

République algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° : STLC



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : TELECOMMUNICATION

Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de master

Option : Système de télécommunication (STLC)

Par : Ghellab Dounya

Doumi Meryem

Intitulé

Technique d'égalisation mono et multi-porteuses

Soutenu devant le jury composé de :

Dr : LALAOUI. L

Univ. Mohamed Boudiaf-M'sila

Président

Dr : ZERDOUMI. Z

Univ. Mohamed Boudiaf-M'sila

Rapporteur

Dr: KHALFA.A

Univ. Mohamed Boudiaf-M'sila

Examineur

Année Universitaire : 2019-2020

Dédicace

*Je rends grâce à Allah de m'avoir donné le courage et la volonté
ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études ;*

*Je dédie ce modeste travail avant tout à mes parents qui ont éclairé
ma route par leur compréhension, soutien et leur sacrifice ;*

À mes chers frères ;

À toute ma famille ;

À tous mes amis ;

À tous mes chers enseignants

Remerciements

Nous voudrions, tout d'abord, exprimer notre profonde gratitude envers Dieu, le tout puissant qui, grâce à son aide, nous avons pu finir ce travail.

Nous remercions aussi notre encadreur Mme « Zerdoumi Zahra » de nous avoir apporté ces conseils et soutiens durant la réalisation de ce mémoire. Nous remercions également les membres de jury de nous avoir fait l'honneur en acceptant d'examiner et de juger notre travail.

Nos remerciements vont aussi à tous nos professeurs, enseignants.

Ainsi que tous ceux qui nous ont soutenus moralement.

Enfin, nous ne remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Résumé

Les réseaux sans fils s'appuient sur les modulations multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) afin d'arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples. La technique OFDM possède le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. Notre travail s'intéresse à l'égalisation non supervisée des systèmes multi-porteuses basés sur la technique OFDM. Notre contribution porte essentiellement sur l'implémentation sous SIMULINK de MATLAB d'un égaliseur non supervisé de type CMA (Constant Modulus Algorithm) dans un système utilisant l'OFDM. L'égaliseur non supervisé adapté par l'algorithme CMA opère sans séquence pilote, de ce fait il permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Les simulations que nous avons réalisées nous ont permis de mettre en valeur les performances de l'égaliseur CMA pour différents types de modulation utilisant l'OFDM et un système mono porteuse dans des environnements divers.

Mots clés : OFDM, égalisation, CMA, égaliseur, non supervisé.

Abstract

Wireless network rely on multi-carrier modulations to achieve high performance in the multipath environment. The OFDM technique has the great merit of transforming a wideband multi-path channel into a set of very simple single-path sub-channel equalized. Our contribution mainly concerns the implementation under SIMULINK of MATLAB of a blind equalizer of CMA type in a system using OFDM. The unsupervised equalizer adapted by the CMA algorithm operates without a pilot sequence, therefore it makes it possible to increase the spectral efficiency. The simulations we carried out allowed us to highlight the performance of the CMA equalizer for different types of modulation using the OFDM and single carrier system in various environments.

ملخص

تعتمد الشبكات اللاسلكية على التضمينات متعددة الموجات الحاملة OFDM (التجميع التعامدي بتقسيم التردد) لتحقيق أداء عالي في بيئة متعددة المسارات. تملك تقنية التجميع التعامدي بتقسيم التردد ميزة كبيرة تتمثل في تحويل قناة متعددة المسارات واسعة النطاق الى مجموعة من القنوات الفرعية أحادية المسار بسيطة التكافؤ. يهتم عملنا بالتعادل غير الخاضع للرقابة للأنظمة متعددة الموجات الحاملة المرتكزة على تقنية ال OFDM. تتعلق مساهمتنا بشكل أساسي على استعمال SUMILINK ل MATLAB لتنفيذ معادل اعمى من نوع CMA في نظام متعدد الموجات الحاملة نستعمل ال OFDM. يعمل المعادل الغير خاضع لرقابة الذي تم تكييفه بواسطة الخوارزمية CMA بدون تسلسل تجريبي، مما يسمح بزيادة الكفاءة الطيفية. المحاكاة التي قمنا بها سمحت لنا بتسليط الضوء على أداء المعادل CMA مع انواع متعددة من التضمينات.

الكلمات المفتاحية: OFDM ، CMA ، معادل اعمى ، معادلة.

Table des matières

Dédicace	II
Remerciements	III
Résumé	IV
Table des matières.....	V
Liste des figures	VIII
Liste des acronymes.....	XI

Chapitre 01 : Concepts de base en systèmes de télécommunications numérique

1.1 Introduction.....	4
1.2 Système de communications numérique	4
1.3 Modulations numériques	6
1.3.1 Modulation ASK	7
1.3.2 Modulation FSK	7
1.3.3 Modulation PSK	8
1.3.4 La modulation QAM	8
1.4 Modélisation du support de transmission	10
1.4.1 Canal a bruit additive gaussien	10
1.4.2 Canal de Rayleigh.....	11
1.5 Les phénomènes perturbateurs dans les systèmes de communications	12
1.5.1 Le bruit	12
1.5.2 Propagation multi-trajets	12
1.5.3 Les interférences entre symbole	13
1.6 Mesure de performances des systèmes de communications	14
1.6.1 Le rapport signal sur bruit	14
1.6.2 L'erreur quadratique moyenne	15
1.6.3 La probabilité d'erreur.....	15
1.6.4 Le taux d'erreur par bit.....	16
1.7 Les techniques d'accès	17
1.7.1 Accès multiple par répartition en fréquence FDMA	18
1.7.2 L'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA).....	19
1.