégie SPEAK**

La stratégie de type SPEAK a été conçue à cet effet : le son subit une transformée de Fourier, puis le spectre est décomposé en autant de bandes de fréquences qu'il y a d'électrodes disponibles. Les bandes de fréquences les plus énergétiques entraînent la stimulation des électrodes correspondantes (sans forcément qu'il s'agisse des formants, même pour un son de parole). Le nombre de bandes de fréquence retenues peut être réglé en fonction de la sensibilité du patient (autour de 10 maximas sont en général requis). La stimulation électrique est biphasique, la cadence de stimulation est fixée à 250 pps, et la charge délivrée (amplitude * largeur d'une impulsion) par la stimulation correspond à l'amplitude de l'enveloppe estimée dans les bandes de fréquences les plus énergétiques. [7]

Lorsque deux électrodes adjacentes déchargent simultanément, les courants induits dans le nerf auditif peuvent interférer et la qualité de la stimulation en pâtit.

❖ **La stratégie CIS (Continuous Interleaved Sampling)**

La stratégie CIS vise à limiter cet inconvénient en stimulant les électrodes les unes après les autres. Toutes les électrodes sont stimulées les unes après les autres. La cadence de stimulation est beaucoup plus élevée que dans les stratégies précédentes : 4000 pps. [7]

❖ **La stratégie ACE (Advanced Combination Encoder)**

La stratégie ACE fut développé pour l'implant cochléaire Nucleus, et elle combine les caractéristiques de SPEAK et CIS, en stimulant avec une cadence encore plus élevée. Le son est décomposé en une vingtaine de bandes de fréquences (adapté à l'implant Nucleus qui a 22 électrodes) qui se chevauchent partiellement et dont une dizaine de bandes de fréquence d'énergies maximales sont sélectionnés, comme pour la stratégie SPEAK, mais les électrodes sont stimulées les unes après les autres, comme pour la stratégie CIS, avec une cadence pouvant

aller jusqu'à 20 000 pps. Les électrodes stimulent ainsi les fibres nerveuses afférentes du nerf auditif le plus rapidement possible sans dépasser la limite fixée par la période réfractaire du nerf auditif (4000 Hz). [7]

I.7. Les différents modèles disponibles sur le marché

I.7.1. Les différentes marques

Quatre fabricants d'implants cochléaires composent le marché : Advanced Bionics, Cochlear, Neurelec et Med-El. Leurs performances sont assez comparables et ils disposent tous d'une garantie de 10 ans pour la partie implantée et de 3 à 5 ans pour le processeur vocal. Le dénominateur commun notable à tous ces fournisseurs est qu'ils proposent tous une évolutivité de leurs systèmes en permettant leur compatibilité avec les logiciels et parties externes futurs. Des différences subsistent toutefois naturellement entre leurs produits : sur le plan technologique (nombre d'électrodes, site d'implantation de celles-ci, type de traitement du signal...), ergonomique, esthétique…[14]

I.7.2. Les différents porte-électrodes

Il existe de nombreux types de porte-électrodes, selon les paramètres suivants : nombre d'électrodes, type de faisceau et longueur de stimulation. Les implants cochléaires disponibles aujourd'hui ont tous le trait commun d'être multicanaux, en possédant de 16 à 24 électrodes. La reconnaissance optimale des consonnes dans le silence est atteinte avec 4 électrodes. Pour les voyelles et les mots monosyllabiques, il faut 6 à 8 électrodes. De fait, augmenter le nombre d'électrodes à plus de 8 ne semble pas apporter une meilleure perception des sons, mais permet une intelligibilité améliorée dans un milieu bruyant. Cette dernière est maximale avec 14 à 16 électrodes. Ainsi, aujourd'hui, tous les implants possèdent au minimum 16 électrodes.

Plus le nombre d'électrodes est élevé, meilleure se trouve la perception. Toutefois, c'est le nombre de canaux d'information indépendants disponibles qui est le critère déterminant, plus que le nombre d'électrodes actives. Ce nombre de canaux peut être trouvé par approximation en déterminant le nombre d'électrodes que le patient est en capacité de discriminer. La perception de la parole est plus élevée chez les patients capables de mieux discriminer des stimulations présentées sur des électrodes distinctes que chez les patients pour lesquels le nombre d'électrodes indifférenciées est grand. [14]

I.8. Conclusion

L'implant cochléaire est un appareil miniature qui permet aux personnes souffrantes de surdité profonde de percevoir les sons. L'appareil comprend tout un système de transmission RF pour la communication entre la partie externe de l'implant qui produit les signaux de stimulation et la partie interne contenant les électrodes implantées dans la cochlée. Les électrodes produisent une activité électrique utilisée pour stimuler directement le nerf auditif.

Chapitre II : La technologie ULB et la technique MB-OFDM

II.1. Introduction

La technologie ULB (Ultra Large Bande) dite UWB (Ultra Wide Band en anglais) est un terme générique utilisé pour désigner une technique de transmission radio qui a été étudiée sous différentes appellations depuis le milieu du 20ème siècle. On peut citer les termes impulse radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), base band radio (radio en bande de base), time domaine radio (radio dans le domaine temporel), non sinusoïde radio (radio non-sinusoïdale) et large relative bandwidth radio (radio à grande largeur de bande relative) [15]. Ce n'est qu'en 1989 que le terme Ultra Large Band (ULB) a été introduit par le département américain de la défense. Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu la définition de la technologie ULB et son évolution historique, ses caractéristiques principales sont développées (applications envisagées, les réglementations et ses avantages). Nous abordons ensuite les techniques de transmission utilisées par l'ULB pour les applications haut et bas débit.

L'une des technologies émergentes pour la communication à très haut débit et à courte distance est la technique MB-OFDM. Nous terminerons le présent chapitre par les détails sur les caractéristiques du système MB-OFDM comme une couche physique à haut débit basée sur le standard ECMA-368.

II.2. Définition d'un Signal ULB

La première définition d'un signal de type ULB est introduit en février 2002 par la FCC (Federal Communication Commission), l'organisme américain de régulation du spectre radio, et présentée dans le premier rapport de l'usage commercial de la technologie ULB qui intitulé « First Report and Order » [16]. Cette définition est basée sur la largeur de la bande fractionnelle définie par Taylor en 1995 [17] par :

$$h = \frac{f_H - f_L}{f_C} = 2\frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \qquad (II.1)$$

Où f_C représente la fréquence centrale définie par $f_C = (f_H + f_L)/2$, f_H et f_L représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à −10 dB du spectre du signal ULB.

De manière plus précise, selon la définition approuvée par la FCC, un signal est dit ultra large bande s'il satisfait l'une des conditions suivantes [17] :

- Une largeur de bande relative à -10dB supérieure à 20% de la fréquence centrale.
- Une largeur de bande absolue ($B_f = f_H - f_L$) à -10 dB supérieure ou égal à 500MHz.

Par contre, les systèmes dont les bandes sont étroites, leur spectre ne dépasse pas 1% de la fréquence centrale, et entre les deux, nous trouvons les systèmes dont le spectre est large bande qui est entre 1% jusqu'à 20% de la fréquence centrale.

Depuis février 2002, la FCC a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence entre 3.1 et 10.6 GHz pour la transmission ultra large bande non licenciée mais avec une faible puissance d'émission limitée à −41.3 dBm/MHz [17]. Cette faible puissance permet la coexistence de système ULB avec d'autres systèmes sans fil à cette bande étroite et améliore aussi la sécurité des signaux ULB transmis.

La figure II.1 présente une comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants.

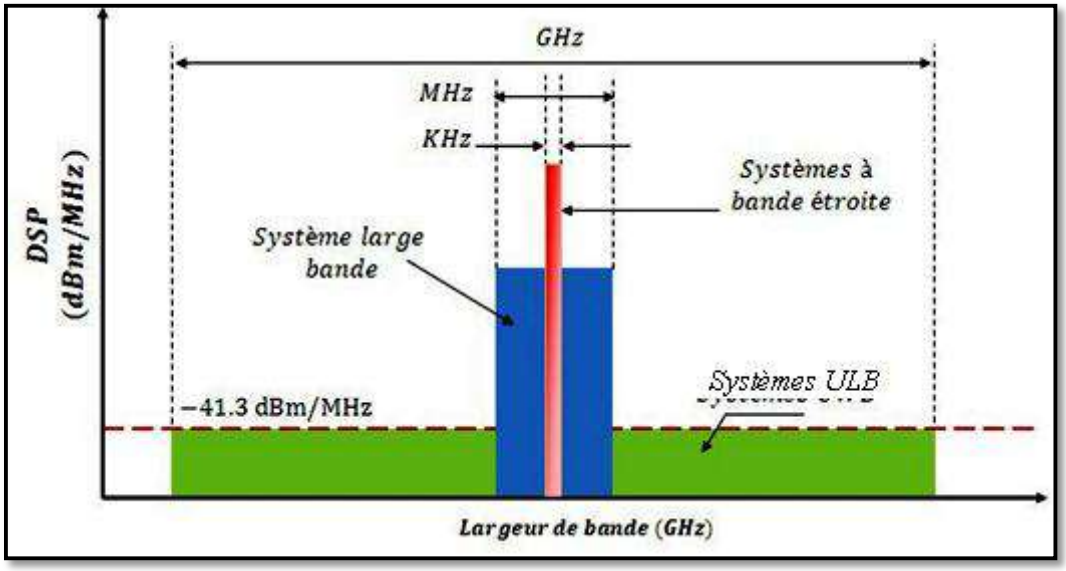


Figure II.1. Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants. [41]

II.3. Historique de l'ULB

L'Ultra Large Bande n'est pas vraiment une nouvelle technologie ; en fait, elle a été utilisée la première fois par Guglielmo Marconi en 1901 pour transmettre le code morse à travers l'atlantique [18]. À cette époque, les premières recherches dans le domaine de l'ULB se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux qui autorisent un fort pouvoir de résolution temporelle.

A partir de la fin des années 60, Henning F. Harmuth de la Catholic University of America rédige plusieurs ouvrages et papiers [19, 20] rendant publiques des informations sur la conception d'émetteurs et de récepteurs de signaux non-sinusoïdaux. Parallèlement et

indépendamment, en 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde [21]. Tout le monde s'accorde pour désigner ce brevet comme étant le premier pour les communications ULB. En 1974, Morey a conçu un système radar ULB pour la pénétration du sol, qui plus tard devenu un succès commercial de l'entreprise Geophysical Survey Systems, Inc (GSSI). D'autres conceptions de radar ULB sont suivies. En 1978, Bennett et Ross présentent les méthodes connues de génération d'impulsions. Durant ces années, l'utilisation de cette technologie a été limitée aux militaires et aux applications de département de la défense (DoD) des États-Unis, dans le cadre des programmes confidentiels tels que les communications hautement sécurisées.

Jusqu'à la fin des années 80, de nombreuses publications se succèdent dans lesquelles la technologie UWB est alternativement caractérisée par des termes tels qu'impulsionnelle (impulse), sans porteuse (carrier-free), radio dans le domaine temporel (time domain radio), non sinusoïdale (non sinusoïdal) [15]. C'est en 1989 que le terme UWB est pour la première fois utilisé par la défense américaine (DoD).

Durant ces années, la majorité des travaux sur l'UWB sont menés aux Etats-Unis sous couvert de confidentialité. En effet, la défense américaine utilise la technologie UWB principalement dans les radars de grande précision et d'autre part, pour ses communications car elle présente une faible probabilité de détection et d'interception.

A partir de 1994 les projets américains ne sont plus confidentiels. Ce fait marquera, d'abord aux Etats-Unis puis dans le monde entier, le décollage des travaux de recherche sur la technologie ULB.

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

Plus tard, en février 2002, la commission fédérale des communications FCC aux États-Unis a publié le premier rapport de réglementation « R & O » pour l'usage commercial de la technologie ULB. Après de cette date, l'émission des signaux ULB pour les communications est autorisée dans la bande fréquentielle [3.1 GHz – 10.6 GHz] sous des strictes limites de puissance d'émission [22]. En revanche, la FCC ne statue pas sur le type de modulation à utiliser. C'est pourquoi dès 2003 nous voyons émerger la proposition d'un standard nommé

IEEE 802.15.3a. Cette proposition met en rivalité deux types de modulation : la première est soutenue par Motorola et Xtreme Spectrum [23]. Elle utilise les techniques de type impulsionnel appelées accès multiples par répartition en code (AMRC), qui sont également connues sous le nom de Code Division Multiple Access (CDMA). La seconde utilise une modulation de type multi-bandes à porteuses orthogonales (MB-OFDM) ou Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Elle est portée par l'alliance MultiBand OFDM Allinace-Special Interest Group (MBOA-SIG) [24]. La proposition IEEE 802.15.3a sera finalement reprise et adoptée par l'ECMA (European Computer Manufacturers Association) en 2005 [25]. Les systèmes de type MB-OFDM seront finalement préconisés. Cependant, les derniers travaux de recherche menés sur l'ULB montrent que l'OFDM semble être la meilleure option pour le standard IEEE 802.15.3a où la transmission de données est à très haut débit.

II.4. les avantages et les inconvénients de la technologie ULB [26]

La technologie ULB présente quelques avantages et inconvénients qui sont cités comme suite :

II.4.1. Les avantages

- Une très grande capacité de canal de transmission. Puisque les données sont transmises sur une importante largeur de bande, ce la fournit un débit très élevé pour les applications des réseaux multi- usagers.
- Une faible probabilité de détection et d'interception. Cette faible distinction est due à la faible densité spectrale des signaux ULB, de même qu'à une puissance et un rapport signalant un bruit relativement faible.
- Une absence d'interférence. Les signaux des systèmes de communication ULB n'interfèrent pas avec les autres signaux partageant avec eux le même spectre.
- Une bonne capacité de pénétration. Les signaux ULB peuvent ainsi traverser différents types de surface.
- Une accessibilité pour des applications de localisation. La détection et la précision du signal ULB, grâce à leur résolution, rendent cette technologie accessible pour des applications de localisation.
- Une faible consommation d'énergie. Grâce à la faible puissance de transmission et à l'utilisation d'impulsions de très courte durée en émission et en réception, les systèmes ULB consomment peu d'énergie.

II.4.2. Les inconvénients

- Une faible couverture. La très large bande et la faible puissance du signal ULB limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
- Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser.

II.5. Réglementation de l'ULB

II.5.1. Réglementation aux États-Unis

En février 2002, la FCC a limité les niveaux d'émission des signaux ULB à une densité spectrale de puissance (DSP) maximal de -41.3 dB/MHz pour une bande de fréquences allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz : les États-Unis ont ainsi été les premiers à réglementer l'utilisation de l'ULB. La figure II.2 représente les limites d'émission imposée par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur. [27]

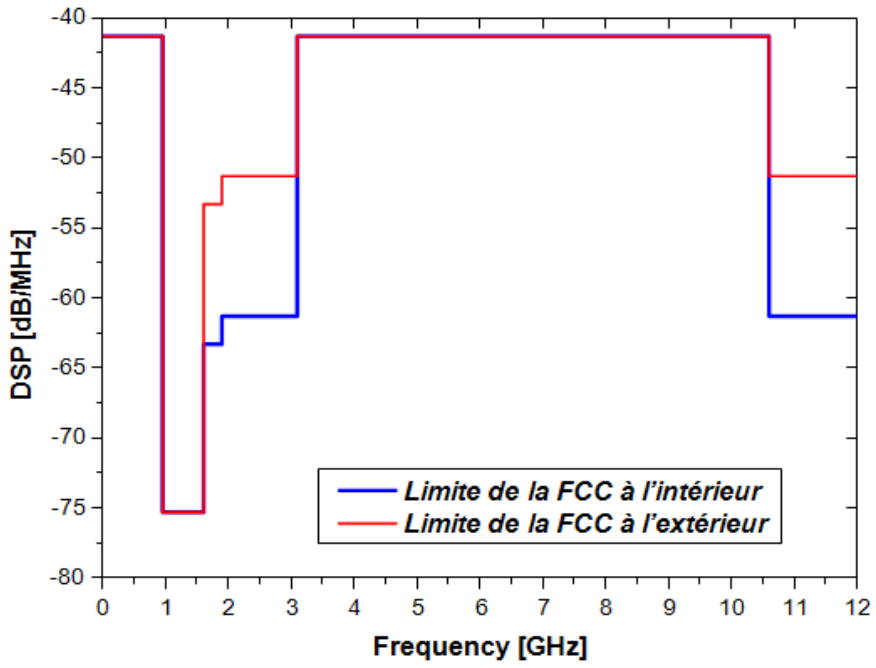


Figure II.2. Les limites de la FCC pour les systèmes de communication à l'intérieur et à l'extérieur. [27]

II.5.2. Réglementation hors des États-Unis

L'intérêt présenté par l'ULB a poussé l'Europe et le Japon à établir les spécifications de leurs propres spectres d'émission. Le projet de position règlementaire européenne s'appuie sur un gabarit de puissance très rigoureux. Dans cette proposition, les systèmes ULB se voient isolés à la partie haute de la bande FCC au-dessus de 6 GHz avec une DSP maximale fixée à -41,3 dBm/MHz. Pour des raisons de protection de futurs services mobiles, le spectre situé entre 3 et 5 GHz n'est accessible qu'avec un niveau de puissance de -70 dBm/MHz. La figure II.3 montre l'état actuel en Europe et suivant plusieurs normes pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur. [27]

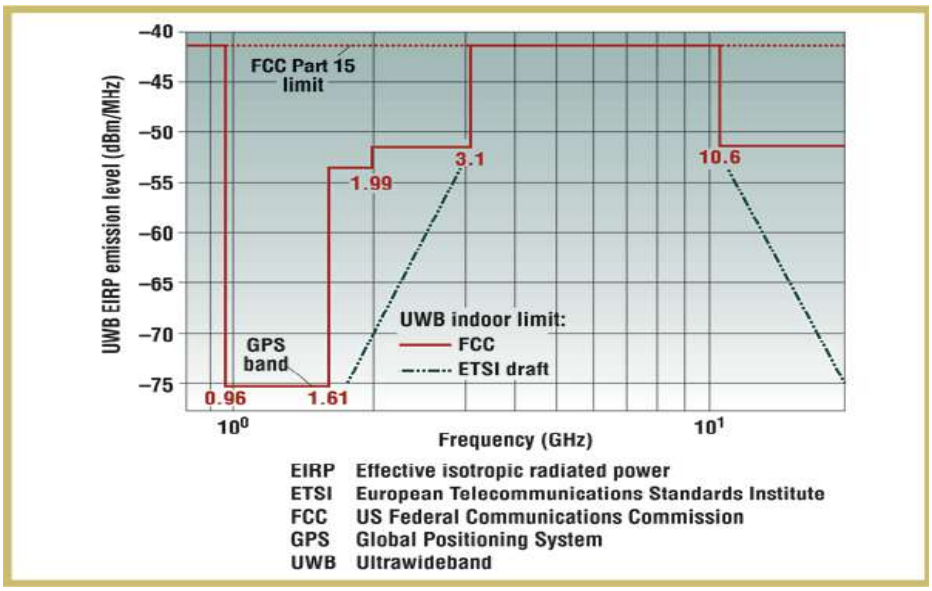


Figure II.3. Masque FCC pour ULB adapté en Europe. [27]

II.6. Applications de la technologie ULB

La technologie UWB a de nombreuses applications. Ces applications peuvent être regroupées en trois grandes catégories. [28]

II.6.1. Systèmes d'imagerie radar

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol, d'imagerie à l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Cette catégorie exploite les excellentes propriétés de pénétration des signaux UWB. La bande de ces systèmes doit être inférieure à 960MHz ou comprise entre 1.99 et 10.6 GHz.

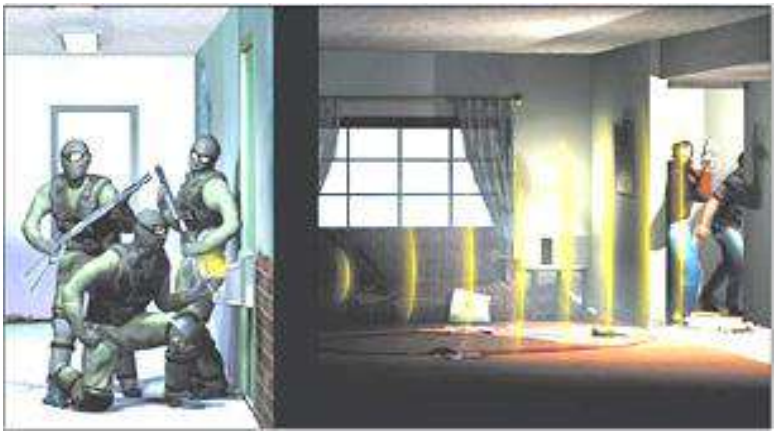


Figure II.4. Exemple d'un système ULB d'imagerie à travers les murs. [27]

II.6.2. Les systèmes radars de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Certains dispositifs radar de véhicule sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile.

II.6.3. Systèmes de communication

Nous avons dans cette catégorie les systèmes de communication à courte portée, notamment les réseaux personnels sans fil et les réseaux de capteurs. Ce groupe présente le plus fort potentiel en matière de prolifération. Ceci est dû à la faible susceptibilité des signaux UWB aux trajets multiples. Cette propriété favorise en effet l'utilisation massive des dispositifs UWB dans des endroits fermés tels les immeubles à bureaux, les centres commerciaux, les aéroports… etc.

II.7. Les standards de L'ULB

Depuis la réglementation du spectre radio de la technologie ULB en février 2002 par le FCC, un processus de standardisation s'est mis en place aux États-Unis. Deux groupes de travail ont été constitués par l'IEEE pour proposer des normes ou standards pour les communications radio ULB. Le premier pour les communications radio bas débit des réseaux WPAN sous l'appellation IEEE 803.15.4a en 2004 [29] et le second pour les communications radio haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a en 2003 [30]. Nous allons présenter dans cette section quelques spécificités de ces deux standards.

II.7.1. Le standard IEEE 802.15.3a

Le standard 802.15.3a vise les applications hauts débits et courtes portées autour de la bande de fréquence sans licence de 2.4 GHz, tel que les réseaux sans fil personnel (WPANs). Ces applications demandent en général des débits de transmission importants et imposent des contraintes de qualité de services. Le groupe de travail du standard IEEE 802.15.3a a été mise en place pour produire les spécifications d'une couche physique (PHY) et d'une couche Medium Access Control (MAC) pour répondre aux exigences des débits et respecter les contraintes de coexistence avec les autres systèmes radio. Il a été dissout en 2006, suite à la situation de blocage due à l'opposition de deux consortiums (WiMedia Alliance et UWB Forum) défendant des techniques incompatibles [31]. Ces techniques étaient l'une repose sur l'étalement du spectre à séquence directe (DS-ULB) proposée par le consortium UWB Forum et l'autre sur la modulation multi-bandes OFDM (Multiband OFDM Alliance : MBOA) proposée par l'Alliance WiMedia.

Suite à l'arrêt des activités du groupe de travail 802.15.3a, l'Alliance WiMedia a approuvé deux standards pour les systèmes à modulation multi-bande OFDM via une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information de la communication et de l'électronique (Ecma International) en décembre 2005. Il s'agit du standard ECMA-368 pour les couches MAC et physique PHY ULB haut débit et du standard ECMA-369 pour l'interface MAC-PHY de ECMA-368 [32, 33].

II.7.2. Le standard IEEE 802.15.4a

Parallèlement aux travaux du groupe 802.15.3a, un groupe de travail IEEE 802.15.4a a proposé un standard en août 2004, pour les communications bas débit langue portée (250 Kb/s à 100 m) dédiés aux réseaux personnels sans fil (WPAN). Cette proposition a pour objective de définir une couche physique adaptée aux communications sans fil ULB bas débit et permet aussi d'introduire la fonction de géolocalisation de haute précision (résolution ordre de quelques dizaines de centimètres) avec une très faible consommation d'énergie [34]. En pratique, l'adoption du standard IEEE 802.15.4a en 2007 [29] fait intervenir deux couches physiques. La première est la couche PHY, basée sur la radio impulsionnelle ultra large bande (IR-ULB) pour les systèmes de communications et/ou de localisation, et la deuxième basée sur l'étalement de spectre Chirp Spread Spectrum (CSS) pour les communications uniquement.

II.8. Le canal de propagation

La réalisation de simulations système nécessite l'utilisation d'un modèle pour la prise en compte de l'effet du canal sur la liaison. Pour l'étude des systèmes ULB, deux modèles ont été développés respectivement par le groupe de travail IEEE 802.15.3a pour le standard haut débit et courte portée indoor [35] et le groupe de travail IEEE 802.15.4a pour le standard bas débit [36]. Chacun de ces modèles portes le même nom que le groupe de travail qui l'a défini.

L'étude que nous menons portant principalement sur du haut débit, nous allons principalement nous intéresser au modèle IEEE 802.15.3a. Aussi, dans cette section, nous présenterons et ne détaillerons que ce modèle.

II.8.1. Notion de canal de transmission

Comme pour toute technique d'accès radio, la connaissance parfaite du canal de propagation est nécessaire pour le développement de systèmes de communication ULB. Par définition, le canal de propagation signifie le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Il est donc important de comprendre et d'appréhender ce canal de propagation pour établir un modèle bien adapté aux contraintes ULB qui sera ensuite utilisé lors de la conception des systèmes de communications ULB. A ce stade, il faut faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation ne tient compte que des modifications en phase et en amplitude subies par l'onde électromagnétique en interagissant avec l'environnement dans lequel elle se propage. Par contre, le canal de transmission englobe, en plus du canal de propagation, l'effet des antennes en émission et en réception sur le signal les traversant, en fonction de leurs caractéristiques de rayonnement en phase et en amplitude comme le gain, la directivité, l'adaptation, etc. (Figure II.5).

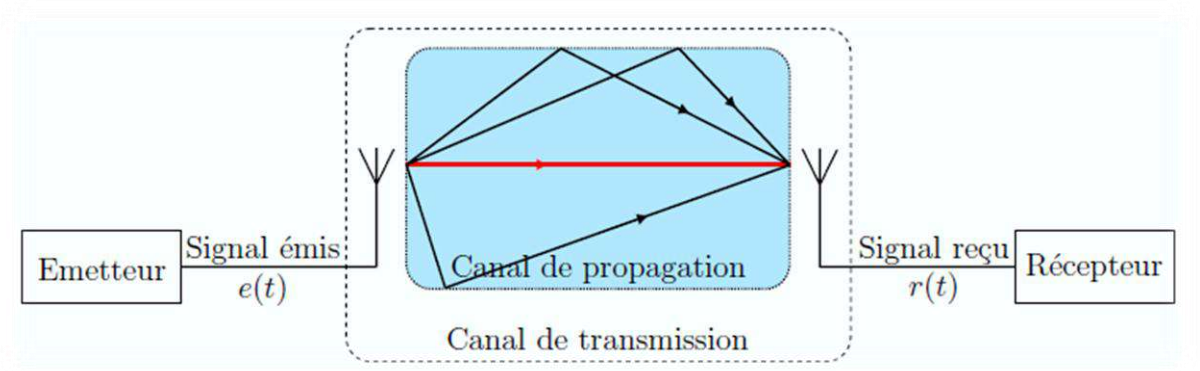


Figure II.5. Illustration du canal de propagation et du canal de transmission. [37]

Dans le cas idéal où la propagation est en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, le milieu de propagation est en général loin d'être idéal car il est composé d'une multitude d'obstacles perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet. Ceci est d'autant plus vrai avec la technologie ULB qui est pressentie pour une utilisation majoritairement en environnement de type « indoor » (résidentiel ou bureau). Selon la représentation multi-trajet du canal, le signal qui arrive au récepteur est modélisé par la recombinaison d'un grand nombre de répliques ou échos du signal émis, lesquelles sont atténués et retardés différemment.

Il existe un certain nombre de modèles de canaux multi-trajets pour la transmission des signaux à bande étroite. Mais le canal ULB est beaucoup plus riche qu'un canal bande étroite. En effet, ces modèles ne peuvent pas être appliqués directement au cas de signal ULB et nécessitent donc d'être adaptés.

II.8.2. Le modèle de canal IEEE 802.15.3a

Le modèle de canal IEEE 802.15.3a a été développé à partir d'une dizaine de contributions, qui s'appuient toutes sur un certain nombre des mesures expérimentales, réalisées en plusieurs types d'environnements de propagation intérieur ou de bureau [38,39]. Ce modèle proposé est un modèle à rayon dérivé du modèle ou modèle de Saleh-Valenzuela [40], et permet de mettre en évidence la réparation des rayons (ou rays) reçus dans le domaine temporel par groupement que l'on appelle trajet (ou clusters). La réponse impulsionnelle du canal est assimilée à la succession de plusieurs groupes de trajets, chacun des groupes sont composés de trajets caractérisés par une amplitude complexe et un retard. Si nous désignons par T_l l'instant d'arrivée du premier trajet dans le cluster d'indice l, $\tau_{k,l}$ l'instant d'arrivée du $k^{ème}$ trajet du $l^{ème}$ cluster comme illustré dans la figure II.6, alors la réponse impulsionnelle discrète du canal multi-trajet est donnée par l'équation :

$$h(t) = X \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K} \beta_{k,l} e^{i\theta_{k,l}} \delta\left(t - T_l - \tau_{k,l}\right) \qquad (II.2)$$

Où $\delta(t)$ représente la fonction de Dirac, l et k désigne l'indice du cluster et l'indice des trajets à l'intérieur des clusters. Les paramètres $\tau_{k,l}$, $\beta_{k,l}$ et $\theta_{k,l}$ représentent le retard, l'amplitude et la phase du $k^{ème}$ trajet du $l^{ème}$ cluster.

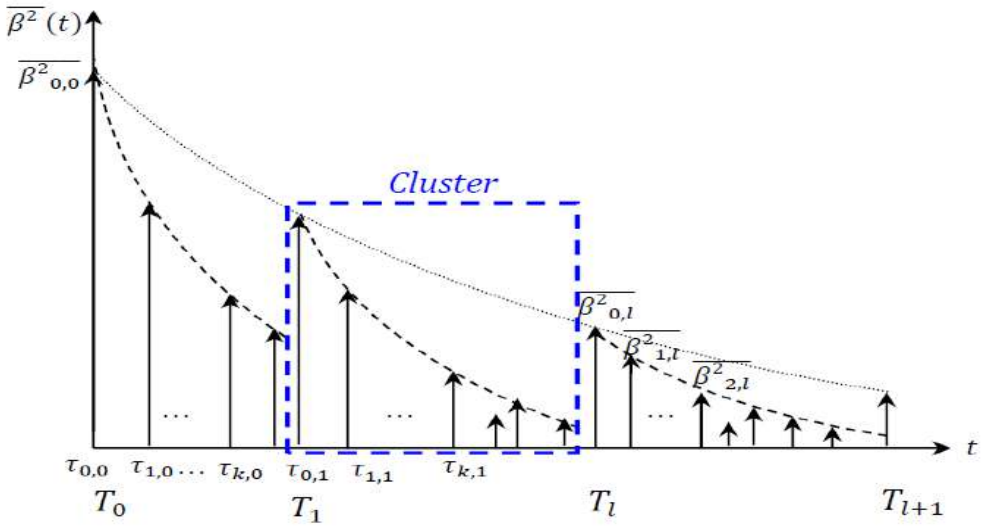


Figure II.6. Canal de propagation en forme de clusters selon le formalisme de Saleh-Valenzuela. [41]

II.8.3. Les différents modèles de canal

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a défini quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison (visibilité-LOS ou non visibilité-NLOS) et par la distance émetteur-récepteur. En fonction de valeurs spécifiques attribuées aux paramètres précédents, on peut décrire quatre canaux correspondant à chacune de ces situations [41] :

- **CM1** : une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS).
- **CM2** : une distance de 0 à 4 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- **CM3** : une distance de 4 à 10 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- **CM4** : une configuration NLOS sévère provoquant une grande dispersion des retards.

II.9. Les différents types de modulation ULB

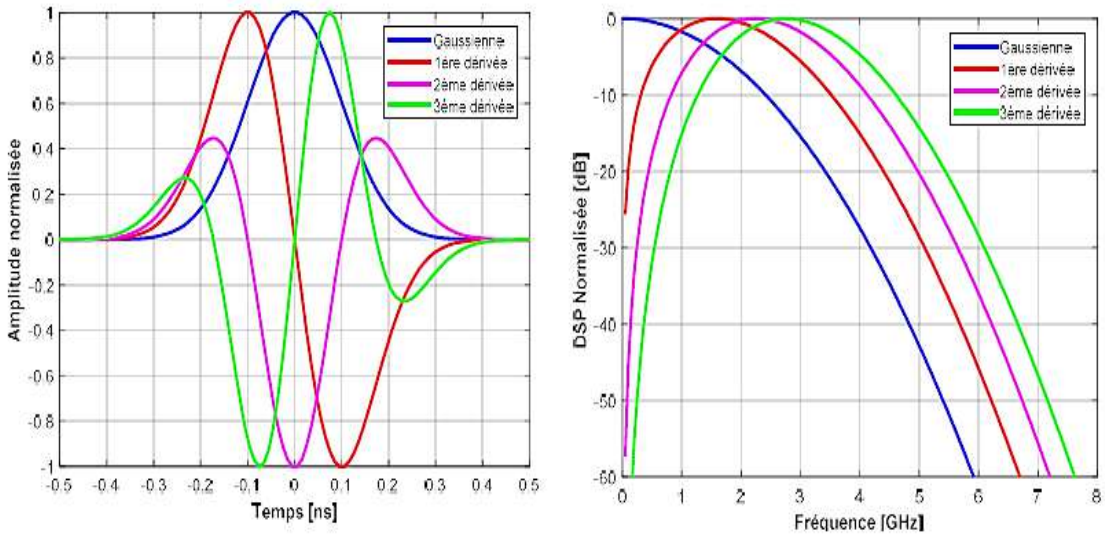
Plusieurs types de modulation ont été proposées pour l'ULB. Pour ce qui est des signaux ULB, deux grandes familles de formes d'ondes sont envisageables. Nous citerons d'une part, les signaux de type impulsionnel précurseurs à l'ULB et d'autre part, les signaux multi-porteurs. D'une manière plus générale, 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. [42]

Pour ce qui suivre, seul le type multi band OFDM sera considère.

II.9.1. L'approche impulsionnelle

Les systèmes ULB impulsionnels sont basés sur une transmission d'impulsions très brèves de l'ordre de certaines de picosecondes. On distingue de nombreuses formes d'impulsions (gaussiennes, dérivée première ou dérivée seconde) qui se caractérisent principalement par leurs différences d'occupation et de localisation dans le domaine fréquentiel, que nous illustrons sur la figure II.7. [42]



(a) **(b)**

Figure II.7. Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel **(a)** et fréquentiel **(b)**. [41]

Ces différents types d'impulsions sont ensuite pris en considération dans de nombreuses modulations telles que : en PPM (Pulse Position Modulation), OPM (Orthogonal Pulse Modulation), PAM (Pulse Amplitude Modulation). La modulation DS-CDMA, également appelée Direct Séquence-UWB (DS-UWB), entre dans la famille des systèmes impulsionnels nommés communément Impulse Radio-UWB (IR-UWB). La modulation DS-CDMA sépare le spectre en deux bandes de fréquence réparties autour de la norme 802.a.

II.9.2. L'approche Multi-bandes [28]

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 multi-utilisateurs.
- 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.

II.10. Le système de modulation Multi-Bande OFDM (MB-OFDM)

Contrairement à un système mono-bande, où l'information peut être perdue lorsque le signal subit une atténuation ou des perturbations, les systèmes multi-porteuses sont plus robustes aux interférences du fait de leur occupation fréquentielle large bande. L'utilisation de modulations fréquentielles multi-porteuses fait l'objet de nombreuses recherches. Elle permet d'éliminer les effets néfastes des transmissions multi-trajets lors de la propagation du signal, notamment en ce qui concerne l'étalement temporel du retard t du signal dans une liaison série. Elle simplifie également les problèmes d'égaliseur, dont la complexité peut s'avérer importante, et devient, par le biais de codes correcteurs, très intéressante pour reconstituer l'information dans des canaux sélectifs en fréquence.

Les systèmes multi-porteuses sont caractérisés par une grande efficacité spectrale, définie comme étant le débit binaire par unité de fréquence. Plus l'efficacité spectrale est importante, plus nous pouvons transmettre avec un débit important. Ce type de modulation consiste à diviser la totalité du canal de transmission, rendu sélectif par la présence de multi-trajets, en un nombre important de N sous-porteuses non sélective définissant autant de sous canaux.

Le principe est basé sur une modulation avec bas débit de chacun d'entre eux, permettant la transmission simultanée et en parallèle des informations sur plusieurs symboles. Chaque sous canal a une largeur fréquentielle Δf inférieure à la bande de cohérence du canal de propagation.[42]

Actuellement, les symboles OFDM de largeur de bande limitée à 528 MHz sont considérés dans les systèmes ULB. Une technique de sauts de fréquence plus généralement appelée « Frequency Hopping » (FH) est considérée afin d'élargir le spectre en fréquence occupé. La valeur de la puissance maximale du signal est supérieure à sa puissance moyenne,

et des pics de forte amplitude apparaissent. Cette particularité a pour conséquence directe de rendre les symboles OFDM sensibles aux non-linéarités engendrées par les composants, notamment les amplificateurs d'émission et de réception qui conditionnent les signaux lors de leur transfert.

II.10.1. Description du système MB-OFDM

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

II.10.1.1. Découpage de spectre

L'Alliance WiMedia a proposé un découpage de la bande de fréquences ULB en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune [44]. Comme le montre la figure II.8, ces sous-bandes ont été rassemblées sous forme de groupes. Les quatre premiers groupes contiennent chacun trois sous-bandes et le cinquième deux sous-bandes. Notons qu'un sixième groupe formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11 (Figure. II.8) a été introduit récemment par l'ECMA pour assurer la compatibilité des systèmes MB-OFDM dans tous les pays du monde dans lesquels l'ULB n'est pas soumise aux mêmes réglementations [25]. En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules communes aux différentes réglementations.

Ce découpage présente l'intérêt de réduire considérablement la complexité et donc les coûts des composants, en particulier les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz.

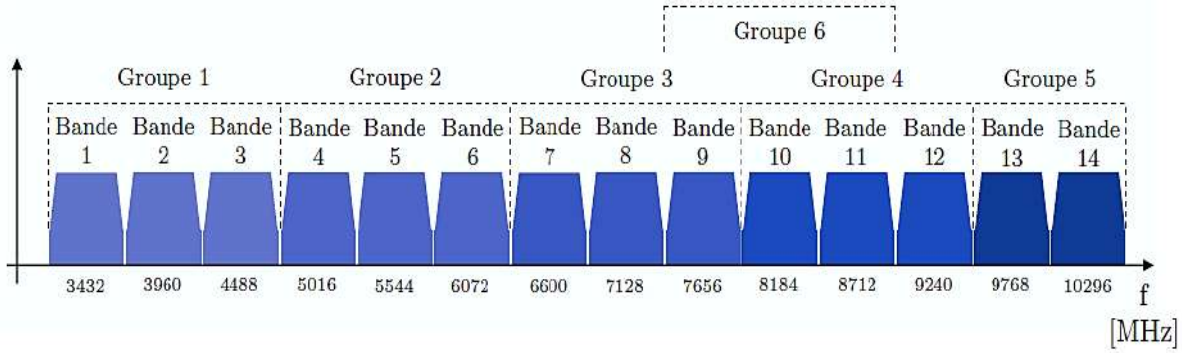


Figure II.8. Découpage de la bande ULB pour la solution MB-OFDM. [45]

Le tableau II.1, présente les différentes caractéristiques des symboles OFDM. Ces derniers sont générés par une IFFT sur 128 sous-porteuses. Sur les 128 sous-porteuses du multiplex, 100 sont dédiées aux données utiles, 12 aux données pilotes et 10 de gardes. L'intervalle inter-porteuse $\Delta f = 4.125 MHz$ permet de respecter la condition d'orthogonalité du

multiplex OFDM. La durée du suffixe de type zero-padding est T_{zps}= 70.08ns, soit 37 échantillons. Seuls les 32 premiers échantillons sont consacrés à l'intervalle de garde soit une durée T_{zp} = 60.61 ns, les dernières 9.47 ns étant quant à elles utilisées pour effectuer le changement de fréquence d'émission des symboles OFDM. Chaque symbole OFDM transmis à une durée T_s = 312.5 ns et comporte donc 165 échantillons. [41]

Tableau II.1. Caractéristique d'un symbole MB-OFDM.

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

II.10.1.2. Architecture de l'émetteur

Le tableau II.2 présente les débits de la solution MB-OFDM tels que présentés dans la norme ECMA-368 [27]. Les débits 53.3, 106.7 et 200 Mb/s sont ceux que doivent obligatoirement supporter les systèmes. Ce tableau présente également, à titre d'information, le nombre de bits codés par symbole OFDM ainsi que le nombre de bits utiles transmis par bloc de 6 symboles OFDM. On notera que, pour les débits 53.3 et 80 Mb/s, le nombre de bits codés par symbole N_{CBPS} est égal à 100. Cette différence avec les autres débits est due à l'application de l'étalement fréquentiel pour lequel une copie de ces bits codés sera également transmise au sein d'un même symbole OFDM. [41]

Tableau II.2. Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloc. [25]

Débit [Mb/s]	Modulation	Rendement de codage	TDS	FDS	Bits codés par symbole N_{CBPS}
53.3	QPSK	1/3	Oui	Oui	100
80	QPSK	1/2	Oui	Oui	100
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui	200
160	QPSK	1/2	Non	Oui	200
200	QPSK	5/8	Non	Oui	200
320	DCM	1/2	Non	Non	200
400	DCM	5/8	Non	Non	200
480	DCM	3/4	Non	Non	200

À partir du schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM présenté à la figure II.9, nous allons détailler les différents éléments qui le composent.

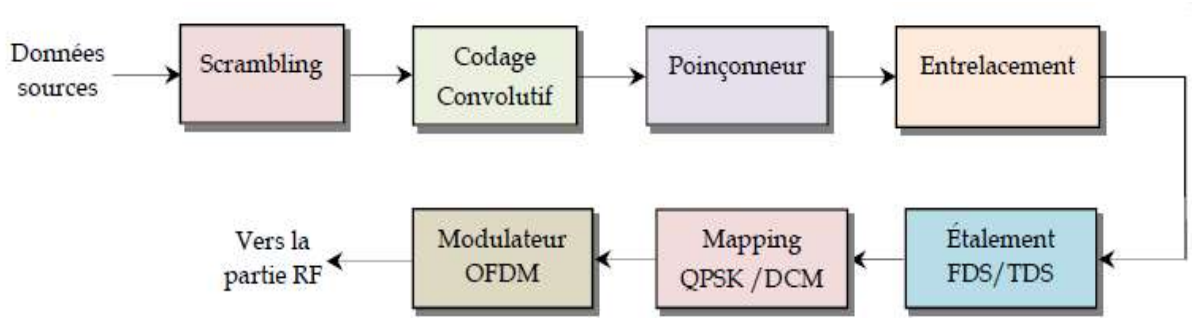


Figure II.9. Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM. [41]

a) Le scrambler

La distance de Hamming entre deux chaînes de bits générées par un codeur convolutif est grande si les séquences d'entrée du codeur sont non-corrélées. Donc un scrambler est utilisé pour redistribuer d'une manière uniforme les « uns » et les « zéros » sur l'entrée du codeur.
Le schéma du scrambler recommandé par le standard ECMA-368 est représenté sur la figure II.10. [41]

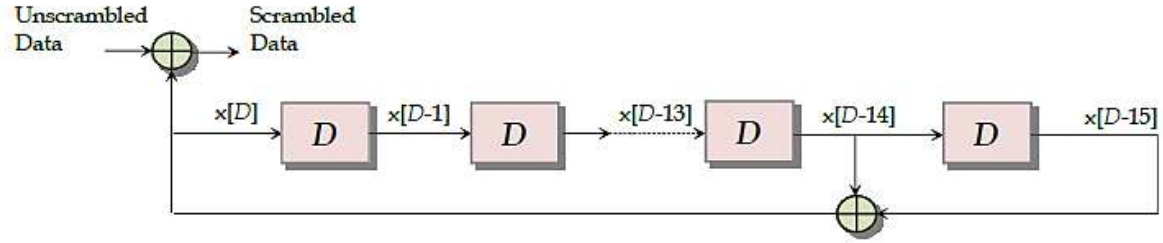


Figure II.10. Schéma du scrambler. [41]

b) Le codage de canal

Le système MB-OFDM utilise un code convolutif à 64 états de rendement R = 1/3 et dont les polynômes générateurs sont $g_0 = 133_8$, $g_1 = 165_8$et $g_2 = 171_8$. Les rendements supérieurs (R=1/2, 5/8 et 3/4), indispensables pour obtenir des débits plus élevés, sont obtenus à partir du codeur de base R = 1/3 par poinçonnage. La figure II.11 représente le codeur convolutif recommandé par le standard ECMA-368. [41]

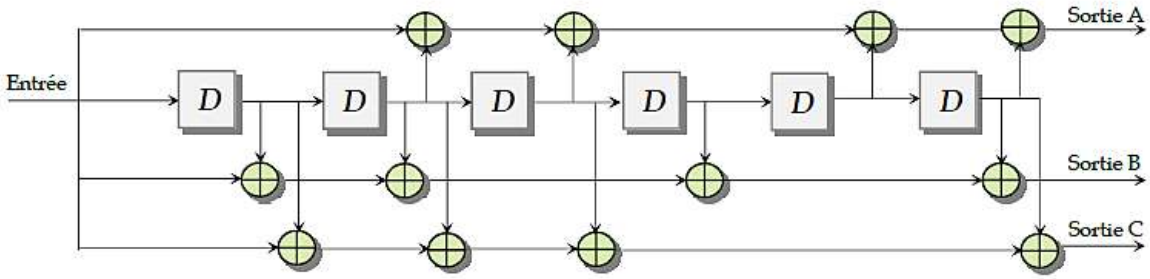


Figure II.11. Codeur convolutif : taux de codage R=1/3, longueur de contrainte K=7. [41]

c) Le poinçonnage

Le poinçonnage consiste à supprimer (poinçonner) certains bits en sortie du codeur suivant une matrice appropriée de poinçonnage. En réception avant décodage, des bits factices égaux à 0 sont insérés aux endroits où des bits ont été poinçonnés afin de rétablir le bon rendement de codage. Figure II.12 présente un exemple de poinçonnage permettant d'obtenir le rendement R = 3/4 à partir du codeur de base R = 1/3. [41]

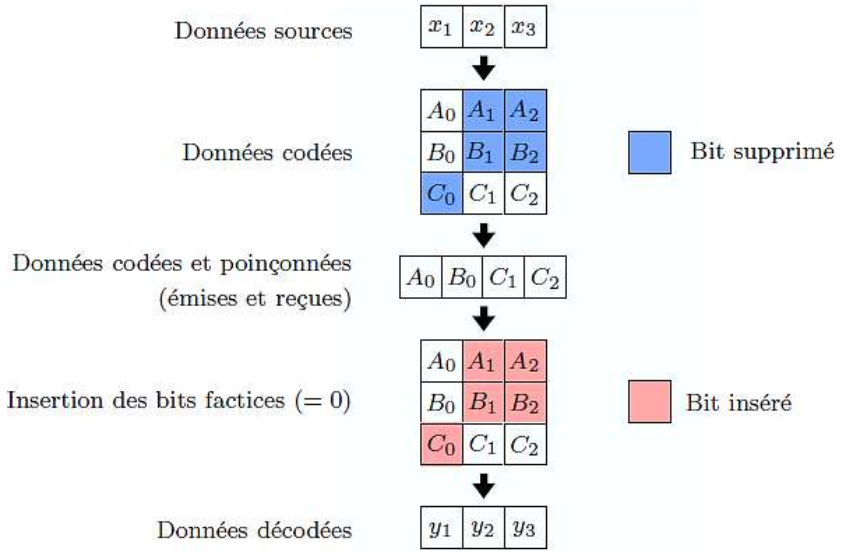


Figure II.12. Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour R = 3/4, longueur contrainte K=7. [45]

d) L'entrelacement

L'entrelacement pour le système MB-OFDM se fait en trois étapes successives [13]. Un premier entrelacement au niveau symbole, dit entrelacement inter-symboles, (symbol interleaving) permute les éléments binaires rassemblés par blocs de NCBP6S bits correspondants à six symboles OFDM. Combiné avec le code temps-fréquence (TFC : Time Frequency Code), il permet au système d'exploiter la diversité au sein d'un groupe de sous-bandes. L'équation qui caractérise cet entrelacement est donnée par [41, 45] :

$$S(i) = U\left\{\left|\frac{i}{N_{CBPS}}\right| + \frac{6}{N_{TDS}} + mod(i, N_{CBPS})\right\} \qquad (II.3)$$

Où $U(i)$ et $S(i)$ représentent, respectivement les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaçeur inter-symbole avec $i \in [0,1, \ldots, N_{CBP6S} - 1]$. $N_{CBP6S} = (6/N_{TDS})\, N_{CBPS}$ avec N_{CBPS} le nombre de bits codés par symbole OFDM et N_{TDS} le facteur d'étalement temporel. Les valeurs de N_{CBPS} et de N_{TDS} sont données dans le tableau II.3 en fonction des débits. La fonction $\lfloor . \rfloor$ retourne le nombre entier de son argument et la fonction $mod\ (a, b)$ retourne le reste de la division de a par b. [41]

Le second entrelacement, dit entrelacement intra-symbole (Intra-symbol tone interleaving), est effectué sur des blocs de N_{CBPS} bits. Au sein du symbole, l'entrelacement s'effectue sur un horizon de $N_{blocs} = 10$ sous-blocs de N_{Tint} bits (Tab II.3). Le système exploite ainsi la diversité disponible sur la totalité d'une sous-bande. L'équation caractérisant cet entrelacement est donnée par :

$$T(i) = S\left\{\left|\frac{i}{N_{Tint}}\right| + N_{blocs} \times mod(i, N_{Tint})\right\} \qquad (II.4)$$

Où $S(i)$ et $T(i)$ représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur intra-symbole avec $N_{Tint} = N_{CBPS}/10$, la taille des sous-blocs, et $i \in [0, 1, \ldots, N_{CBPS} - 1]$. [41]

Le troisième et dernier entrelacement est un entrelacement intra-symbole à décalage cyclique (Intra-symbol cyclic shifts). Différents décalages cycliques au sein de chaque bloc de N_{CBPS} bits sont effectués sur une étendue de N_{CBP6} bits :

$$V(i) = T\left\{\left|\frac{i}{N_{CBPS}}\right| \times N_{CBPS} + mod(i) + \left|\frac{i}{N_{CBPS}}\right| \times N_{Cyc}\ , N_{CBPS}\right\} \qquad (II.5)$$

Où $T(i)$ et $V(i)$ représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur à décalage cyclique avec $i \in [0, 1, \ldots, N_{CBPS} - 1]$. Comme le montre cette dernière

équation, le nombre de bits décalés tous les N_{CBPS} bits est fonction de N_{Cyc} dont la taille est donnée dans le tableau II.3 en fonction du débit. [41]

Tableau II.3 : Paramètres d'entrelacement en fonction des débits. [25]

Débit [Mb/s]	TDS (N_{TDS})	Bits codés par symbole (N_{CBPS})	Entr. Intra-symbole Taille des blocs (N_{Tint})	Entr. à décalage Cyclique (N_{Cyc})
53.3	2	100	10	33
80	2	100	10	33
106.7	2	200	20	66
160	2	200	20	66
200	2	200	20	66
320	1	200	20	33
400	1	200	20	33
480	1	200	20	33

e) Etalement fréquentiel et temporel

En MB-OFDM, deux techniques d'étalement peuvent être utilisées dans le but d'exploiter au mieux la diversité fréquentielle et temporelle du canal de transmission, cela est assuré par un code correcteur d'erreurs. [41]

- **Etalement fréquentiel (FDS)**

Cette technique d'étalement est appliquée pour les débits 53.5 et 80 Mb/s, elle consiste à transmettre deux fois la même information dans un seul et même symbole OFDM. Ceci est effectué en introduisant des conjugués symétriques à l'entrée de l'IFFT. Plus précisément, les symboles de données sont envoyés sur la première moitié des sous-porteuses de données et leur conjugués symétriques sont transmis sur la deuxième moitié des sous-porteuses. Cela introduit un facteur d'étalement de deux et donc on gagne dans la diversité fréquentielle.

- **Etalement temporel (TDS)**

Ce type d'étalement temporel est appliqué pour les débits entre 53.5 et 200 Mb/s. Il consiste à transmettre le même symbole OFDM dans deux différentes sous bandes de fréquence. Cet étalement se traduit par la diversité inter-sous-bande et permet de maximiser la diversité fréquentielle. De plus, il permet d'améliorer les performances en présence d'un autre dispositif.

Dans le cas où le FDS n'est pas appliqué, l'opération consiste simplement à inverser l'ordre des N_{CBPS} bits codés et entrelacés des symboles dupliqués. La combinaison du TDS avec les TFC du type TFI ou TFI2 (Tab II.4) permettra au système d'augmenter l'exploitation de la diversité.

f) Le codage binaire à symbole (mapping) [41]

Après les opérations de codage et d'entrelacement, on associe aux données binaires des symboles de constellation par l'opération de codage binaire à symbole, généralement appelée mapping. Deux types de modulation ont été adoptés dans la norme ECMA-368, la première est la modulation de phase à quatre état (QPSK : Quadrature phase shift keying), et l'autre c'est la modulation de la porteuse double (DCM : dual-carrier modulation). Généralement les systèmes MB-OFDM adoptent huit débits de données : 53.3, 80, 106.7, 160, 200, 320, 400 et 480 Mb/s.

Le système MB-OFDM utilise une modulation de phase à quatre états (QPSK) pour des débits de données compris entre 80 et 200 Mb/s. Dans ce type de modulation, les bits codés et entrelacés sont divisés par groupe de deux, chaque groupe étant ensuite affecté à un des symboles complexes de la modulation QPSK suivant un codage de Gray (Figure II.13) en utilisant l'équation suivante :

$$D_{QPSK}[K] = F_{MOD} \times [(2 \times b(2k) - 1) + j(2 \times b[2k+1] - 1)] \qquad (II.6)$$

Où $D_{QPSK}[K]$ sont les valeurs de sortie, F_{MOD} = 1/2 est pour normaliser la puissance moyenne des symboles, $b[2K]$ sont les bits d'entrée où K = 0, 1, 2, …, n, avec n = 49, dans le cas d'utilisation l'étalement fréquentiel (FDS), sinon n = 99.

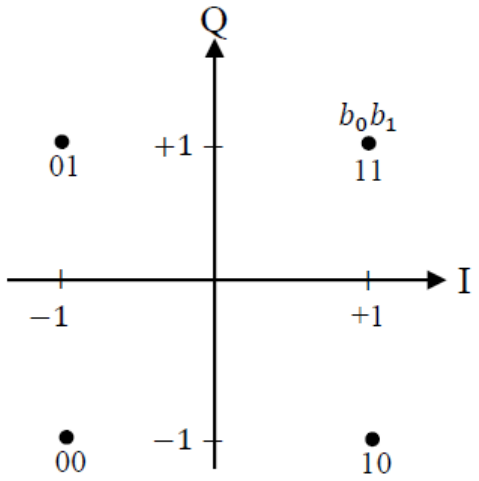


Figure II.13. Constellation QPSK pour le système MB-OFDM. [45]

Afin d'accroître l'exploitation de la diversité du canal par sa robustesse contre les multi-trajets et les interférences pour les débits plus élevés, de 320 à 480Mb/s, une modulation dit

DCM a été proposée par Batra [46] et adoptée par l'ECMA en remplacement de la constellation QPSK. La modulation DCM consiste à transmettre le flux binaire codé et entrelacé à l'aide de deux constellations 16-QAM comme le montre la figure II.14. Chacun des deux flux obtenus est transmis, respectivement, par la première moitié et la seconde moitié des sous-porteuses du symbole OFDM.

Dans la modulation DCM, les bits entrelacés sont divisés en groupes de 200 bits, chaque groupe étant ensuite groupés en 50 groupes de 4 bits. Chaque groupe de 4 bits est représenté par $b[g(n)]$, $b[g(n) + 1]$, $b[g(n) + 50]$, $b[g(n) + 51]$ avec $n = 0,1, \dots ,49$ et donc

$$g(n) = \begin{cases} 2n & n \in \{0,1, \dots ,24\} \\ 2n + 50 & n \in \{25, \dots ,49\} \end{cases} \qquad (II.7)$$

Le symbole DCM de quatre bits binaires sont mappés à deux symboles QPSK $x[g(n)] + jx[g(n) + 50]$, $x[g(n) + 1] + jx[g(n) + 51]$. La modulation DCM utilise ensuite l'équation II.8 pour exécuter une cartographie des symboles QPSK dans deux symboles DCM qui forme deux constellations 16-QAM [40].

$$\begin{bmatrix} y_{DCM}(n) \\ y_{DCM}(n + 50) \end{bmatrix} = F_{MOD} \times \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{g(n)} & jx_{g(n)+50} \\ x_{g(n)+1} & jx_{g(n)+51} \end{bmatrix} \qquad (II.8)$$

Où $F_{MOD} = 1/\sqrt{10}$ est pour normaliser la puissance moyenne des symboles.

Cette transmission sur des sous-porteuses non adjacentes permet d'accroître la robustesse de ces modes hauts débits vis-à-vis des effets multi-trajets du canal de transmission. La figure II.14 présente un exemple de constellations de la modulation DCM.

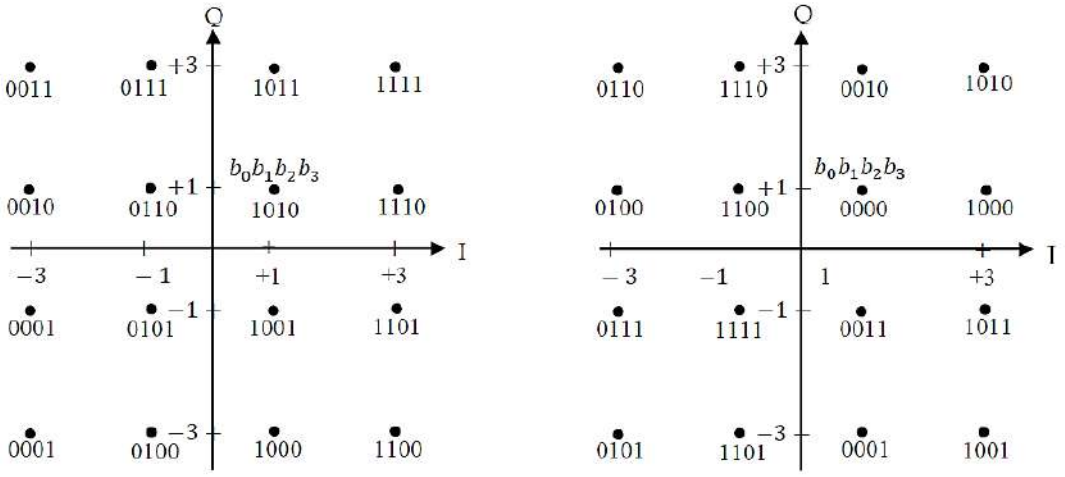


Figure II.14. Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320 Mb/s, 400 Mb/s et 480 Mb/s du système MB-OFDM. [45]

g) Modulateur OFDM [41]

La seule différence entre un modulateur OFDM conventionnel et le modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM est l'existence d'un codage temps-fréquence (TFC). La figure II.15 montre un modulateur OFDM.

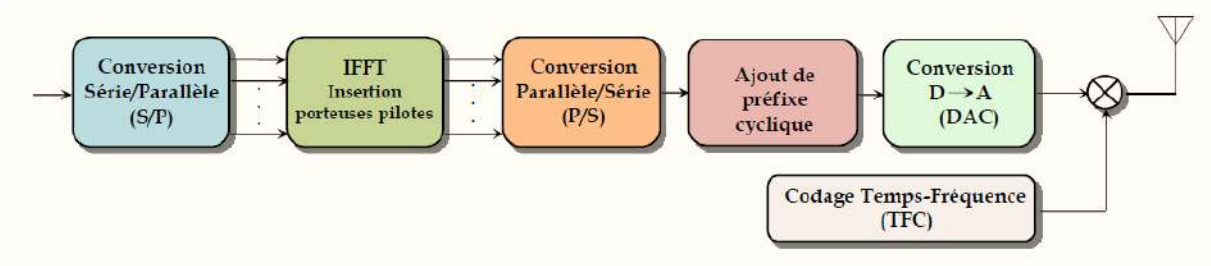


Figure II.15. Modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM.

Les étapes suivies par le modulateur OFDM sont :

- Conversion série-parallèle(S/P).
- IFFT (Insertion des porteuses pilotes).
- Conversion parallèle-série (P/S).
- Ajout de préfixe cyclique (CP).
- Conversion numérique/analogique (DAC).
- Codage temps-fréquence (TFC).

Il faut noter qu'avant la modulation OFDM, des symboles complexes connus de l'émetteur et du récepteur sont insérés parmi les donnes utiles dans chaque symbole OFDM. Ils sont appelés symboles pilotes et servent à la phase d'estimation du canal en réception. Au nombre de N_P=12 pour le système MB-OFDM, ils sont émis sur des sous-porteuses pilotes réparties au sein de chaque symbole OFDM suivant le schéma présenté à la figure II.16. Cette méthode d'estimation généralement utilisée est intéressante pour sa simplicité de mise en œuvre à l'émission et à la réception. De plus, chaque symbole OFDM comprend N_G= 10 sous-porteuses dites de garde [47].

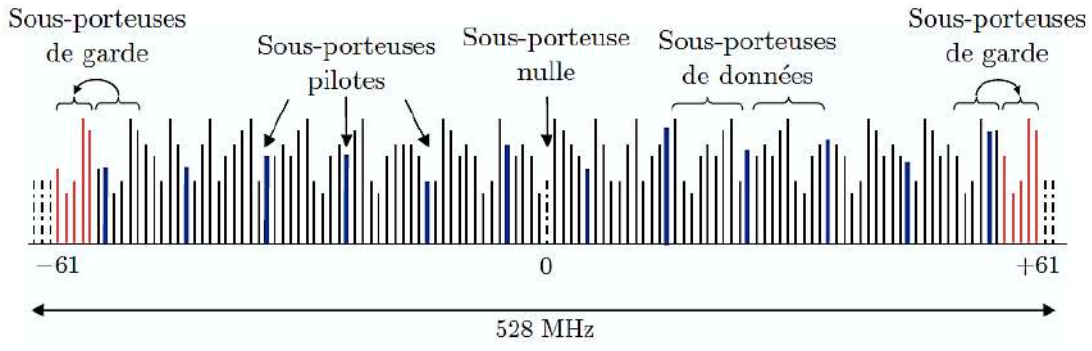


Figure II.16. Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles. [45]

II.10.1.3. Model de signal MB-OFDM [41]

En système ULB MB-OFDM, les informations codées sont transmises en utilisant une modulation OFDM sur une des sous-bandes et ce dans un intervalle de temps particulier. En effet, le MB-OFDM utilise un nombre de sous-porteuses N = 128 par sous-bande à travers un canal multi-trajets à évanouissement sélectif en fréquence avec une bande passante de 528 MHz. Cela conduit à une séparation de sous-porteuses de Δf. À chaque intervalle de temps, l'émetteur applique une transformation de Fourier rapide inverse (IFFT) de 128 points pour générer un symbole OFDM d'une durée $T_u = \Delta f$ Afin d'améliorer les performances de transmission et éliminer l'impact des interférences inter-symboles (ISI), un préfixe cyclique (CP) d'une durée T_{cp} est ajouté à la sortie du signal IFFT. Par ailleurs, un intervalle de garde supplémentaire (IG) de durée T_w est ajouté pour permettre à l'émetteur et au récepteur de passer d'une sous-bande à une autre. Après l'addition du CP et du IG, le symbole OFDM est passé à travers un convertisseur numérique/analogique (DAC) résultant en un signal analogique en bande de bases OFDM de durée de symbole $T_s = T_{cp} + T_u + T_w = 312.5\ ns$, permettant, ainsi, au symboles complexes x_k d'être transmis sur la $k^{ème}$ sous-porteuse OFDM au cours de la période du $n^{ème}$ symbole OFDM. Le $n^{ème}$ bloc du signal OFDM en bande de bases à émettre, peut être exprimé comme suit [37]

$$S_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(n) e^{(j2\pi\Delta f(t-T_{cp}))} \qquad (II.9)$$

Où $t \in [T_{cp}, T_u + T_{cp}]$.

Dans l'intervalle de temps [0, T_{cp}], $S_n(t)$ est une copie de la dernière partie du symbole OFDM et dans l'intervalle $[T_u + T_{cp}, T_s]$, il correspond à la durée IG, $S_n(t)$ est égal à zéro. Enfin, le signal complexe en bande de bases, $S_n(t)$ est filtré, converti en un signal RF avec une fréquence centrale f_c et envoyé à l'antenne d'émission. Le signal ULB MB-OFDM final transmis avec le codage temps-fréquence (TFC) peut être décrit par [37] :

$$S_{RF}(t) = \mathcal{R}\left\{ \sum_{n=0}^{N_{paket}-1} S_n(t - nT_s) e^{(j2\pi f_c q(n)t)} \right\} \qquad (II.10)$$

Où $\mathcal{R}$ {.} représente la part réelle du signal, T_s est la durée de symbole, N_{paket} est le nombre de symbole OFDM dans le paquet, f_c est la fréquence centrale, $q(n)$ est une fonction qui fait correspondre le $n^{ème}$ symbole OFDM à la fréquence appropriée et $S_n(t)$ est le signal complexe en bande de base du $n^{ème}$ symbole. Les symboles MB-OFDM transmis sont entrelacés dans le temps sur les 14 sous-bandes selon le code temps-fréquence (TFC) spécifié. Cependant, la relation entre la fréquence centrale f_c de porteuse et le nombre de sous-bande N_b sur laquelle le $n^{ème}$ symbole OFDM est transmis, est donnée par :

$$f_c = 2.904 + (N_b \times 528), N_b = 1 \dots 14 \quad (MHZ) \qquad (II.11)$$

II.10.1.4. Utilisation d'un Code Temps-Fréquence (TFC) [41]

La différence principale du système MB-OFDM par rapport à un système OFDM classique est l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC : Time Frequency Code). Ce dernier spécifie à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Ainsi, comme l'illustre la figure II.17, chaque symbole occupe une sous-bande différente du symbole précédent. Une durée $T_w = 9.47\ ns$ est allouée à la fin de chaque symbole émis pour permettre d'effectuer le saut de fréquence.

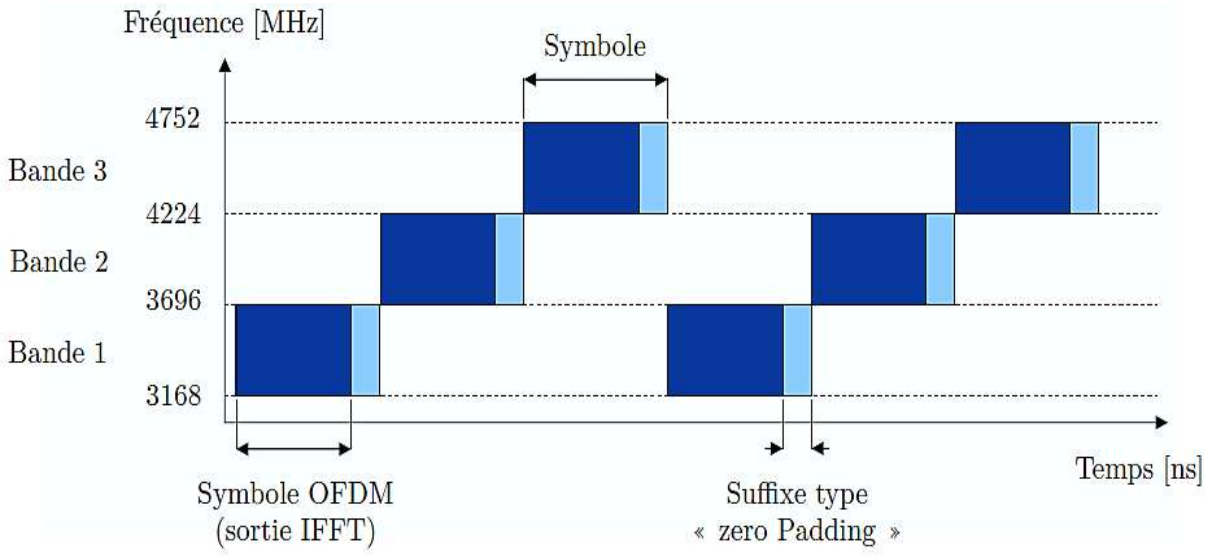


Figure II.17. Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, . . .}. [45]

Tableau II.4. Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM. [25]

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

Ces TFC sont regroupés sous trois appellations selon que les sauts s'effectuent sur les trois sous-bandes du groupe (TFI : Time Frequency Interleaving), sur deux sous-bandes (TFI2) ou qu'il n'y a simplement pas de saut (FFI : Fixed Frequency Interleaving). L'utilisation du TFC présente plusieurs avantages pour le système MB-OFDM. Il permet tout d'abord, de fournir une diversité de fréquence dans le système.

Le TFC permet également de rendre possible la gestion de plusieurs utilisateurs dans un même environnement.

II.10.1.5. Architecture de récepteur [27]

La réception des signaux MB-OFDM s'effectue à partir du récepteur représenté schématiquement à la figure II.18 [43]. Nous allons focaliser notre description sur les blocs d'égalisation, d'estimation du canal et de désétalement fréquentiel et temporel, au sens de la norme.

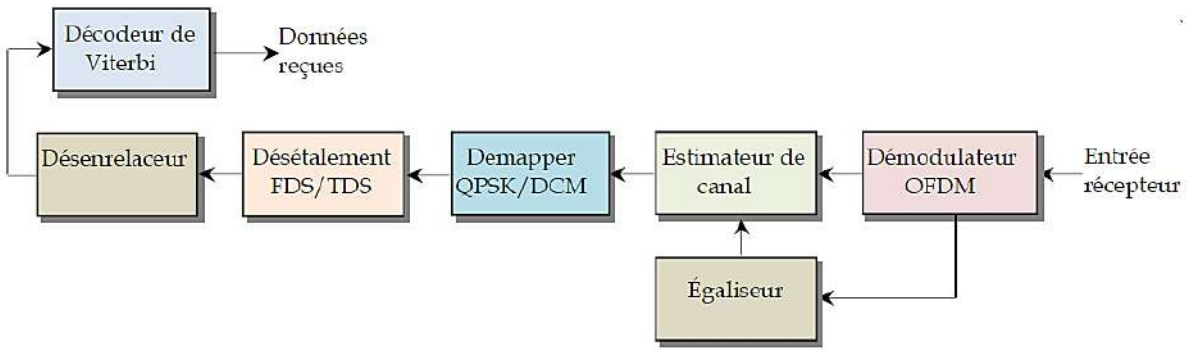


Figure II.18. Schéma synoptique de récepteur MB-OFDM. [41]

Après avoir enlevé le préfixe cyclique (CP) et effectué la transformée de Fourier rapide FFT au niveau du récepteur, le symbole OFDM reçu sur une sous-bande de données peut être écrit sous cette forme [43]

$$y = H_d\, s + z \qquad (II.12)$$

Où les deux vecteurs y et s, de longueurs $N_{données} \times 1$, désignent les symboles reçus et transmis, respectivement. Le vecteur aléatoire de bruit z est supposé être de moyenne nulle, de symétrie circulaire, gaussien complexe avec une distribution $z \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

$H_d = diag(H)$ est la diagonale de la matrice du canal de taille $N_{données} \times N_{données}$.

a) Estimation du canal [27,31]

Afin d'estimer le canal en réception, un système MB-OFDM envoie des symboles pilotes OFDM au début de la trame d'informations. Selon le modèle proposé à l'équation II.13, le signal reçu pendant un intervalle de formation du canal, en considérant l'estimation du canal H avec des entraînements N_p des symboles $S_{p,i}$ avec i = 1, …, N_p, est donné par [43].

$$Y_p = H_d\, S_p + Z_p \qquad (II.13)$$

Où chaque colonne $S_p = [S_{P,1}, \dots, S_{p,N_P}]$, de la matrice de taille $N_{données} \times N_P$, contient un symbole pilote OFDM. Les entrées de la matrice du bruit Z_p ont la même distribution que celle de z. L'estimation de H_d par l'algorithme de moindre carré est obtenue en minimisant $\|Y_P - H_d S_P\|_F^2$

$$H_d^{LS} = Y_P S_P^T (S_P S_P^T)^{-1} \qquad (II.14)$$

b) Egalisation [41, 45]

L'égalisation est une opération permettant de compenser les distorsions apportées par le canal. Dans le cas des modulations multi-porteuses, ces distorsions peuvent être simplement compensées en multipliant chaque symbole $y_k(i)$ reçu sur chaque sous porteuse k par un coefficient $g_k(i)$ approprié. Une matrice d'égalisation $G(i)$ est appliquée sur le signal reçu dans le domaine fréquentiel :

$$y_n(i) = G(i) y_k(i) \qquad (II.15)$$

Avec $G(i) = D_N(g_k(i))$. Les coefficients complexes $g_k(i)$ sont dérivés à partir des critères de réception définis. Parmi ces critères envisagés, on peut citer le forçage à zéro ZF (Zero Forcing) ou le minimum d'erreur quadratique moyenne MMSE (Minimum Mean Square Error) sont habituellement retenus pour le calcul de G(i).

Le critère ZF : La technique ZF consiste à multiplier chaque sous-porteuse k du signal par l'inverse de la réponse en fréquence du canal à la fréquence correspondante. Ainsi la matrice d'égalisation est égale à :

$$G_{zf}(i) = D_N^T(h_N) \qquad (II.16)$$

Où l'opérateur $(.)^T$ désigne la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose définie, dans le cas d'une matrice quelconque M, par $M^T = (M^H M)^{-1} M^H$. $G_{zf}(i)$ est une matrice diagonale. Dans ce cas, le terme d'égalisation est obtenu indépendamment pour chaque sous-porteuse k :

$$\hat{y}_{zf,k}(i) = \frac{1}{h_k(i)} y_k(i) \qquad (II.17)$$

La limitation majeure de cette technique apparaît lorsque le canal possède un ou plusieurs évanouissements profonds, c'est-à-dire lorsque la réponse en fréquence du canal est proche de 0. Dans ce cas, $g_k(i)$ tend vers l'infini amplifiant très fortement la puissance du bruit à cette fréquence.

Le critère MMSE : L'objectif de la technique MMSE est de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne entre le signal transmis $x_N(i)$ et le signal en sortie de l'égalisateur $\hat{y}_N(i)$ en prenant en compte le bruit. La minimisation de l'erreur $E[|X_N(i) - G(i)y_N(i)|^2]$ permettant de conduire à la matrice d'égalisation suivante :

$$G_{mmse}(i) = D_N^H(h_N)\left(D_N^H(h_n)D_N(h_N) + \frac{1}{SNR_N} I_N\right)^{-1} \qquad (II.18)$$

Où $SNR_N = [\gamma_0, \dots, \gamma_{k-1}]^T$ est le rapport signal à bruit et k est le rapport signal à bruit moyen par sous-porteuse. À partir de cette expression, on peut trouver l'expression du signal obtenu après l'égalisation [47] :

$$\hat{y}_{mmse,k}(i) = \frac{h_k^*(i)}{|h_k(i)|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} y_k(i) \qquad (II.19)$$

L'avantage de l'égalisateur MMSE par rapport à l'égalisateur ZF est que lorsque $|h_k|^2 \simeq 0$, $g_k \simeq h_k^* * \gamma_k$ et ne tend plus vers l'infini. L'égalisateur doit cependant connaître le rapport signal à bruit γ_k pour chaque sous-porteuse k.

c) Décodage de canal

Après avoir égalisé dans le domaine fréquentiel et désentrelacé le signal reçu, le système MB-OFDM utilise habituellement un décodeur de Viterbi afin d'estimer les bits de données transmis. Pour une description détaillée de l'algorithme de Viterbi, voir [43].

II.11. Analyse critique du système MB-OFDM

II.11.1. Les avantages

La MB-OFDM a été considérée parmi les solutions les plus efficaces contre les canaux sélectifs en fréquence. L'idée de diviser la bande totale du signal en plusieurs sous bandes très étroits a permis de simplifier l'égalisation du canal grâce à l'utilisation d'un intervalle de garde de type zero padding. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux. De plus, la technique MB-OFDM associée à une modulation codée à bits entrelacés (BICM) répond aux objectifs attendus des systèmes ULB, à savoir un signal robuste face aux canaux multi-trajets. Il permet en outre de combattre contre l'interférence inter-symbole (ISI) due aux retards du canal de propagation. [41, 45]

La technique MB-OFDM a une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi-utilisateurs. Elle rend également moins sensibles les communications aux perturbateurs et autres systèmes de communication, 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.

La maîtrise des techniques OFDM rend l'implémentation de la technique MB-OFDM relativement simple et peu coûteuse.

Enfin l'utilisation de codage TFC permet à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité en fréquence équivalente à trois sous-bandes. Une sous-bande n'étant occupée par un utilisateur donné en moyenne qu'un tiers du temps, la puissance à l'émission peut être augmentée tout en respectant la DSP moyenne maximale imposée par les organismes de réglementation [45].

II.11.2. Les inconvénients

Malgré ses nombreux avantages, la technique multi-bande OFDM possède des inconvénients qui limitent sa simplicité et son efficacité. L'un des inconvénients majeurs est les fortes variations d'amplitude (PAPR élevé) des signaux produits par la modulation multi-porteuse OFDM. Lorsqu'on utilise les amplificateurs de puissance HPA (High Power Amplifier), cet inconvénient de PAPR dégrade la performance de la transmission. En effet pour avoir des rendements optimaux, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner le plus proche possible de leur zone de saturation, malheureusement, cette zone présente de sévères non-linéarités. Ces non-linéarités entraînent des dégradations sur le signal à transmettre et par conséquent, une dégradation de la qualité de transmission. [41]

Le système MB-OFDM est également très sensible aux problèmes de décalage fréquentiel « frequency offset » et de synchronisation [48]. En effet, le décalage fréquentiel engendre de l'interférence entre sous-porteuses (ICI) qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses. Dans le deuxième cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques de compensation qui existent pour les modulations mono-porteuses sont mal adaptées aux modulations multi-porteuses et de nouvelles approchent sont à l'étude.

II.12. Conclusion

Le deuxième chapitre nous a permis d'introduire la technologie de communication ULB. Après avoir rappelé les définitions essentielles de la technologie ULB, nous avons présenté l'évolution historique depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars jusqu'à aujourd'hui où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté industrielle et scientifique d'envisager un plus grand nombre d'applications attrayantes comme les réseaux personnels WPAN, les réseaux de capteurs WBAN, …etc. Des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux ULB ont été mises en place par les instances de réglementation des différents continents et pays.

Nous avons présenté ainsi le système ULB MB-OFDM décrit par la norme ECMA-368. La technique MB-OFDM est en effet une bonne candidate notamment grâce à sa maturité et surtout à ses avantages en termes de robustesse sur des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que le sont les canaux ULB.

Chapitre III : Simulation et résultats de la technique OFDM

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons simuler un système de transmission utilisant la technique OFDM pour un implant cochléaire. Nous avons choisi de réaliser ce système de transmission à l'aide de « SIMULINK » du logicielle MATLAB, ce qui nous permettra d'étudier les performances de notre système en relevant les taux d'erreurs binaires (TEB ou BER) et cela pour différents cas de simulation.

III.2. Taux d'erreur binaire (BER)

Le taux d'erreur binaire constitue le paramètre primaire décrivant la qualité de la transmission numérique. II se définit comme le rapport entre les bits erronés et le nombre total de bits reçus. Ce taux détermine le nombre d'erreurs apparues avant la modulation et juste après la démodulation, il augmente à cause des perturbations : équipement ou réseau défectueux, pointage incorrect d'une antenne, longueur de canal, etc.

Le TEB (BER) s'exprime en fonction du rapport Eb/No, Eb est l'énergie d'un bit et No est la densité spectrale de puissance du bruit du canal AWGN.

III.3. Réalisation de la chaine de transmission OFDM sous Simulink

Réaliser un système à l'aide des blocs est relativement aisé, toutefois le choix de blocs réels et leurs paramétrages peuvent être assez complexes. La figure III.1 illustre une chaine de transmission d'un système OFDM utilisant des blocs réels.

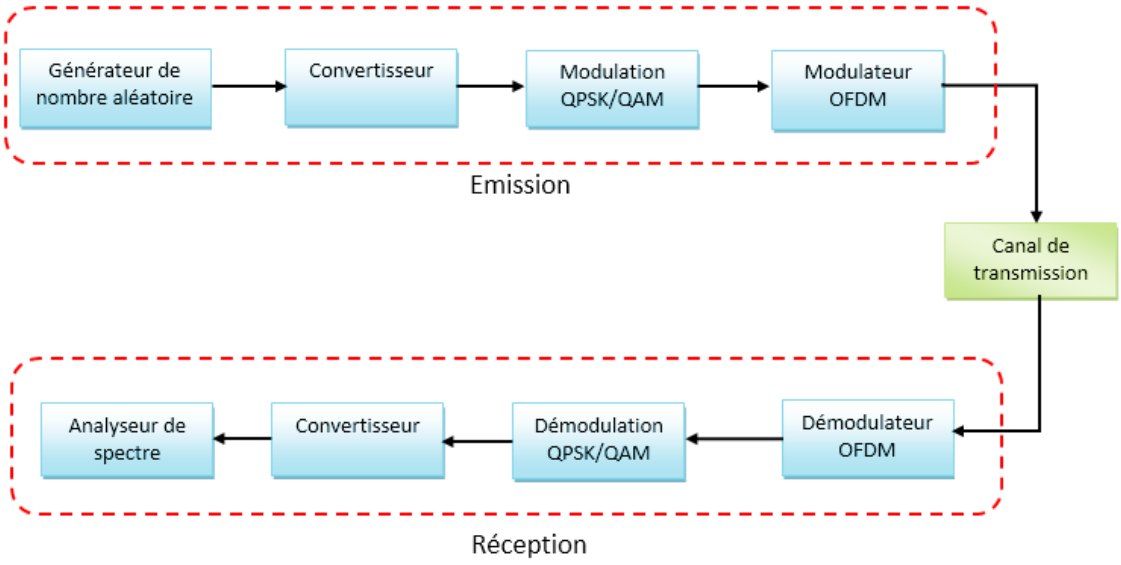


Figure III.1. Schéma synoptique d'une chaine de transmission OFDM.

La chaine de transmission équivalente sous Simulink dans la figure suivante :

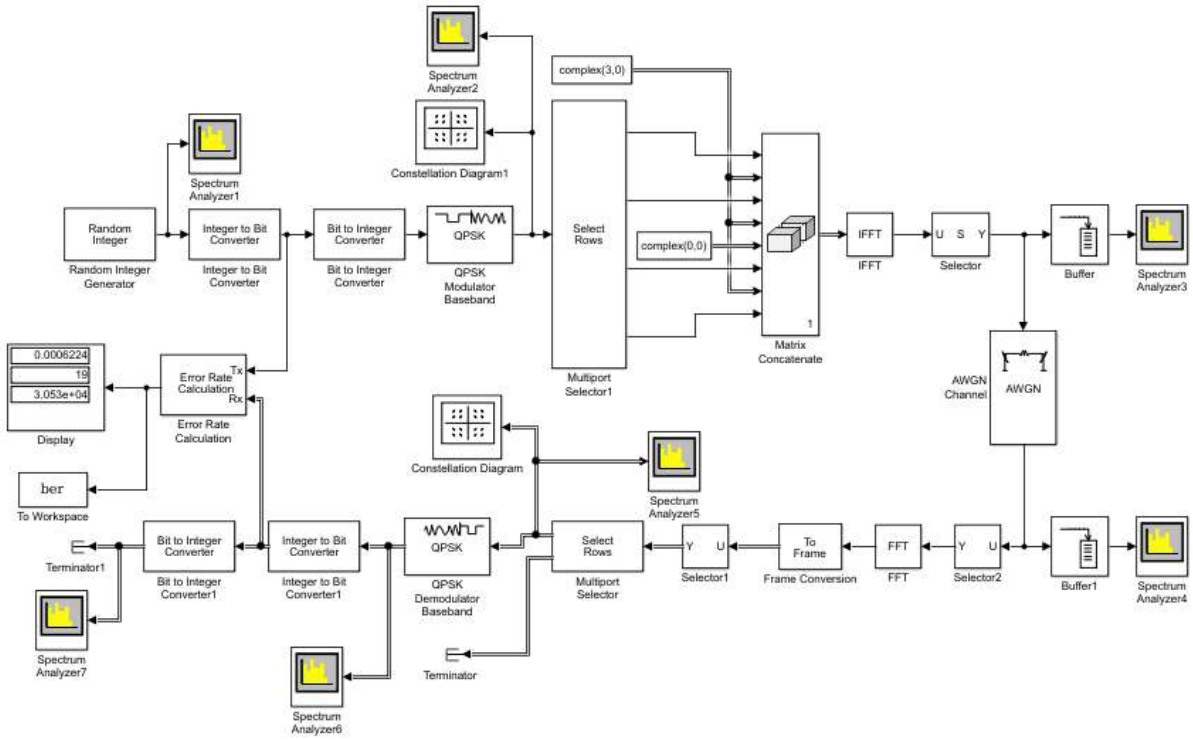


Figure III.2. La chaine de transmission sous Simulink.

III.3.1. La chaine d'émission (transmission) du système OFDM

La figure ci-dessous illustre un émetteur d'un système OFDM.

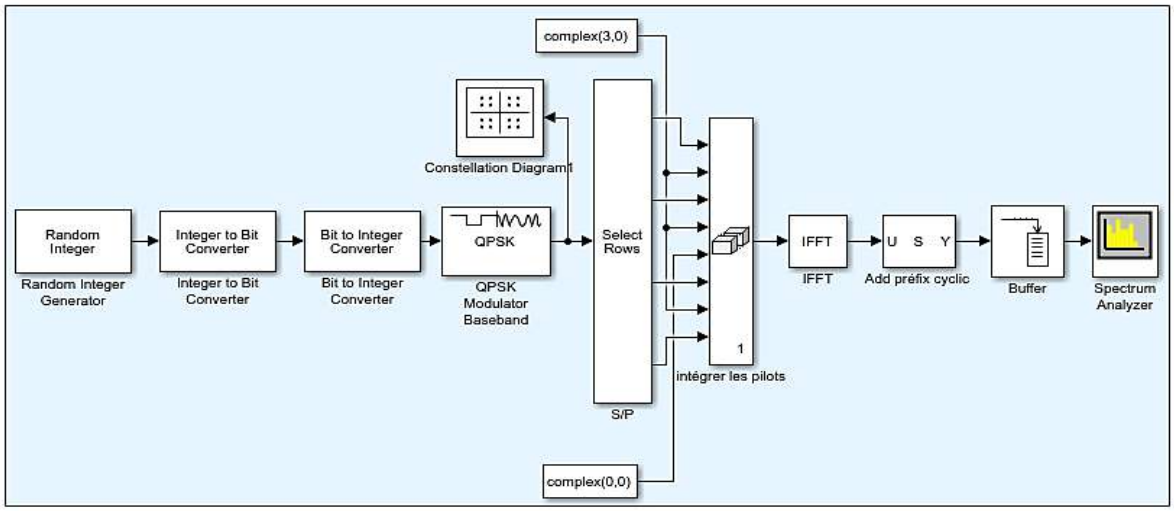


Figure III.3. La chaine d'émetteur d'un système OFDM sur simulink.

Dans la chaine d'émission, nous générons une série binaire représentant une voix, des données, une image ou encore une information analogique qui résulte d'une conversion

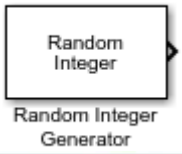
analogique numérique. Les données binaires sont ensuite distribuées sur les différentes sous porteuses, puis modulées à l'aide d'un modulateur. À la sortie de ce modulateur, l'information a une constellation bien spécifique. À chaque entrée, on applique par la suite une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour moduler les sous-porteuses. Puis, une conversion parallèle/série est effectuée, et nous ajoutons ensuite l'intervalle de garde sous forme de préfixe cyclique et l'ensemble sera prêt pour l'émission.

III.3.1.1. Configuration des différents blocs de La chaine d'émission

a. Random Integer Generator

Ce bloc génère un nombre aléatoire d'entiers avec les paramètres suivant :

- Une suite de données entières uniformément distribué dans l'intervalle [0,4].
- Une fréquence de 3MHz.
- 192 échantillons par trame.



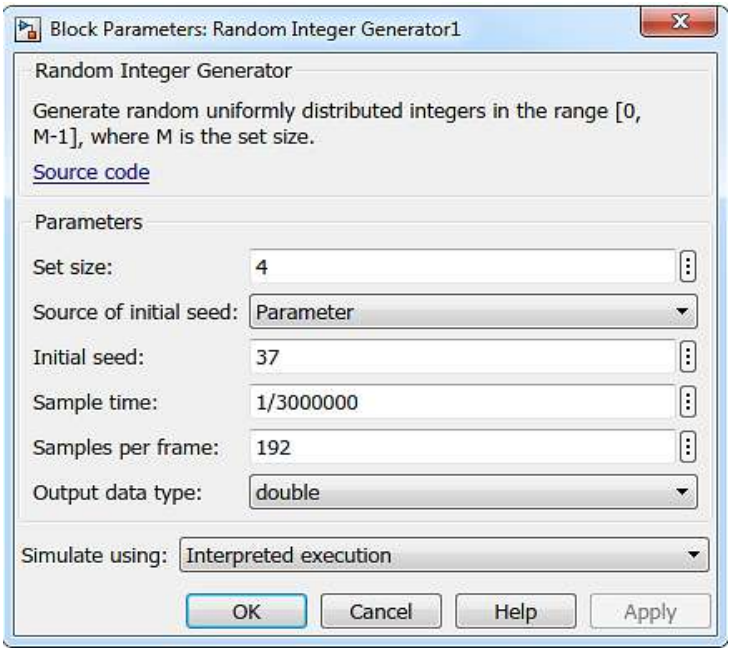
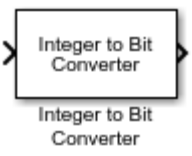


Figure III.4. Paramètres du bloc Random Integer Generator.

b. Integer to bit converter

Pour la conversion des entiers en des bits nous allons utiliser le bloc approprie, avec un seul paramètre à modifier qui est le nombre de bits pour chaque entier, dans notre cas nous avons choisi 2 bits.



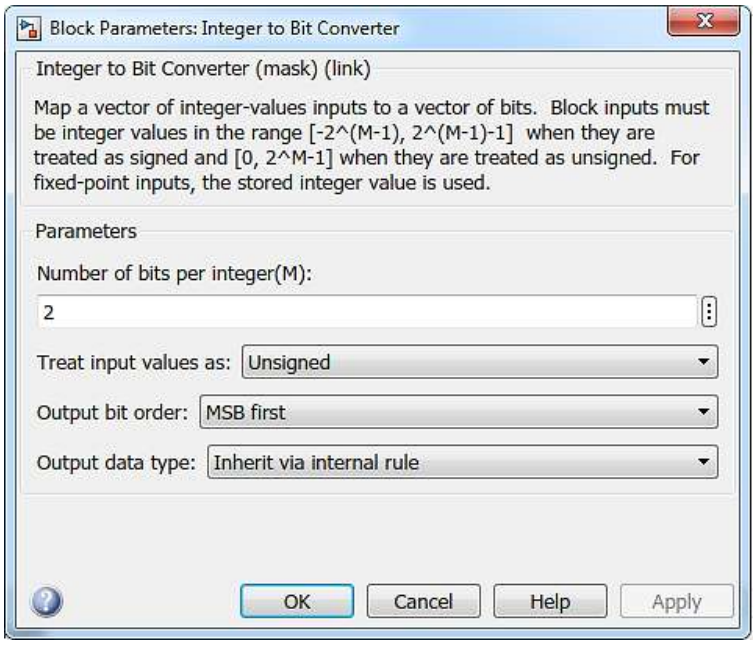
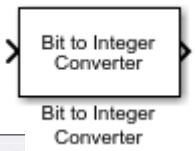


Figure III.5. Paramètres du bloc Integer to bit converter.

c. Bit to integer converter

Pour la conversion des bits en entiers, avec le même paramètre à modifier qui est le nombre de bits pour chaque entier et qui vaut 2 bits.



Bit to Integer Converter

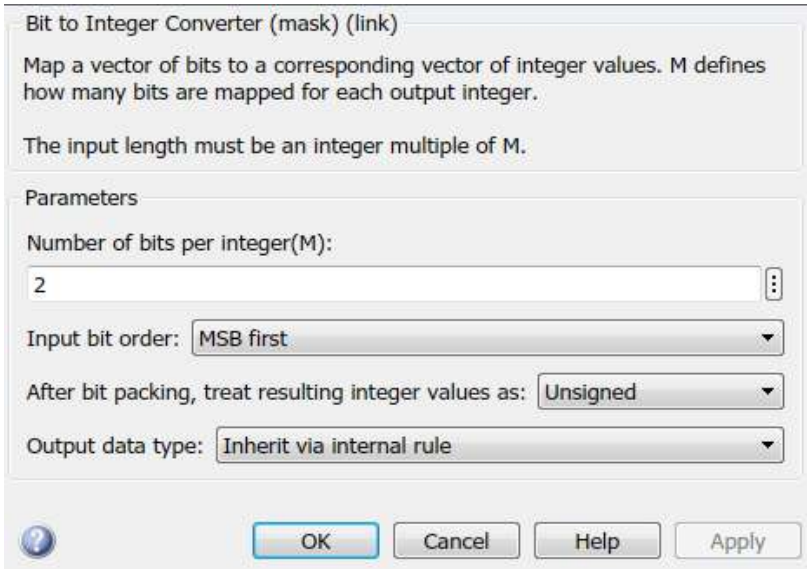


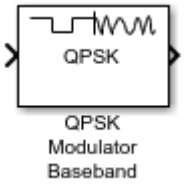
Figure III.6. Paramètres du bloc Bit to integer Converter.

On constate que l'entrée du premier bloc est égale à la sortie du deuxième alors à quoi bon ces deux blocs ?

- L'intérêt est d'extraire les bits de la source pour les comparer avec ceux du récepteur comme ça on peut calculer le taux d'erreur binaire.

d. Modulation QPSK

Le bloc Modulateur effectue la modulation numérique QPSK pour moduler le signal, la sortie est une représentation en bande de base du signal modulé. La source qu'on a utilisée est composée de 4 états possibles donc la modulation qu'on doit utiliser doit être elle aussi à 4 états en modifiant l'ordre de la constellation : GRAY au lieu de BINARY.



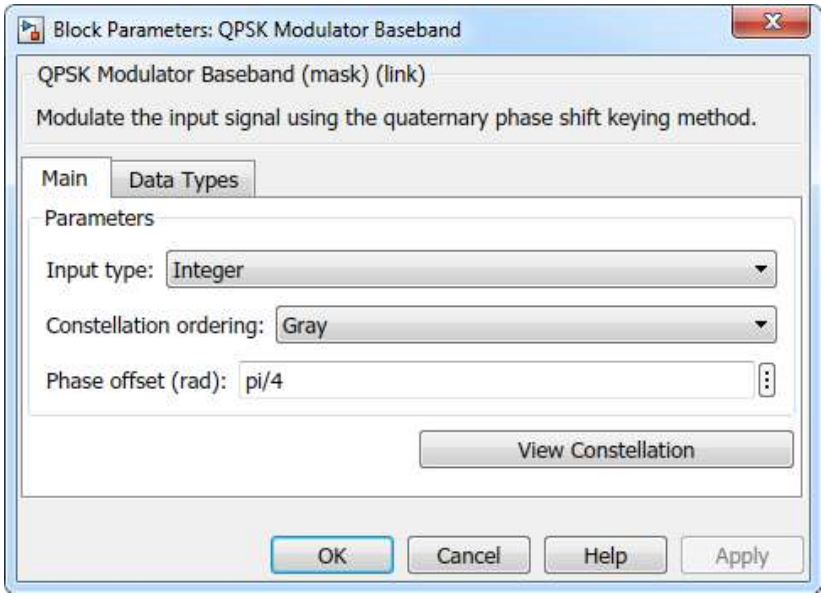


Figure III.7. Paramètres du bloc QPSK Modulator.

e. Insertion des sous-porteuses pilotes et DC

Les sous-porteuses disponibles dans une bande ne sont pas toutes attribuer aux datas des utilisateurs, il existe quelques-unes utilisées pour d'autres raisons telles que :

- DC Sub-carrier : La porteuse centrale, pour marquer le centre de la bande OFDM.
- Pilot Sub-Carriers : utilisées pour transporter des séquences PILOTE bien utiles pour connaitre le canal de propagation.

Le rôle du bloc suivant est d'intégrer ces différentes sous-porteuses :

- On va intégrer une DC Sub-Carrier au milieu de la trame et 3 Pilot Sub-Carriers.
- Select Rows : Pour découper les 192 symboles reçus à son entrée par 4, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.
- Entre les 4 ensembles on va intégrer nos Pilot Sub-Carriers et au milieu La porteuse centrale.

Et pour rassembler le tout on va utiliser le bloc Matrix Concaténation en changeant le nombre des inputs par 8.

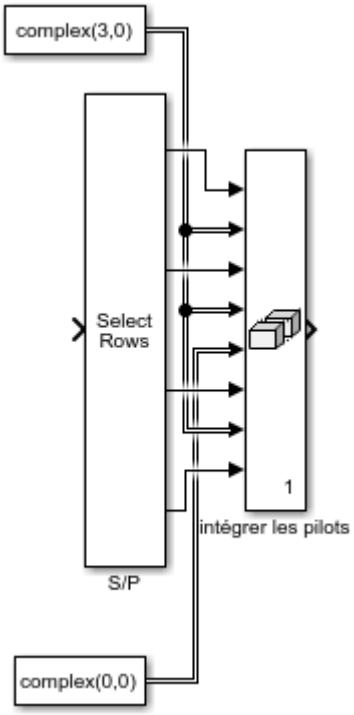


Figure III.8. Insert les pilots.

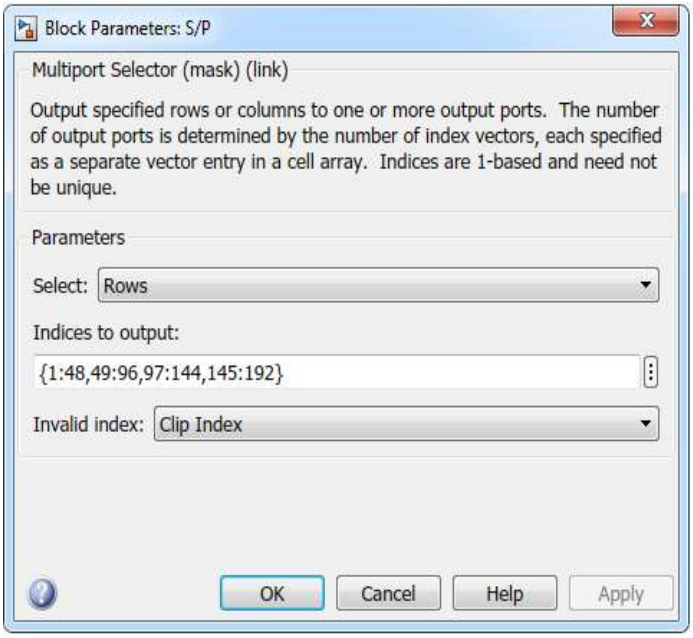
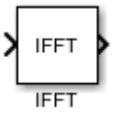


Figure III.9. Paramètres du bloc Multiport Selector.

f. IFFT

IFFT est des méthodes qui transforment les données de domaine fréquentiel Au domaine temporel, et fournit un moyen simple pour moduler des données sur N sous-porteuses orthogonales. La sortie IFFT est essentiellement le résumé de tous les sinusoïdes orthogonales N entrée à elle, Ainsi IFFT est le bloc le plus important dans la chaine de modulation OFDM, la taille de l'IFFT choisi est 256.



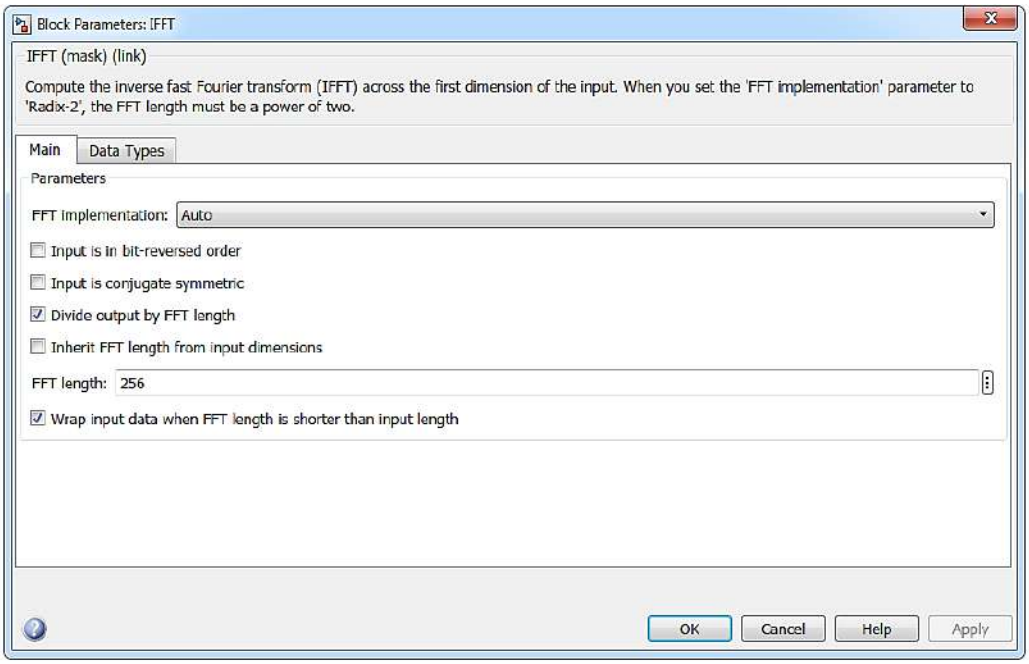
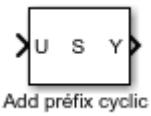


Figure III.10. Paramètres du bloc IFFT.

g. Adding Cyclic Prefix

Le préfixe cyclique utilisé dans « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » fournit un élément essentiel du signal global agissant comme une bande de garde entre chaque symbole OFDM.



- L'ajout de préfixe cyclique ajoute la robustesse du signal OFDM.
- Les données qui sont retransmises peuvent être utilisées si nécessaire.

Et L'intervalle de garde introduit par le préfixe cyclique permet les effets de l'interférence entre symboles soient réduites.

- Le « Cyclic préfix » qui peut présenter de l'interférence avec des symboles adjacents est enlevé et le symbole OFDM est remis.

Ceci est ajouté pour garantir la propriété d'orthogonalité sur la durée de la partie utile du signal.

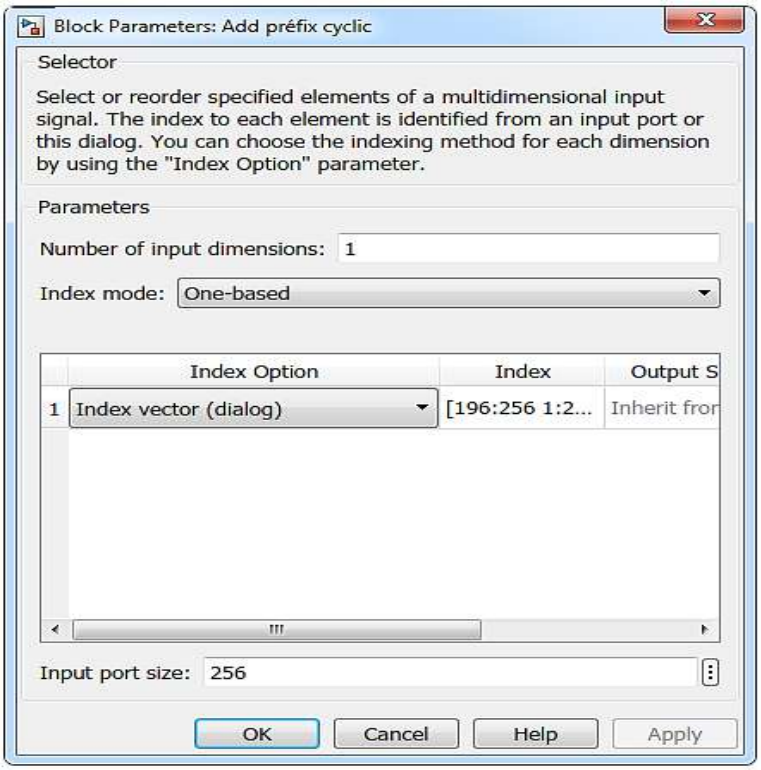
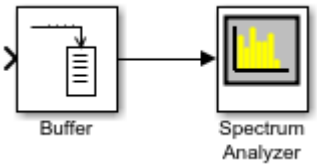


Figure III.11. Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix.

A ce niveau, on a généré un signal OFDM, l'étape suivante est l'envoi d'un signal dans un canal.

h. Visualisation de spectre

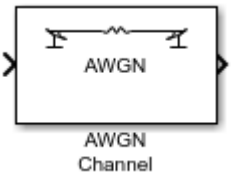
On peut visualiser le spectre à la sortie de l'émetteur ou bien à l'entrée du récepteur en utilisant « Spectrum Analyzer » en sélectionnant un ou plusieurs symboles de la trame à l'aide de « Buffer ».



III.3.2. Canal de Transmission

Dans notre travail nous utilisons le canal AWGN. La valeur du SNR peut être modifiée pour déterminer la limite pour laquelle on commence à avoir un taux d'erreur élevé.

Le bloc Channel AWGN ajoute du bruit blanc gaussien à un signal d'entrée réel ou complexe. Lorsque le signal d'entrée est réel, ce bloc ajoute du bruit gaussien réel et produit un véritable signal de sortie. Lorsque le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute bruit gaussien complexe et génère un signal de sortie complexe. Ce bloc accepte un scalaire à valeur, vecteur, ou signal d'entrée de la matrice avec un type de données simple ou double.



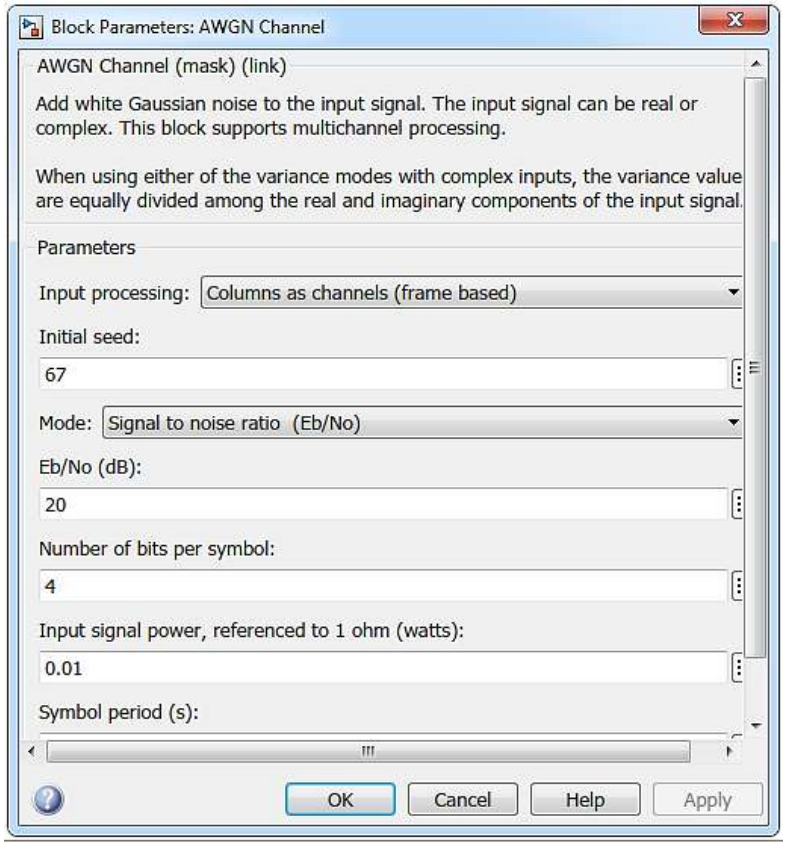


Figure III.12. Paramètres du bloc AWGN.

III.3.3. La chaine de réception du système OFDM

La figure ci-dessous illustre le récepteur du système OFDM.

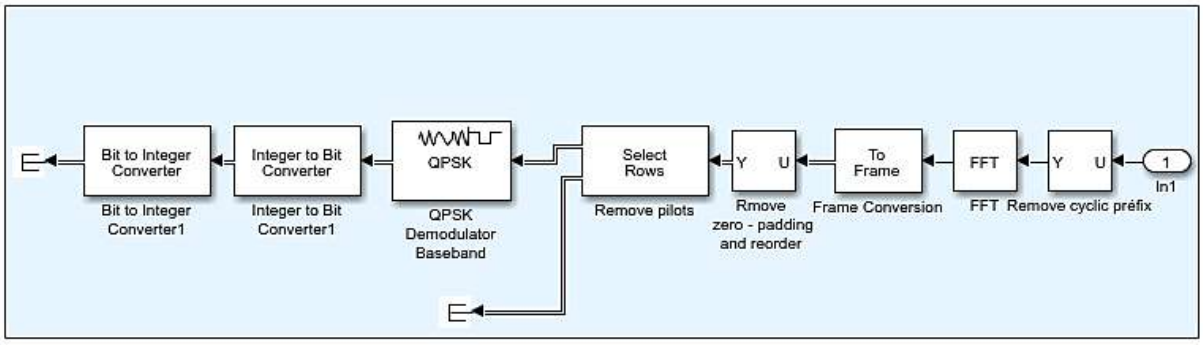
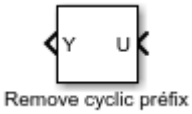


Figure III.13. Récepteur du système OFDM.

Le récepteur effectue l'opération inverse de l'émetteur, le signal OFDM est converti en signal numérique à l'aide de la grande vitesse convertisseur analogique-numérique. Transformée de Fourier rapide est prélevé pour analyser le signal dans le domaine fréquentiel. Les données sont par la suite démodulées. On obtient à la sortie de la chaine de réception un train d'informations dont la vraisemblance avec le signal original transmis dépend des perturbations introduites par le canal et les erreurs de traitement.

III.3.3.1. Configuration des différents blocs de La chaine de réception

a. Remove Cyclic Prefix



Ce bloc est ajouté pour enlever le préfixe qui a été introduit dans l'émission OFDM. Comme on peut le voir à partir de la boîte de dialogue ci-dessus, les échantillons de préfixe cyclique sont retirés de 62 à 317. Tous les paramètres de la boîte de dialogue sont similaires à celles de la boîte 'Ajouter préfixe cyclique'.

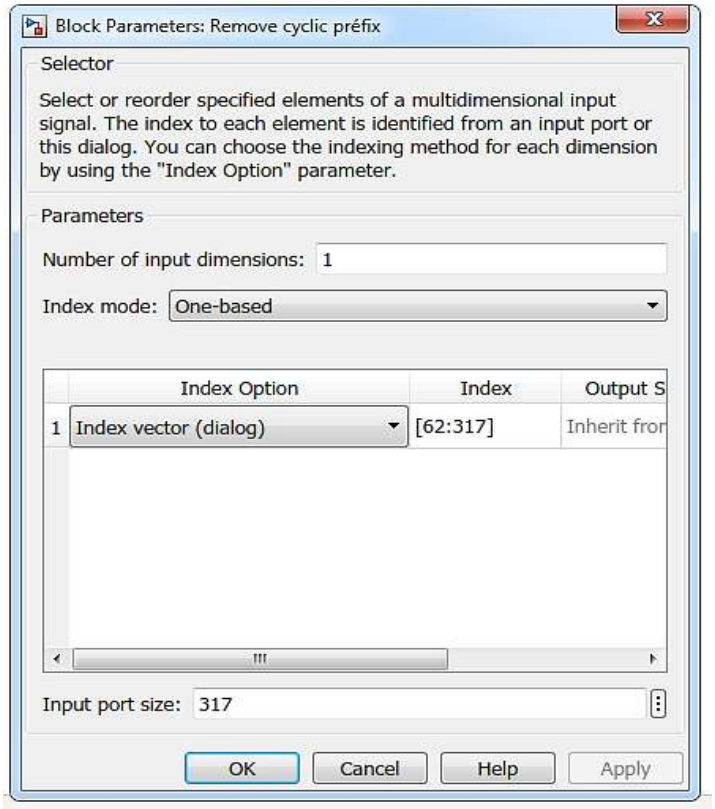
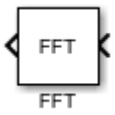


Figure III.14. Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix.

b. FFT



A la sortie du préfixe cyclique la taille du vecteur est 256, qui seront directement traiter par le bloc FFT. Au niveau du récepteur, un bloc FFT est utilisé pour traiter le signal reçu et l'amener dans le domaine fréquentiel. Idéalement, la sortie de la FFT sera symboles d'origine qui ont été envoyés à l'IFFT à l'émetteur.

Pour la taille de la FFT on a le choix entre 256 ou « Inherit FFT length from input dimensions ».

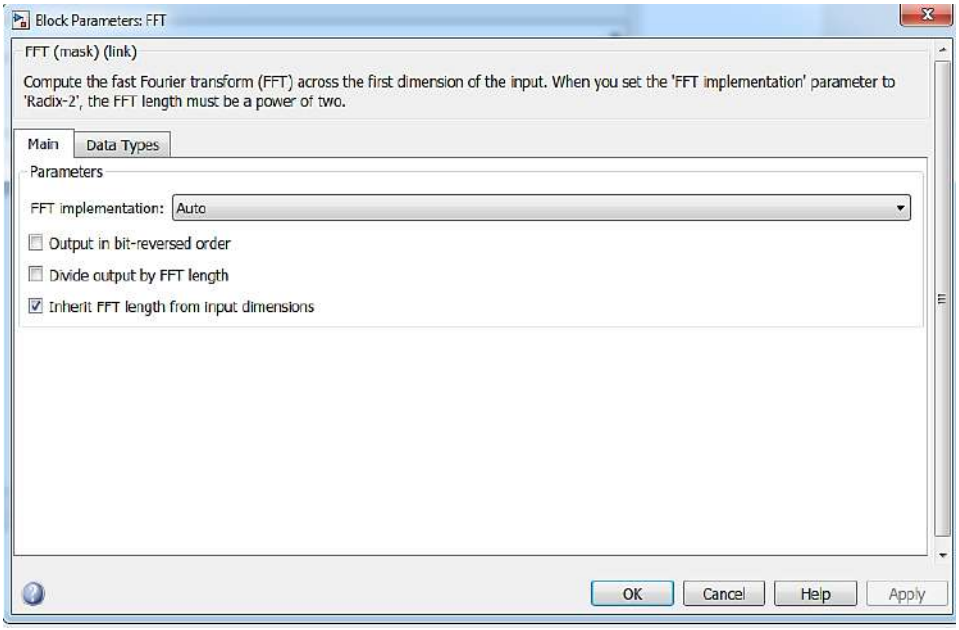
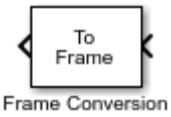


Figure III.15. Paramètres du bloc FFT.

c. Frame Conversion

Bloc pour passe l'entrée vers la sortie et regrouper les données en trame qui peut être soit basée sur l'image ou à base d'échantillons.



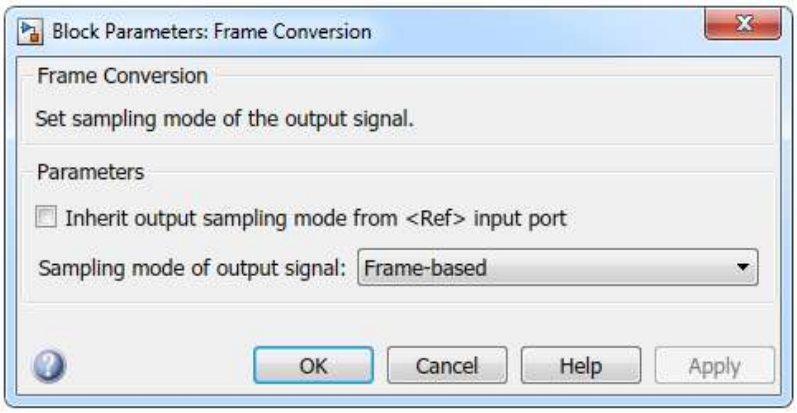
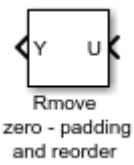


Figure III.16. Paramètres du bloc Frame Conversion.

d. Remove zero – pading

Pour éliminer les zéros de bourrage qui ont été introduits dans la transmission OFDM on a utilisé les paramètres suivants :



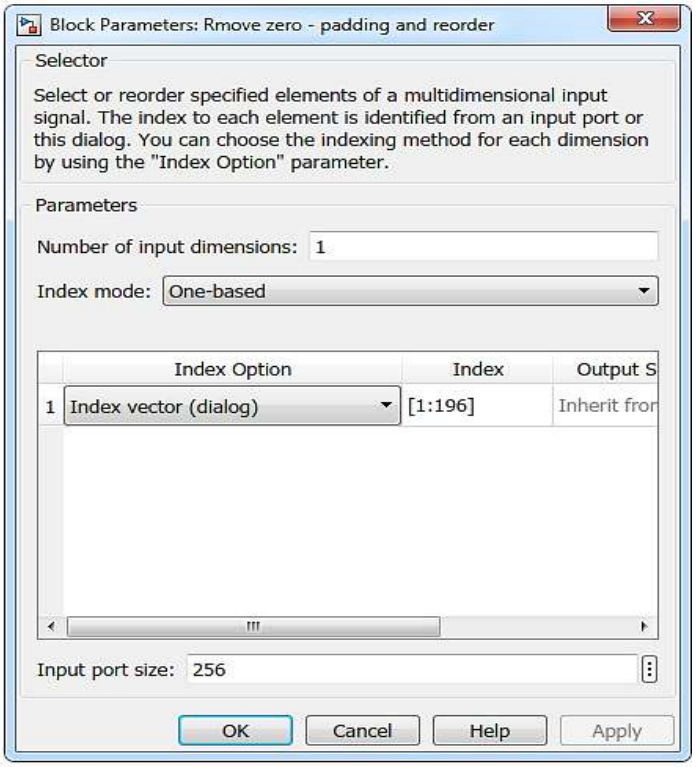
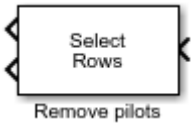


Figure III.17. Paramètres du bloc zéro-padding Select Rows.

e. Select Rows

Ce bloc a été utilisé ici pour éliminer la séquence pilote à partir de la matrice de données.



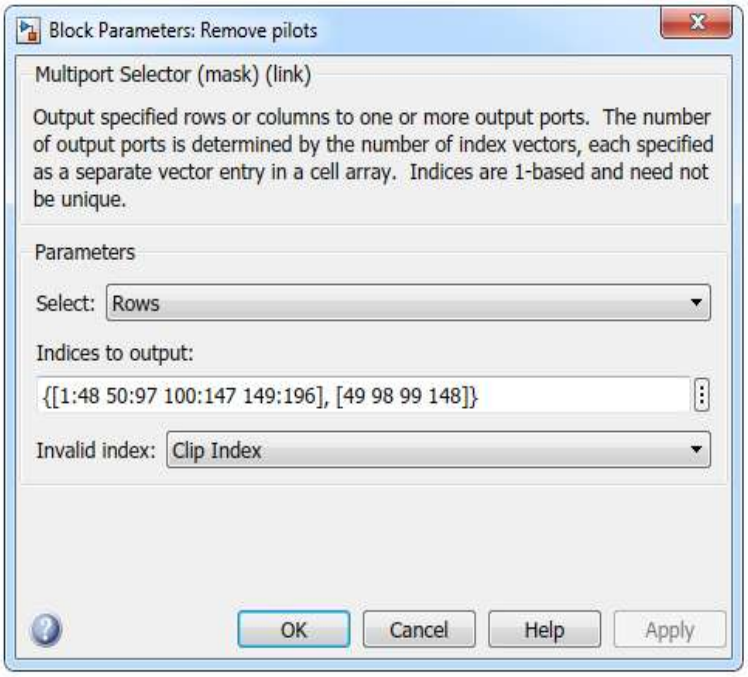
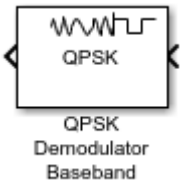


Figure III.18. Paramètres du bloc Remove Pilots.

f. QPSK Démodulateur Baseband

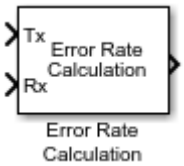
Le bloc démodulateur QPSK (ou QAM) transforme un signal qui a été modulé à l'entrée, est une représentation en bande de base du signal modulé. Ce bloc accepte un signal d'entrée comme un scalaire ou un vecteur colonne.



Pour les blocs restants, ils ont le même rôle et paramètres que ceux utilisés au niveau de la modulation.

g. Error Rate Calculation

Le bloc de calcul du taux d'erreur compare les données émises avec les données reçus par la chaine de transmission. Il calcule le taux d'erreur comme une statistique en cours d'exécution, en divisant le nombre total de couples inégaux des éléments de données par le nombre total d'éléments de données d'entrée d'une seule source.



Si les entrées sont des bits, alors le bloc calcule le taux d'erreur binaire. Si les entrées sont les symboles, il calcule le taux d'erreur de symbole.

h. Terminator

Le bloc de terminaison est utilisé pour fermer des blocs dont les ports de sortie ne sont pas connectés à d'autres blocs.



Dans la simulation et dans le but de faire une étude comparative, nous utilisons autres blocs de modulation et démodulation à savoir « Rectangular QAM Modulator and demodulator »

III.4. Résultats de la simulation OFDM avec modulation QPSK

La figure III.19 et la figure III.20 ci-dessous représente le spectre du signal d'entrée et de sortie en utilisant la modulation QPSK :

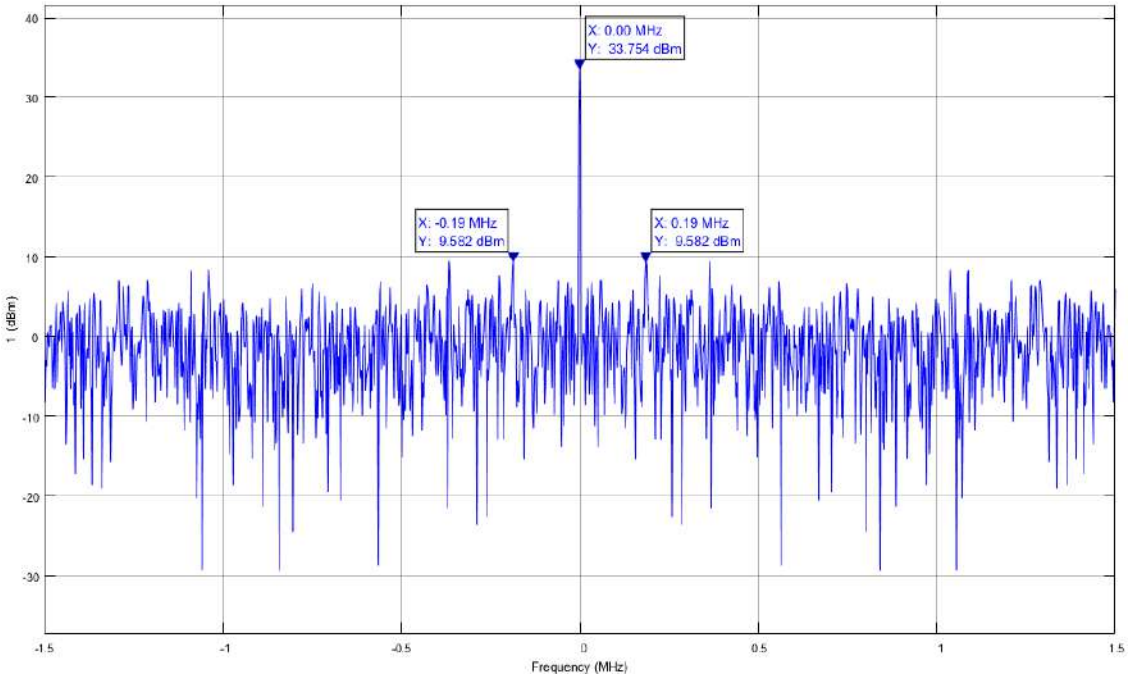


Figure III.19 : Représentation spectral de signal émis.

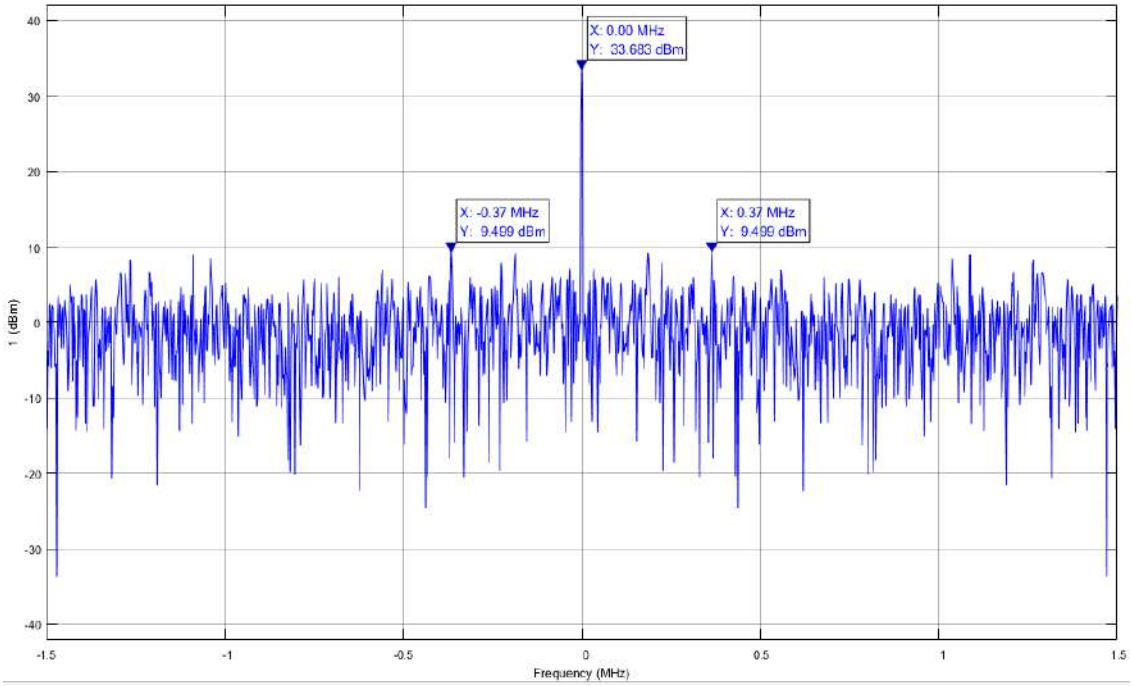


Figure III.20. Représentation spectrale du signal reçu (SNR = 10).

On note que le signal produit en sortie de l'émetteur est bien réel, et la figure III.20 représente le signal OFDM reçu ; c'est à dire le signal en sortie de l'émetteur filtré par le canal et bruité.

Le tableau suivant montre les coordonnes des pics du signal émis et le signal reçu :

Tableau III.1. Paramètres de chaque PIC du signal émis et reçu.

	PIC 1	PIC 2	PIC 3
Signal émis	X = -0.19 MHZ Y= 9.582 dBm	X =0.00 MHZ Y= 33.754 dBm	X = 0.19 MHZ Y= 9.582 dBm
Signal reçus	X = -0.37 MHZ Y= 9.499 dBm	X = 0.00 MHZ Y= 33.683 dBm	X = 0.37 MHZ Y= 9.499 dBm

Pour visualiser la différence entre le signal émis et reçus (observer les erreurs de transmission) on peut représenter les deux signaux en binaire :

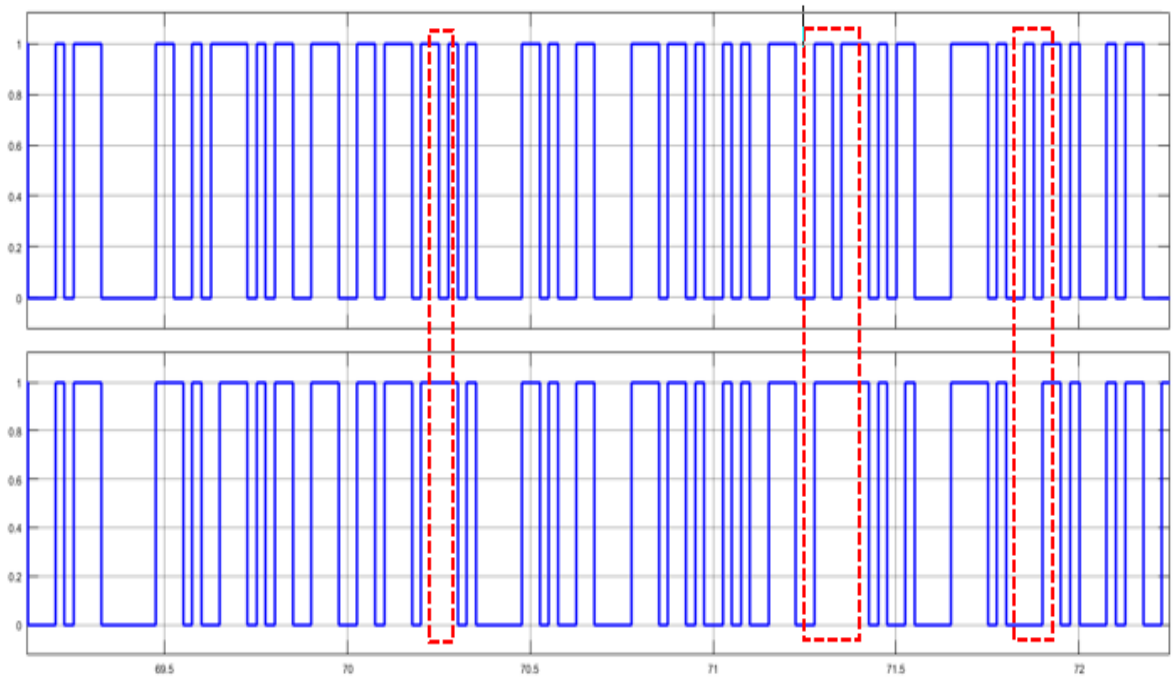


Figure III.21. Comparaison entre le signal binaire émis (en haut) et le signal binaire reçus (en bas).

III.4.1. Les spectres de signal après la modulation et la démodulation

a. Le spectre de signal après la modulation QPSK

La figure III.22 montre le spectre du signal modulé en QPSK.

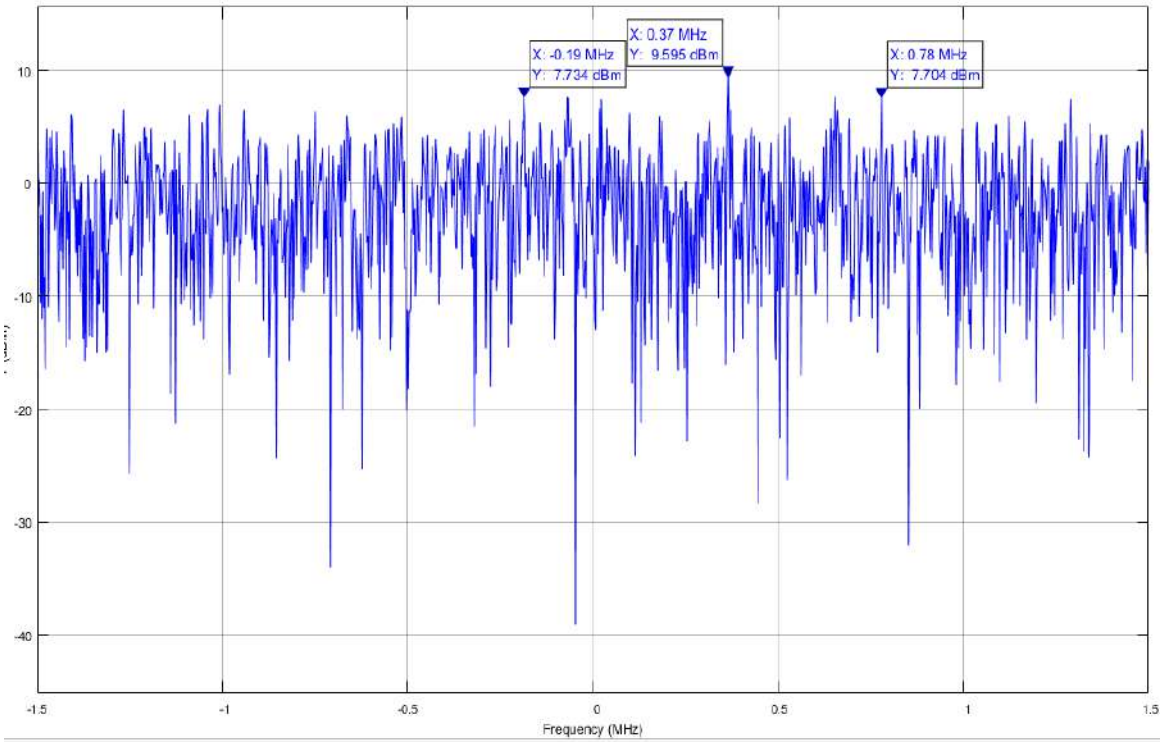


Figure III.22. Signal après la modulation QPSK.

b. Le spectre de signal après la démodulation QPSK

La figure III.23 montre le spectre du signal après la démodulation QPSK (SNR=10).

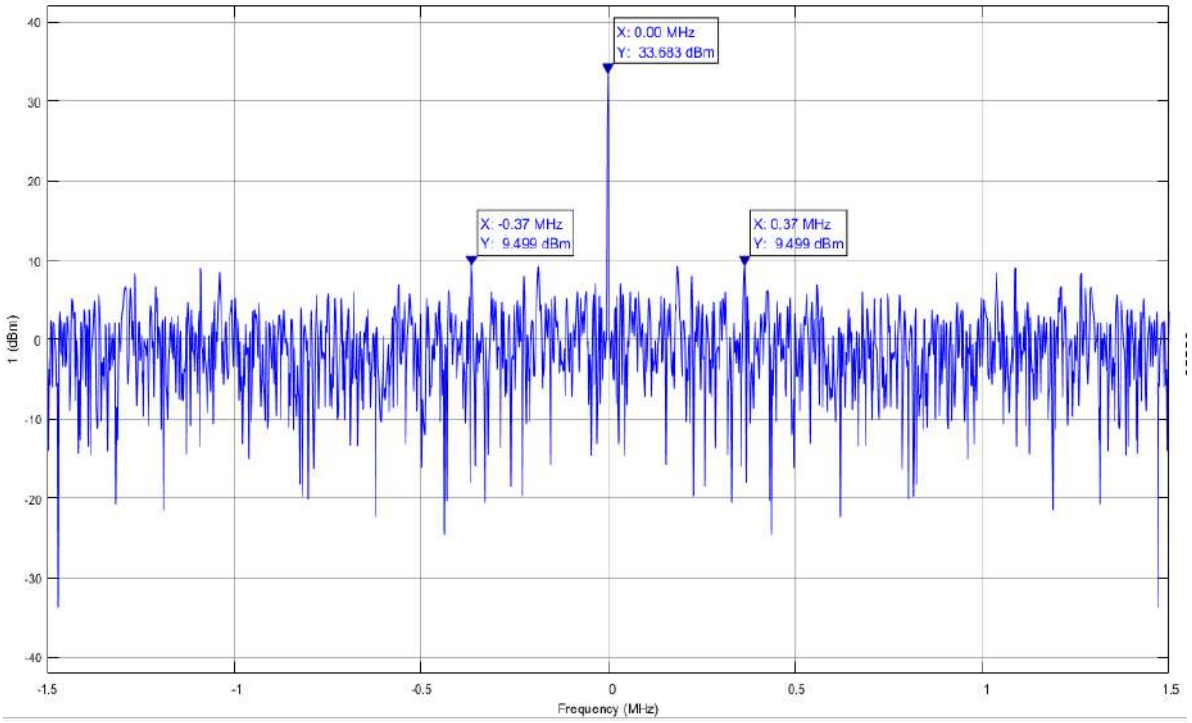


Figure III.23. Spectres de signal après démodulation QPSK.

c. Représentation du signal OFDM à l'entrée du canal (AWGN).

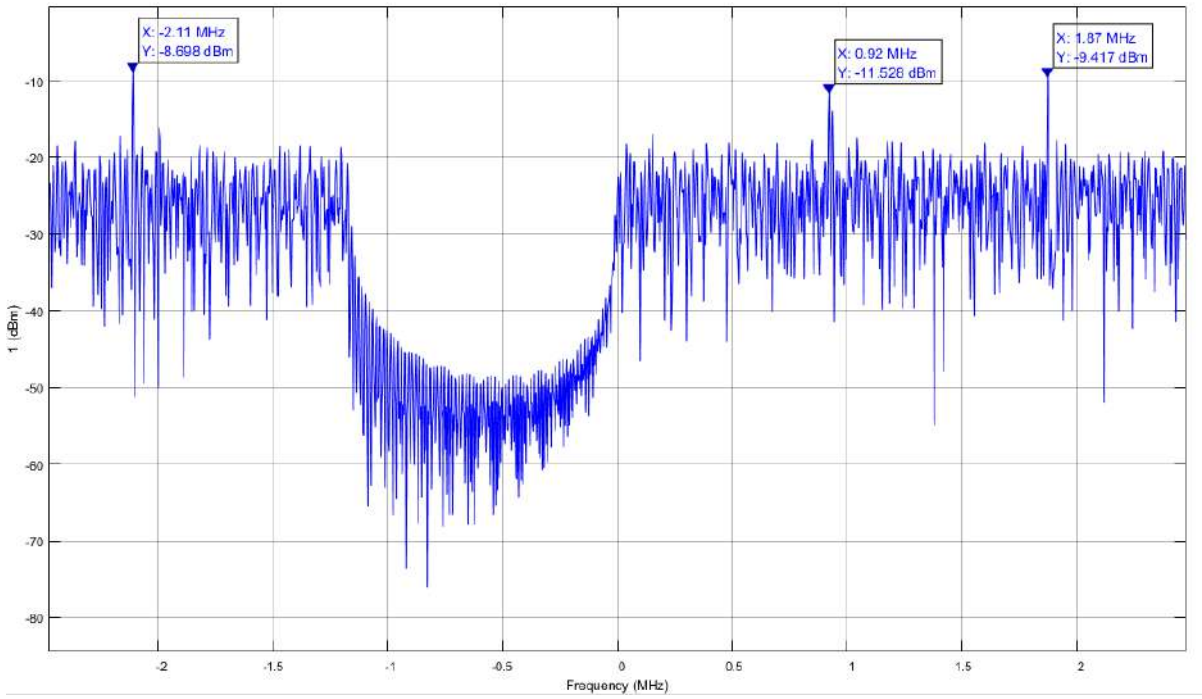


Figure III.24. Représentation spectrale du signal OFDM à l'entrée du canal (AWGN).

d. Représentation du signal OFDM à la sortie du canal (AWGN).

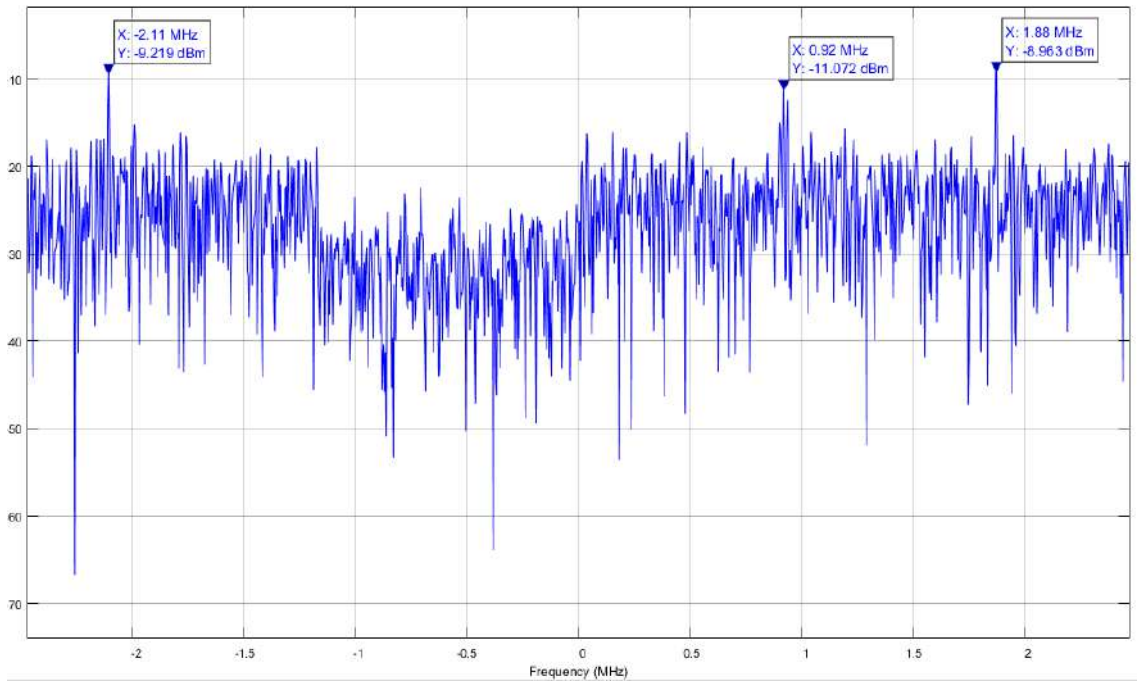


Figure III.25. Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal (AWGN).

A ce niveau on peut visualiser les sous-porteuses à l'entrée du canal :

- Chaque pic représente une sous-porteuse.

- Les 3 pics à grande amplitude représentent les sous-porteuses pilotes.
- Le pic à faible amplitude représente la sous-porteuse centrale.

Après la transmission du signal sur le canal AGWN nous remarquons à la sortie que le signal n'est pas dégradé par le bruit (point de vue coordonnées des pics).

III.5. Résultats de simulation pour les performances BER

Les résultats de la simulation montrent que plus le SNR (Eb / No) est élevé dans le système OFDM, plus le BER est bas, Comme le montrent les tableaux III.2, 3 et 4. Les figures III. 26, 27 et 28 ci-dessous représentent les résultats de simulation BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK, les Résultats de simulation 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM et résultats de simulation BPSK, QPSK et 16-QAM respectivement. Cependant, BPSK a de meilleures performances BER que QPSK et QPSK à de meilleures performances BER que 4-QAM sous le même taux de transmission.

III.5.1. La modulation BPSK, QPSK et M-PSK (avec M=8,16,32)

Le tableau ci-dessous représente les différentes valeurs de BER en fonction Eb/No.

Tableau III.2. BER vs Eb/No de (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK).

Eb/No	BER				
	BPSK	QPSK	8-PSK	16-PSK	32-PSK
0	0.1888	0.4283	0.4470	0.4608	0.4670
1	0.1809	0.4177	0.4407	0.4563	0.4654
2	0.1723	0.4052	0.4340	0.4541	0.4581
3	0.1661	0.3906	0.4265	0.4489	0.4563
4	0.1565	0.3763	0.4189	0.4408	0.4514
5	0.1463	0.3598	0.4057	0.4316	0.4489
6	0.1343	0.3434	0.3927	0.4204	0.4408
7	0.1223	0.3247	0.3802	0.4125	0.4331
8	0.1088	0.3010	0.3612	0.4036	0.4258
9	0.0942	0.2822	0.3407	0.3899	0.4120
10	0.0817	0.2578	0.3197	0.3729	0.4015
11	0.0679	0.2309	0.2972	0.3571	0.3864
12	0.0544	0.2002	0.2760	0.3364	0.3736
13	0.0434	0.1739	0.2520	0.3173	0.3591
14	0.0328	0.1414	0.2274	0.2936	0.3420
15	0.0216	0.1187	0.2057	0.2748	0.3234
16	0.0151	0.0924	0.1753	0.2471	0.3044
17	0.0091	0.0690	0.1524	0.2233	0.2838
18	0.0046	0.0445	0.1291	0.2002	0.2681

19	0.0020	0.0307	0.1001	0.1786	0.2508
20	0.0010	0.0177	0.0814	0.1569	0.2345
21	2.60E-4	0.0083	0.0649	0.1421	0.2137
22	0.0	0.0028	0.0468	0.1222	0.1936
23	0.0	5.20E-4	0.0317	0.1027	0.1763
24	0.0	0.0	0.0236	0.0872	0.1573
25	0.0	0.0	0.0147	0.0697	0.1401
26	0.0	0.0	0.0081	0.0588	0.1232
27	0.0	0.0	0.0038	0.0446	0.1088
28	0.0	0.0	0.0013	0.0317	0.0954
29	0.0	0.0	1.73E-4	0.0226	0.0818
30	0.0	0.0	1.73E-4	0.0160	0.0687

A partir du tableau III.2, On note que la modulation BPSK est le meilleur de BER par rapport aux autres, et la figure III.26 clarifier bien la comparaison entre les différentes modulations utilisées.

Pour tracer le BER on utilise la fonction BERTool de matlab. Le BERTool gère le modèle Simulink plusieurs fois et collecte les données dans le but de faire une représentation graphique. De plus, la simulation est évaluée en mode frame car elle s'exécute souvent plus rapidement qu'en mode Sample. Nous avons utilisé les critères suivants pour obtenir les données BER avec la diversité de fréquence.

- Eb / No de l'intervalle [0:40] dB
- Nombre d'erreurs 100.
- Nombre maximum de bits traités 10^8.

La figure III.26 représente une comparaison des performances des modulations BPSK, QPSK, 8/16/32-PSK sans codage et cela en faisant varier le Eb/No avec un pas de 1 dB.

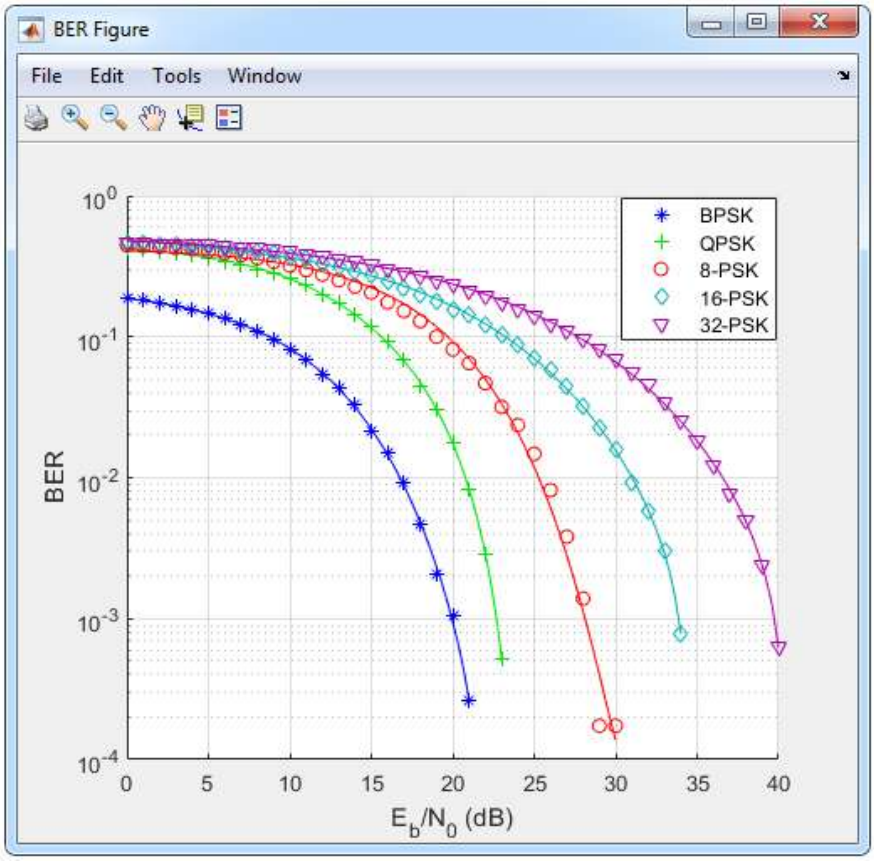


Figure III.26. BER de (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK).

En analysant les courbes pour les différentes modulations sans codage comme décrit dans la figure III.26, on remarque la convergence de toutes les modulations vers un BER nul.
Ces courbes montrent que la robustesse de la liaison diminue plus l'ordre de la modulation augmente. Il est remarquable aussi que la modulation BPSK donne une meilleure performance point de vue BER par rapport au QPSK, 8-PSK, 16-PSK et 32-PSK.

III.5.2. La modulation 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM

Le tableau ci-dessous représente les différentes valeurs de BER pour les types de modulation (M-QAM, avec M=4, 8, 16 et 32) en fonction de Eb/No :

Tableau III.3. BER vs Eb/No (dB) de (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM).

Eb/No	BER			
	4-QAM	8-QAM	16-QAM	32-QAM
0	0.4940	0.4829	0.4798	0.4813
1	0.4932	0.4822	0.4783	0.4775
2	0.4895	0.4810	0.4772	0.4719
3	0.4869	0.4798	0.4748	0.4685

4	0.4835	0.4777	0.4740	0.4696
5	0.4802	0.4748	0.4730	0.4646
6	0.4755	0.4720	0.4731	0.4617
7	0.4703	0.4715	0.4713	0.4589
8	0.4638	0.4678	0.4692	0.4571
9	0.4575	0.4637	0.4665	0.4520
10	0.4513	0.4640	0.4674	0.4514
11	0.4445	0.4611	0.4679	0.4442
12	0.4343	0.4569	0.4669	0.4368
13	0.4244	0.4534	0.4652	0.4327
14	0.4171	0.4503	0.4634	0.4290
15	0.4036	0.4399	0.4558	0.4231
16	0.3906	0.4289	0.4483	0.4173
17	0.3770	0.4204	0.4419	0.4113
18	0.3606	0.4086	0.4330	0.4035
19	0.3445	0.3984	0.4255	0.3966
20	0.3257	0.3864	0.4166	0.3897
21	0.3062	0.3722	0.4054	0.3835
22	0.2812	0.3581	0.3953	0.3756
23	0.2606	0.3430	0.3833	0.3686
24	0.2341	0.3244	0.3690	0.3620
25	0.2054	0.3027	0.3526	0.3535
26	0.1739	0.2822	0.3382	0.3467
27	0.1434	0.2621	0.3231	0.3391
28	0.1192	0.2465	0.3114	0.3322
29	0.0947	0.2282	0.2966	0.3235
30	0.0700	0.2116	0.2835	0.3175

A partir les résultats qui nous avons obtenu sur le tableau III.3 On peut dire que la modulation 4-QAM donne une meilleure performance par rapport aux autres modulations.

Après la simulation on obtient la figure suivante qui montre le rapport signal a bruit par bit en fonction du taux d'erreurs binaire pour les ordres des modulations divers (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM) dans le rapport signal sur bruit de 0-40 dB.

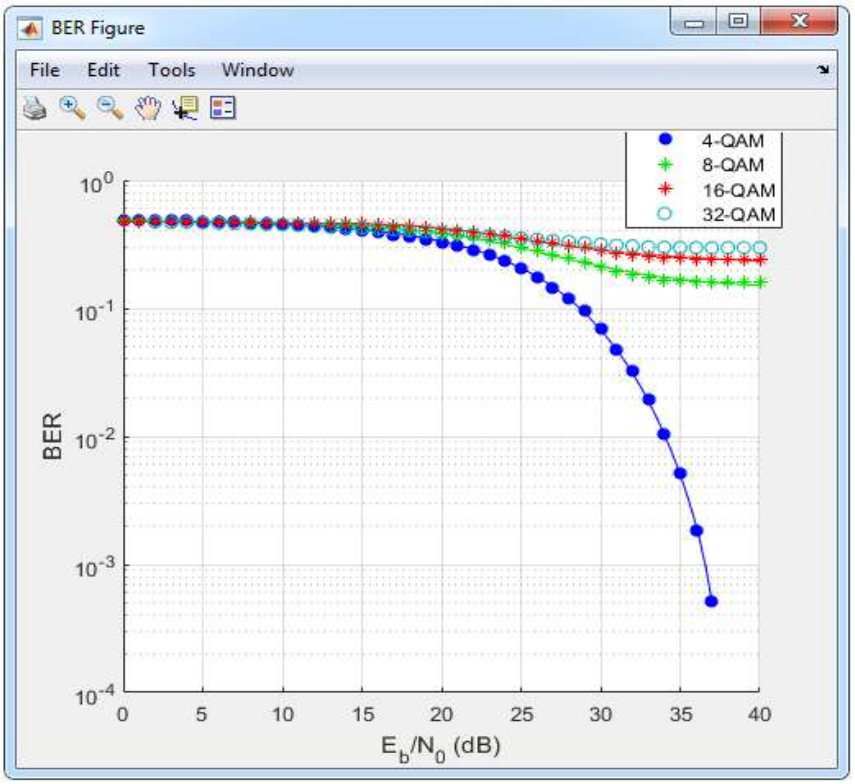


Figure III.27. Comparaison de BER entre les quatre modulations (4-QAM, 8-QAM, 16-QAM et 32-QAM).

III.5.3. Comparaison entre BPSK, QPSK et 4-QAM

Le tableau III.4 et la figure III.28 représentent la comparaison entre les trois modulations BPSK, QPSK et 4-QAM :

Tableau III.4. Comparaison entre BPSK, QPSK et 4-QAM.

Eb/No	BER		
	BPSK	QPSK	4-QAM
0	0.1888	0.4283	0.4940
1	0.1809	0.4177	0.4932
2	0.1723	0.4052	0.4895
3	0.1661	0.3906	0.4869
4	0.1565	0.3763	0.4835
5	0.1463	0.3598	0.4802
6	0.1343	0.3434	0.4755
7	0.1223	0.3247	0.4703
8	0.1088	0.3010	0.4638
9	0.0942	0.2822	0.4575
10	0.0817	0.2578	0.4513
11	0.0679	0.2309	0.4445

12	0.0544	0.2002	0.4343
13	0.0434	0.1739	0.4244
14	0.0328	0.1414	0.4171
15	0.0216	0.1187	0.4036
16	0.0151	0.0924	0.3906
17	0.0091	0.0690	0.3770
18	0.0046	0.0445	0.3606
19	0.0020	0.0307	0.3445
20	0.0010	0.0177	0.3257
21	2.60E-4	0.0083	0.3062
22	0.0	0.0028	0.2812
23	0.0	5.20E-4	0.2606
24	0.0	0.0	0.2341
25	0.0	0.0	0.2054
26	0.0	0.0	0.1739
27	0.0	0.0	0.1434
28	0.0	0.0	0.1192
29	0.0	0.0	0.0947
30	0.0	0.0	0.0700

Le trace de BER nous donne la figure suivante :

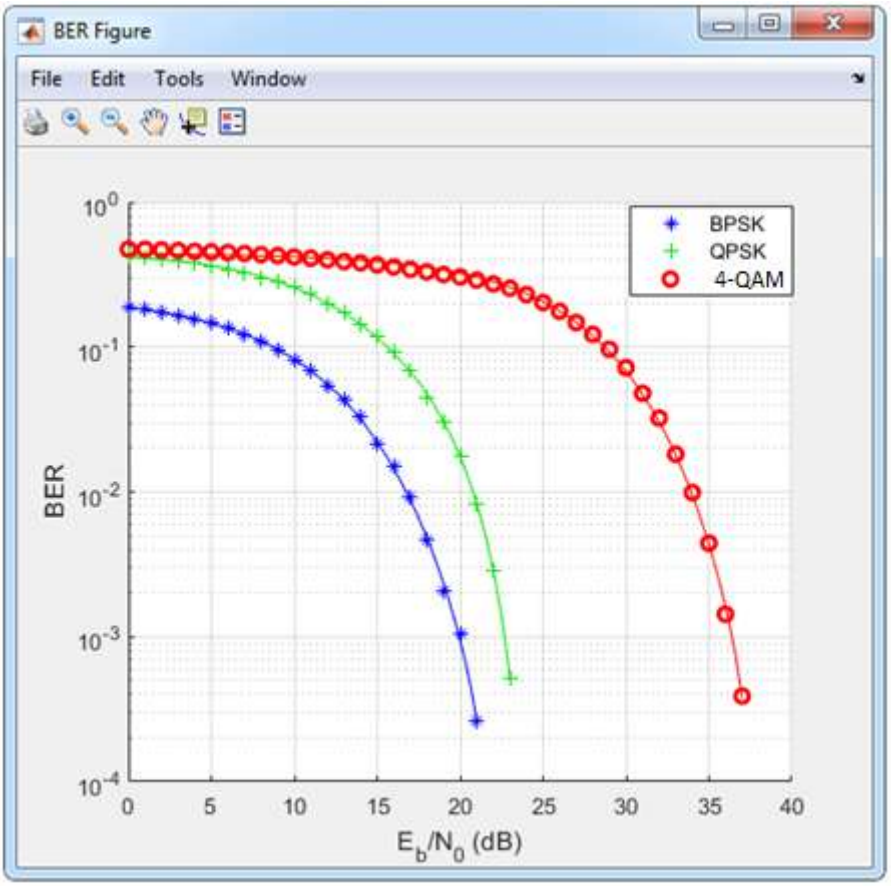


Figure III.28. Comparaison entre BPSK et QPSK et 4-QAM.

Nous pouvons dire que la liaison OFDM utilisant la modulation BPSK nous donne des meilleures performances de liaison point de vue BER, par rapport aux modulations QPSK et 4-QAM ; et la liaison OFDM utilisant la modulation QPSK nous donne des meilleures performances de liaison point de vue BER, par rapport au modulation 4-QAM.

III.5.4. Diagrammes de constellations

Un diagramme de constellation est la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ou la modulation par sauts de phase (PSK). La représentation se situe dans un diagramme bidimensionnel dont les axes délimitent le plan complexe aux instants d'échantillonnage des symboles. Les points dans le plan complexe sont les images des symboles présents à cet instant donné résultant de la modulation. Les diagrammes de constellation peuvent être utilisés pour identifier le type des interférences ou de la distorsion dans un signal.

À la réception le démodulateur examine les symboles reçus. Ces symboles peuvent avoir été perturbés par le canal ou le récepteur lui-même (bruit blanc gaussien additif, distorsion, bruit de phase, interférences). Il estime alors le point le plus proche (au sens de Distance euclidienne) du diagramme de constellation qui correspond au symbole reçu. Une erreur de symbole apparaitra si les perturbations font qu'il se rapproche d'un autre point du diagramme.

a. Constellation de BPSK

- **Pour Eb/N0 = 10 dB**

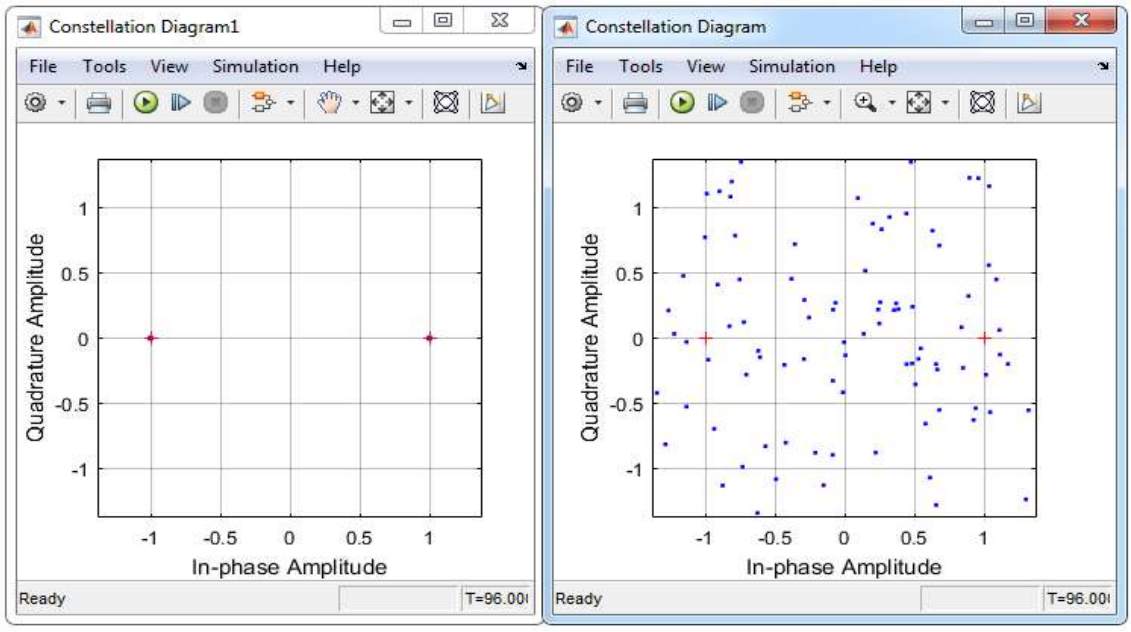


Figure III.29. Constellation de BPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB.

❖ **Pour Eb/N0 = 30dB**

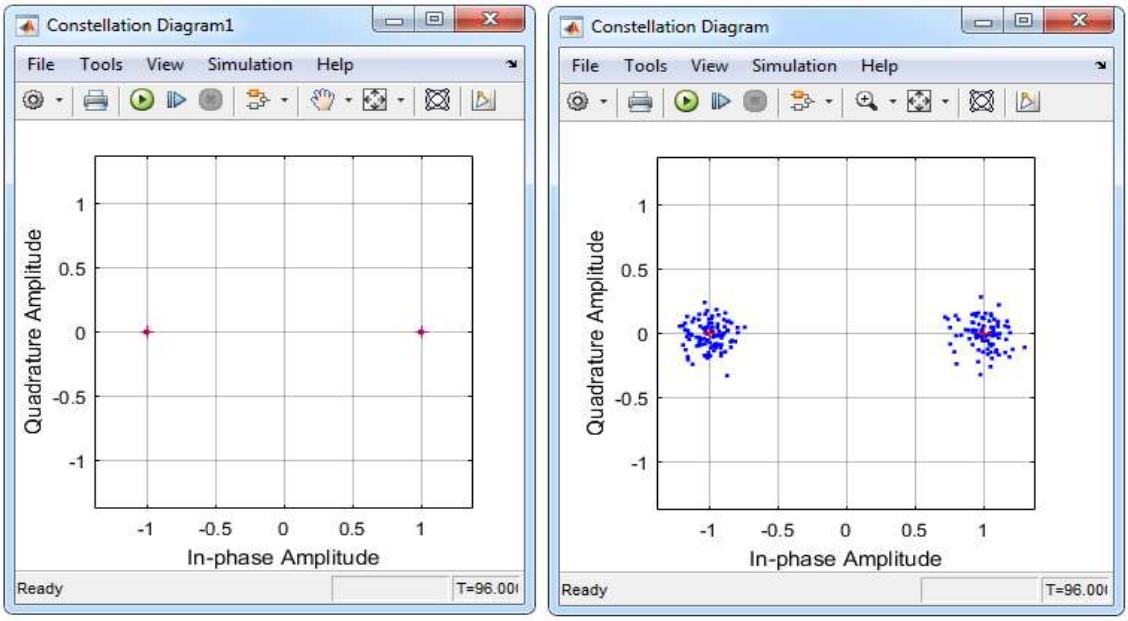


Figure III.30. Constellation de BPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB.

b. Constellation de QPSK

❖ **Pour Eb/N0 = 10 dB**

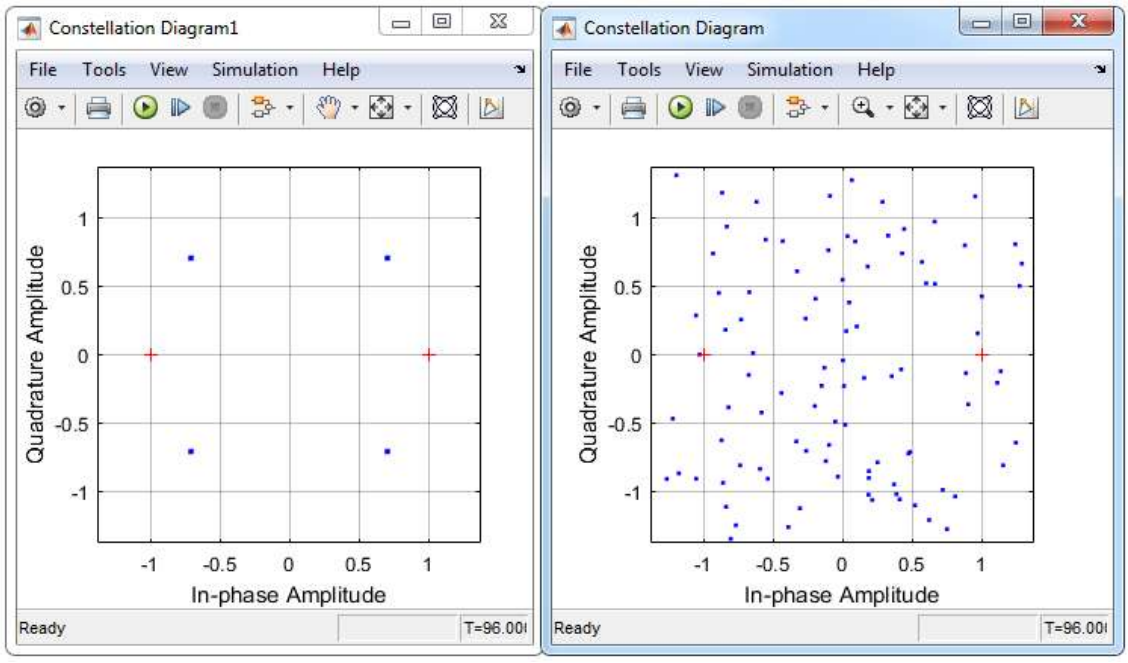


Figure III.31. Constellation de QPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB.

❖ **Pour Eb/N0 = 30 dB**

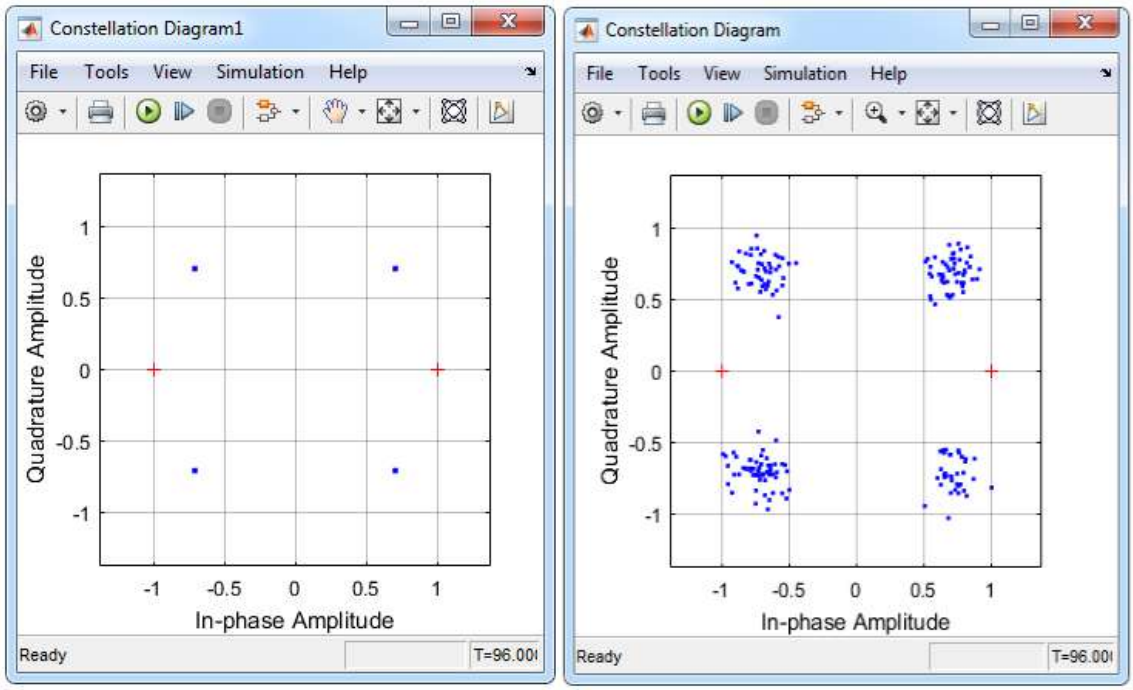


Figure III.32. Constellation de QPSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB.

c. Constellation de 8-PSK

❖ **Pour Eb/N0 = 10 dB**

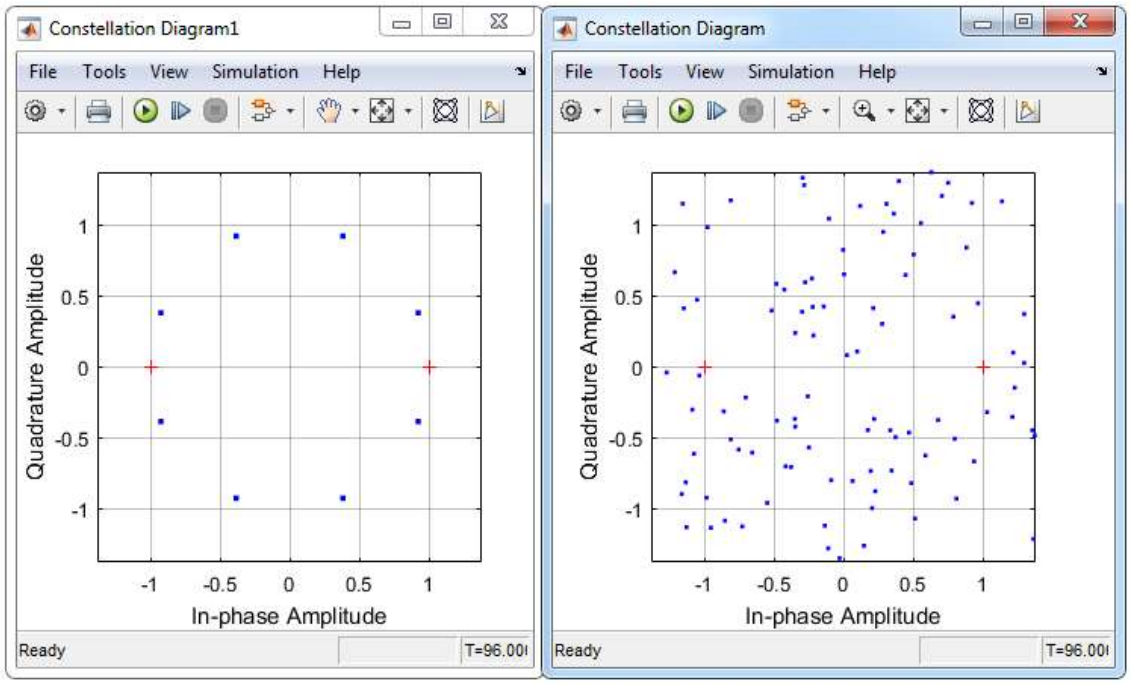


Figure III.33. Constellation de 8-PSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB.

❖ **Pour Eb/N0 = 30 dB**

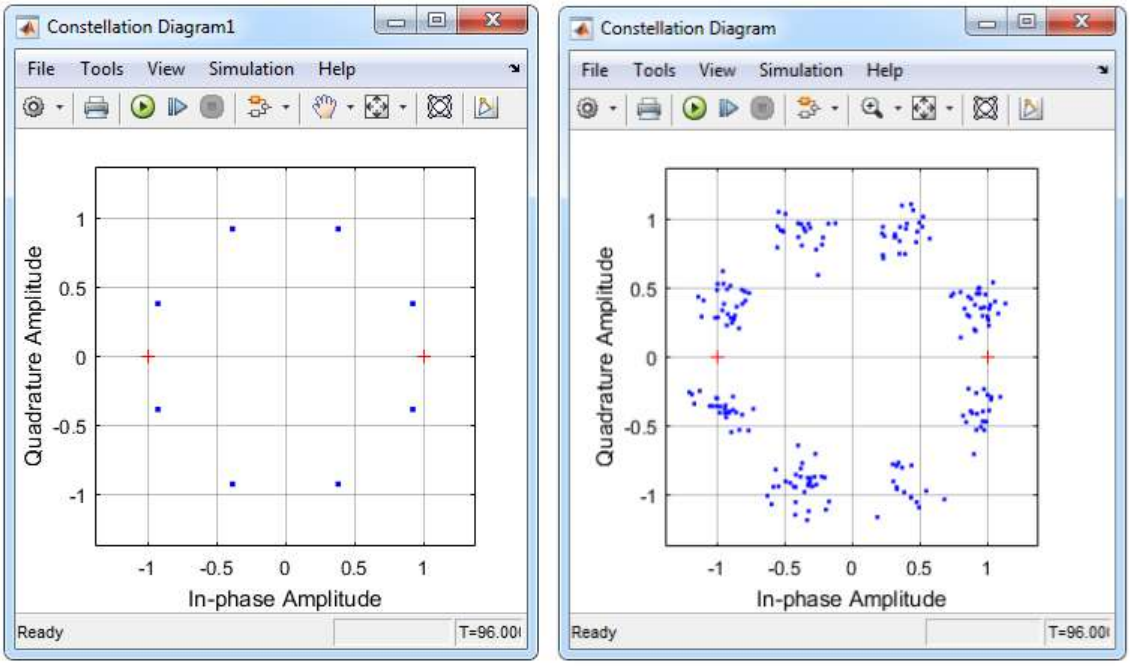


Figure III.34. Constellation de 8-PSK (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB.

d. Constellation de 8-QAM

❖ **Pour Eb/N0 = 10 dB**

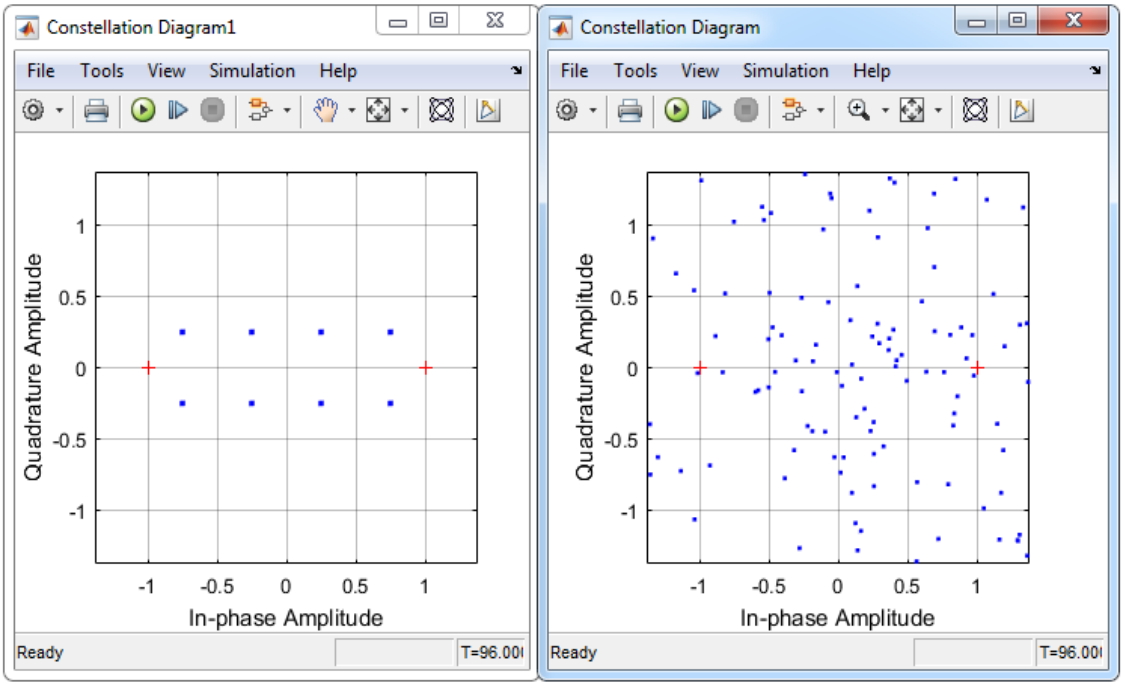


Figure III.35. Constellation de 8-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB.

❖ **Pour Eb/N0 = 30 dB**

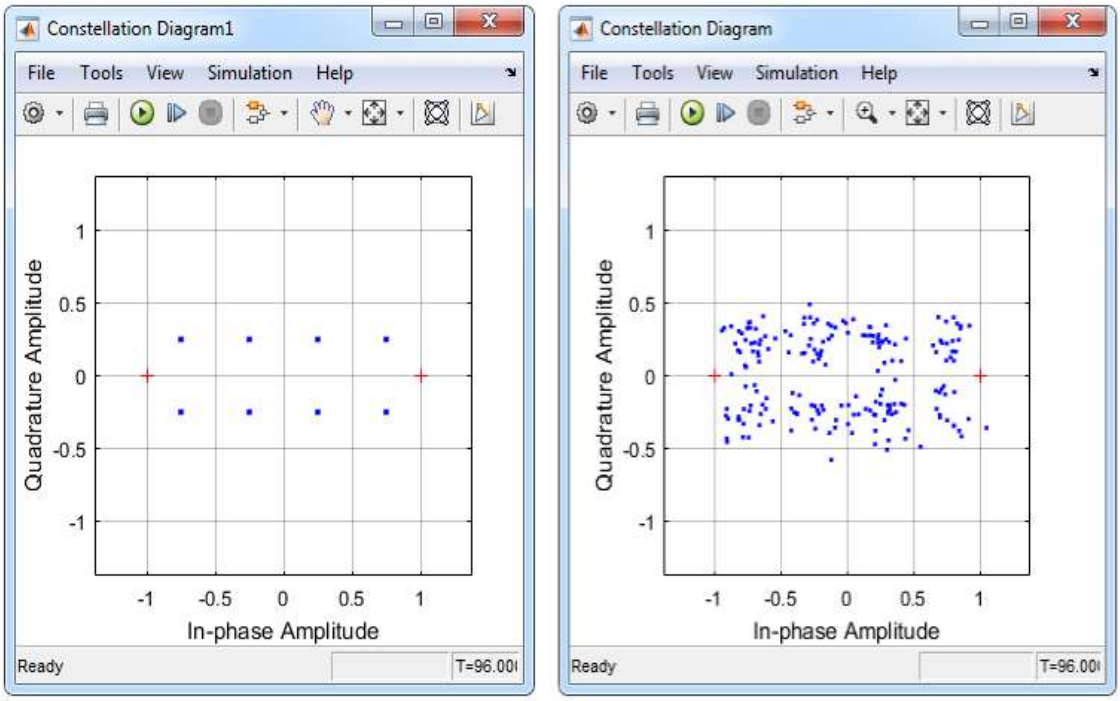


Figure III.36. Constellation de 8-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB.

e. Constellation de 16-QAM

❖ **Pour Eb/N0 = 10 dB**

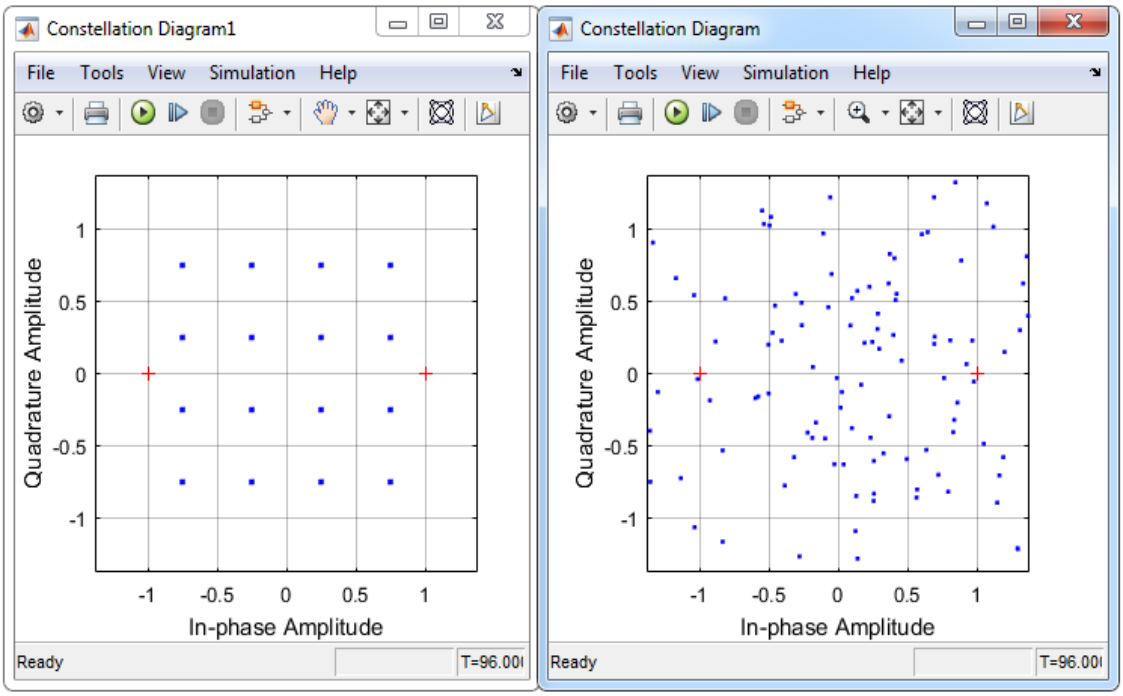


Figure III.37. Constellation de 16-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 10 dB.

❖ **Pour Eb/N0 = 30 dB**

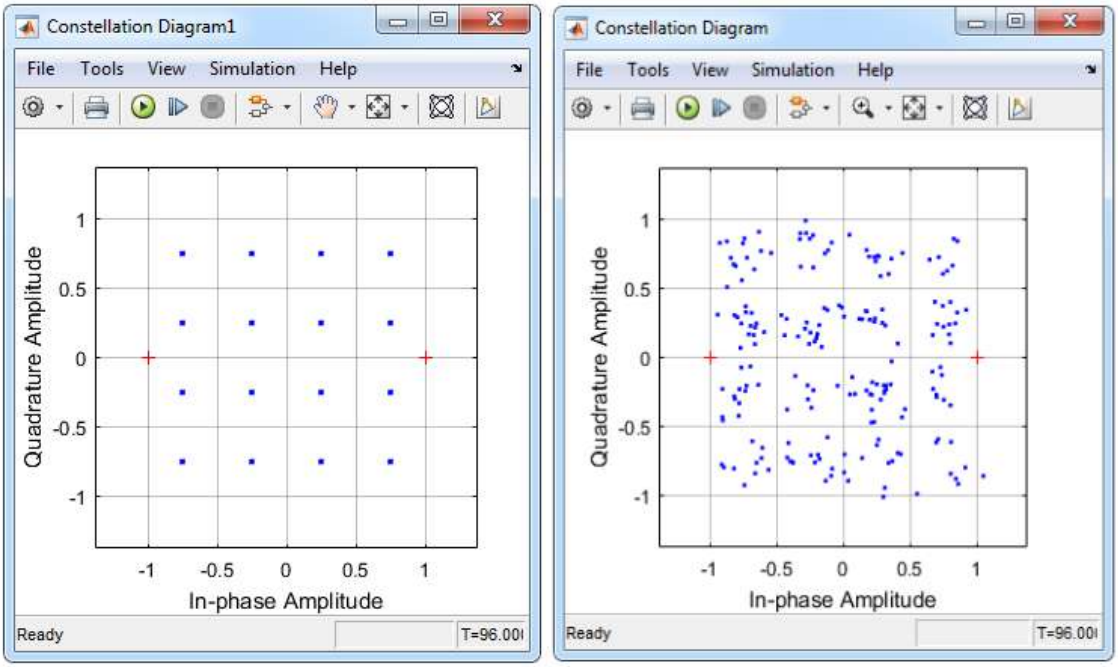


Figure III.38. Constellation de 16-QAM (transmis à gauche, reçus à droite) à 30 dB.

A partir les figures III.29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37 et 38, On remarque qu'en donnant une valeur petite au Rapport Signal à Bruit par bit le signal reçu s'éloigne des points de constellation. Et en l'augmentant, le signal reçu devient de plus en plus proche aux points de constellation, quel que soit le type de modulation (BPSK, QPSK, 8-PSK, 8-QAM et 16-QAM).

Les points de la constellation sont plus éloignés les uns des autres et cette modulation résiste mieux au bruit, par contre l'amplitude des points les plus éloignées est plus grande ce qui nécessite un amplificateur plus puissant, donc le choix se fait donc selon nos priorités, la puissance de l'amplificateur ou la tolérance au bruit. D'autre part, le Rapport Signal à Bruit par bit infecte aussi le taux d'erreurs binaires et le nombre d'erreurs.

En outre, nous remarquons que lorsque le nombre des états de la constellation augmentent, nous aurons plus de chevauchements qui vont introduire plus des erreurs en sortie de démodulateur, c'est ce qu'on appelle l'effet de nuage.

III.6. Discussion

A partir des résultats de simulation, Le taux d'erreur de bits d'un système de communication numérique est une figure importante du mérite utilisé pour quantifier l'intégrité des données transmises par le système, Le critère est de comparer la variation de BER pour différents types de modulation (BPSK, QPSK, M-PSK, M-QAM).

- Grande valeur BER indique faible qualité de la communication en plus des erreurs sont détectées. Alors que la grande valeur Eb/No indique la meilleure communication que le signal devient plus fort par rapport au bruit.

La plupart des système OFDM utilise deux choix de modulation soit QPSK ou QAM.

✓ Le critère de choix d'une modulation maire (QPSK, QAM).

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé.
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation.

III.7. Insertion du codage convolutif (codage du canal)

Dans cette partie, nous avons présenté notre chaine de transmission avec le codage convolutif et on note l'amélioration de la performance de BER.

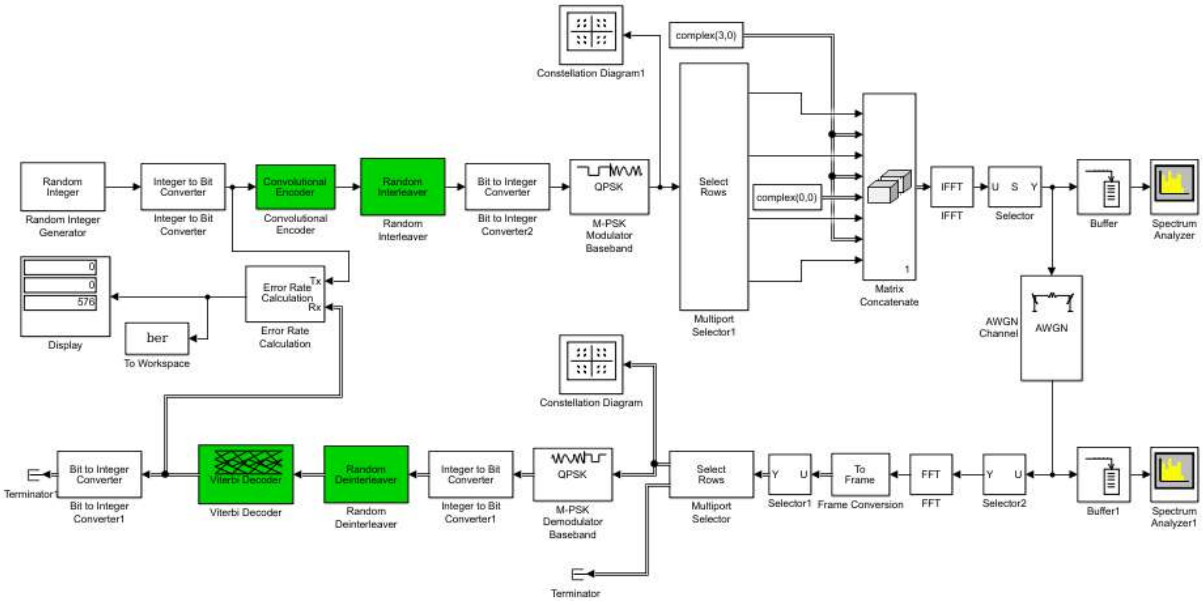
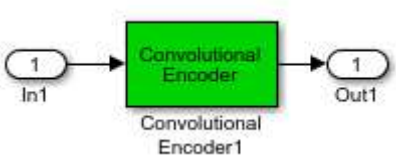


Figure III.39. La chaine de transmission avec le codage convolutif.

Dans cette étape on a implémenter un bloc détecteur correcteur d'erreur qui est définie le bloc ci-dessus.

Le code que nous avons utilisé est de rendement ½, longueur de contrainte K=7, polynôme sous forme octal [171 133], une simple présentation est illustrée par la figure III.40, 41.



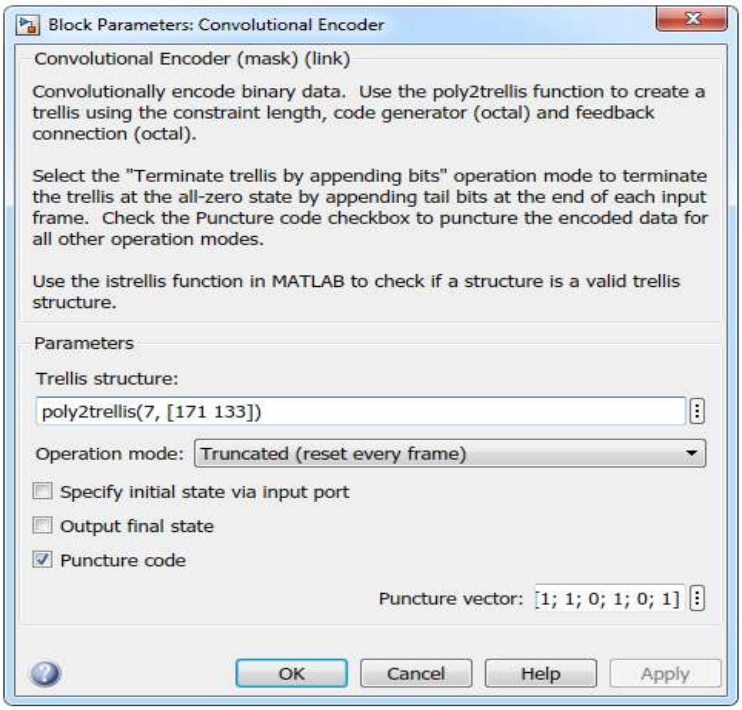


Figure III.40. Configuration des paramètres du bloc convolutionnel encoder.

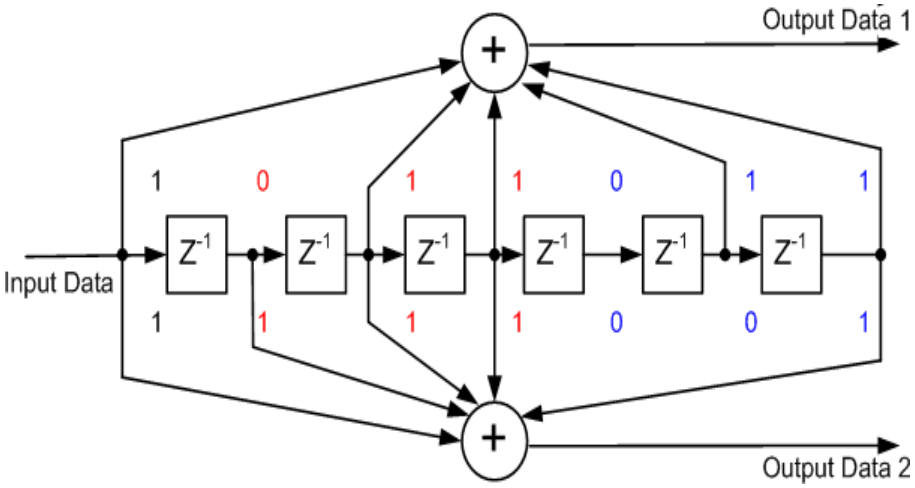
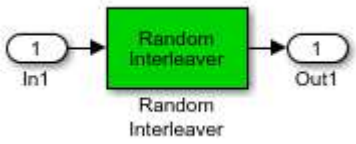


Figure III.41. Schéma synoptique du Codeur Convolutif [171 133] avec K=7.

Et nous utilisons une fonction d'entrelacement, Cette fonction permute les données arrivant afin d'éviter la perte de symboles en cas de paquets d'erreurs. En effet, une information perdue peut être récupérée grâce à des symboles modulés sur d'autres porteuses moins atténuées.



Et pour le décodage, on utilise le bloc Viterbi Decoder, ce dernier décode des symboles d'entrée pour produire des symboles de sortie binaire. Ce bloc peut traiter plusieurs



symboles à la fois pour des performances plus rapides. Ce bloc peut avoir des séquences de sortie qui varient en longueur lors de la simulation.

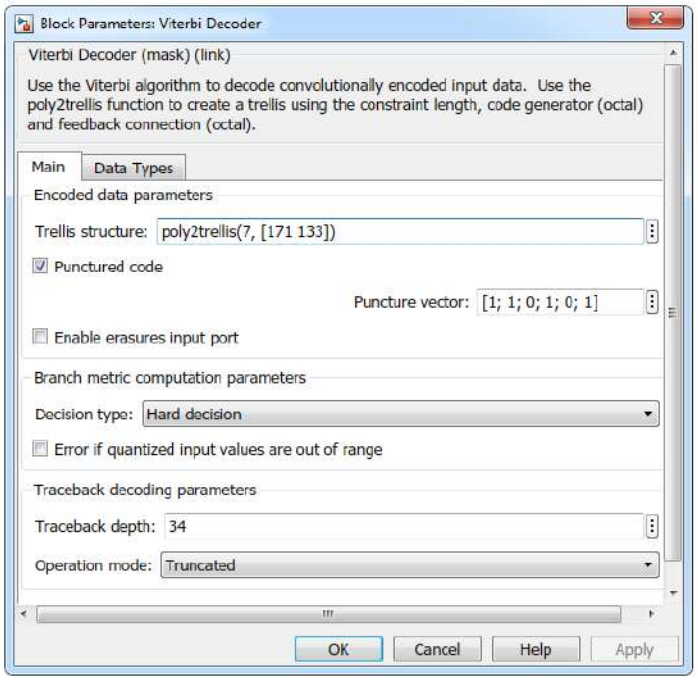


Figure III.42. Boite du dialogue de bloc Viterbi Decoder

III.7.1. Comparaison des résultats de BER entre la chaine sans codage et avec codage

Le tableau ci-dessous représente une comparaison entre les résultats de la simulation sans codage du canal et avec le codage du canal (codage convolutif).

Tableau III.5. Comparaison de ber entre deux cas (sans codage et avec codage).

SNR(dB)	BER Sans codage	BER Avec codage
-40	0.5521	0.5087
-35	0.5486	0.5208
-30	0.5469	0.5226
-25	0.5347	0.5226
-20	0.5226	0.5156
-15	0.5	0.5226
-10	0.4653	0.5052
-5	0.3924	0.4792
0	0.2865	0.4965
5	0.1424	0.4566
10	0.02083	0.0625
11	0.01736	0.01563
12	0.006944	0.001736
13	0.001736	0
14	0	0
15	0	0

A partir de tableau III.5, on peut remarquer qu'une amélioration de BER si le SNR est entre -40 dB et -20 dB et entre les valeurs 11 dB et 13 dB.

Maintenant on peut tracer le graph de BER en fonction de SNR.

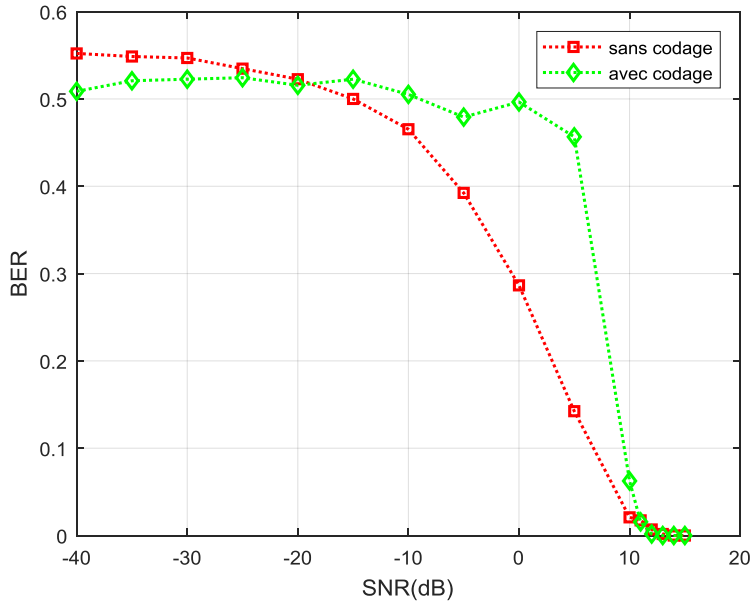


Figure III.43. Comparaison entre deux cas (OFDM sans codage et OFDM avec codage).

L'intégration d'un codeur convolutif donne une amélioration de la performance du BER donc une amélioration de la qualité de transmission.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la simulation d'une chaine de transmission OFDM. Nous avons effectué une comparaison de BER pour des différents types de modulation et nous avons utilisé aussi une codage convolutif dans le but de l'amélioration de BER.

Cette simulation montre que la technique OFDM peut constituer une solution pour les systèmes d'implants cochléaires, ou les signaux de stimulations doivent être correctement reçus par le récepteur implanté dans la cochlée pathologique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail a été introduit dans ce contexte et a porté sur l'étude des systèmes multi-bande OFDM (MB-OFDM) pour les communications radio Ultra Large Bande (ULB) haut débit. Cette technique peut être utile pour la bonne récupération du signal audio a l'implants cochléaires.

Afin de préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, le premier chapitre a consisté en une étude anatomique de l'oreille, en particulier de l'oreille interne. La perte auditive et ses degrés, incité différentes solutions disponibles pour récupérer le son. Parmi ces solutions, nous trouvons le système d'implant cochléaire, qui est un système technologique à vocation d'un système de communication sans fil.

Pour comprendre le contexte de ce travail, nous avons effectué dans le second chapitre une étude de l'état de l'art présentant la technologie ULB. Son potentiel en termes de débits et de localisation, qui a créé un véritable engouement chez les industriels et les universitaires, a été ainsi que l'état de la réglementation de l'UWB à travers le monde. Nous avons pu constater les attitudes différentes selon les organismes conduisant à des masques d'émission plus restrictifs que celui fixé initialement par la FCC. Cette volonté de protéger les technologies sans fil existantes a conduit à une bande commune aux principales réglementations près de dix fois plus faible que celle de la FCC. L'échec de la tentative de normalisation de l'UWB haut débit par l'IEEE suite à l'impossibilité de départager les partisans des solutions impulsionnelle DS-UWB et multibande MB-OFDM a été expliqué. Cette impasse a conduit l'Alliance WiMedia à faire un passage en force avec sa solution MB-OFDM pour son établissement en tant que norme au sein de l'ECMA. Enfin les différentes formes d'ondes envisagées pour l'UWB haut et bas débits ont été présentées et notamment les deux solutions concurrentes pour le haut débit, à savoir DS-UWB et MB-OFDM.

Nous nous sommes intéressés par la suite de notre projet à la solution MB-OFDM soutenue par l'Alliance WiMedia. Elle consiste en un découpage de la bande de fréquence allouée aux systèmes ULB en plusieurs sous-bandes de 528 MHz au sein de chacune, une modulation OFDM est appliquée. La modulation OFDM, grâce à sa robustesse face à des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence, est une bonne candidate pour les communications ULB à haut débit. La présentation du système MB-OFDM tel que défini par la norme ECMA-368 a montrée qu'il ne diffère d'un Système OFDM classique que par

l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC). Celui-ci spécifie à chaque symbole OFDM sa sous-bande d'émission, les sauts s'effectuant sur un horizon de deux ou trois sous-bandes. Cette technique permet en premier lieu d'explorer la diversité équivalente à deux ou trois sous-bandes grâce à l'utilisation conjointe d'une modulation codée à bits entrelacés. L'utilisation dans les systèmes ULB des signaux multi-porteuses OFDM avec de fortes variations d'amplitudes (à PAPR élevé) va générer un impact important sur les performances des dispositifs analogiques, en particulier l'amplificateur de puissance dont les non linéarités introduisent des distorsions en amplitude et en phase sur les signaux à transmettre, ce qui engendre des dégradations de performances du système en termes de BER.

Nous avons par la suite, proposé un système de télécommunication pour implant cochléaire où le récepteur est optimal vis-à-vis de la modulation OFDM employée par l'émetteur associé, en utilisant le logiciel MATLAB.

Les simulations réalisées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire et rapport signal à bruit, ainsi que les types de modulation des sous-porteuses qui ont été ajustées en fonction des données à transmettre.

Les résultats de simulation obtenus montrent la bonne réception du signal émis, malgré les atténuations et les bruits du canal de transmission.

Le système conçu peut être une meilleure solution pour les implants cochléaires, où les signaux de stimulation font l'objet d'une forte atténuation et de modification dû au canal de transmission.

Notre étude souligne l'importance de la technique OFDM dans les implants cochléaires. Enfin, nous pouvons dire que notre objectif d'augmenter l'efficacité du système d'implant cochléaire est atteint en réalisant un récepteur basé sur la modulation OFDM. Dans l'espoir que le taux d'augmentation de la récupération du son soit plus important dans les futures études à travers de système encore meilleurs.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

[1] "Système auditif : comment fonctionne l'oreille humaine ?" [Online]. Available: https://www.laboratoires-unisson.com/fonctionnement-systeme-auditif.html. [Accessed: 21-Apr-2020].

[2] "Audition Cochlea Promenade oreille ear organ Corti C.R.I.C. Montpellier." [Online]. Available: http://www.neuroreille.com/promenade/plan_site.htm. [Accessed: 21-Apr-2020].

[3] "Cochlée, organe de Corti | Cochlea." [Online]. Available: http://www.cochlea.eu/cochlee. [Accessed: 21-Apr-2020].

[4] "Le fonctionnement de l'audition." [Online]. Available: https://www.cochlear.com/fr/home/understand/hearing-and-hl/how-hearing-works. [Accessed: 21-Apr-2020].

[5] "Définition et types de surdité | ameli.fr | Assuré." [Online]. Available: https://www.ameli.fr/drome/assure/sante/themes/perte-acuite-auditive/definition-causes. [Accessed: 22-Apr-2020].

[6] "Les 10 principales causes de la baisse d'audition - Amplifon." [Online]. Available: https://www.amplifon.com/fr/blog/10-principales-causes-de-la-baisse-d-audition. [Accessed: 22-Apr-2020].

[7] N. Guevara, G. Lina-Granade, F. Seldran, E. Truy, and S. Gallego, "IMPLANT COCHLÉAIRE L ' implant cochléaire en 2015 . Pour qui ? Pour quoi ?," *ORL Autrem.*, no. January, 2015.

[8] F.-G. Zeng, "Trends in cochlear implants.," *Trends Amplif.*, vol. 8, no. 1, pp. 1–34, Dec. 2004.

[9] Z. Massida, P. Barone, and O. Deguine, "Étude de la perception de la voix chez le patient sourd postlingual implanté cochléaire unilatéral et le normo-entendant en condition de simulation d'implant. Psychophysique et imagerie," *Neurosciences*, p. 348, 2010.

[10] M. A. Ali *et al.*, "L ' implant cochléaire : comment et pourquoi cela marche ?," no. March 2010, pp. 9–23, 1979.

[11] R. C. Bilger, "Electrical stimulation of the auditory nerve and auditory prostheses: a review of the literature," *Annals of Otology, Rhinology and Laryngology*, vol. 86, no. S38no3. 1977.

[12] C. van den Honert and P. H. Stypulkowski, "Temporal response patterns of single auditory nerve fibers elicited by periodic electrical stimuli," *Hear. Res.*, vol. 29, no. 2–

3, pp. 207–222, Jan. 1987.

[13] C. Bernard, "ANALYSE DE L ' ENCODAGE DES SIGNAUX DE PAROLE DANS LE TRONC CEREBRAL (SPEECH AUDITORY BRAINSTEM RESPONSE) To cite this version : Diplôme de Doctorat," 2011.

[14] J. Bonnemaison, J. B. La, D. Université, and P. Verlaine, "La responsabilité juridictionnelle To cite this version : HAL Id : tel-01749170 soutenance et mis à disposition de l ' ensemble de la Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr," 2018.

[15] T. W. Barret, « History of Ultra Wide Band (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators, » In: Progress in Electromagnetics Symposium, pp. 1–42, July 2000.

[16] FCC, « Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra Wide Band transmission systems, » First report and order, and Docket 98-153, FCC 02-03, adopted/released, 14 February / 22 April 2002.

[17] J.D. Taylor, « Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems », CRC Press, 1995.

[18] F. Nekoogar, «Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications, » Prentice Hall, ISBN-13: 978-0132782234, September 2005.

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

[20] 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.

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

[22] FCC, «First report and order, ET Docket No. 98-153, » Rapport, Federal Communication Commission, April 2002.

[23] M. Welborn, « Xtreme Spectrum CFP Presentation, » IEEE P802.15.03/153r3, March 2003.

[24] A. Batra, J. Balakrishnan and A. Dabak, «Multi-band OFDM Physical Layer Proposal » IEEE P802.15.03/267r6, September 2003.

[25] ECMA, « High rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard, » Rapport ECMA-368 2nd edition, ECMA International, December 2007.

[26] M. AYYACH, « Étude d'un Système d'Acquisition Rapide de Signaux UWB à Très Large Bande en Milieu Minier Souterrain », Mémoire présenté comme exigence partielle de la maitrise en ingénierie, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, MAI 2013.

[27] M. TABAA, « Conception d'un système de transmission ultra-large bande par Impulsions orthogonales », Thèse doctorat, université de Lorraine, France, 21 Novembre 2014.

[28] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Iinatti, « UWB Theory and Applications, » John Wiley & Sons, Ltd, 2004.

[29] IEEE 802.15-03 standard, « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), » IEEE P802.15.4a/D7, January 2007.

[30] A. Batra and al. « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. Tech, » Rep. Document IEEE P802.15-03/268r1. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), 2003.

[31] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak and al., « Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, » Document technique IEEE P802.15-03/268r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), March 2004.

[32] ECMA-368, « High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, » 3rd Edition, December 2008.

[33] ECMA-369, « MAC-PHY Interface for ECMA-368, » 3rd Edition. December 2008.

[34] IEEE 802.15-03 standard, « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Network (LR-WPANs), » 2003.

[35] Jeff Foerster, « Channel Modeling Sub-Committee Report Final. » IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Février 2003.

[36] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster et K. Siwiak, « IEEE 802.15.4a channel model - final report ». IEEE P802.15-04/0662, Novembre 2004.

[37] P. Pagani, F. Tchoffo Talom, P. Pajusco et B. Uguen, Communications Ultra Large Bande : le canal de propagation radioélectrique. Hermès - Lavoisier, Collection technique et scientifique des télécommunications, Février 2007.

[38] D. Cassioli, M.Z. Win and A. F. Molisch, « A statistical model for the UWB indoor channel, » IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 1159-1163, May 2001.

[39] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice and al. « Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel, » IEEE Transactions on Communications, vol.

52, no. 10, pp. 1786–1796, October 2004.

[40] A. Saleh and R. Valenzuela, « A statistical Model for Indoor Multipath Propagation, » IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC), vol. 5, no. 7, pp. 128–137, February 1987.

[41] E. MEHALLEL, « Contribution au Traitement des Signaux en Communication Ultra Large Bande (ULB) » >Thèse doctorat, Université de 8 MAI 1945 Guelma,2019

[42] Ph. LOMBARD, thèse de doctorat à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, « Etude de l'impact du filtrage des non-linéarités sur les signaux ULB dans les fronts-end radiofréquence et les réseaux hybrides optiques-radio », 2007.

[43] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster and A. Dabak, « Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments, » IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 9, pp. 2132–2138, September 2004.

[44] A. Batra and al., « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, » IEEE P802.15-04/0493r1, September 2004.

[45] E. GUEGUEN, « Étude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM, » Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Janvier 2009.

[46] A. Batra and J. Balakrishnan, « Improvements to the multi-band OFDM physical layer,» *In Proceedings IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol. 2, pp. 701–705, 8-10 January 2006.

[47] B. Le Saux, « Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses, » *Thèse de Doctorat, INSA de Rennes,* Octobre 2007.

[48] T. Pollet, M. Van Bladel and M. Moeneclaey, « BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise, » *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 191–193, Feb–Mar–Apr 1995.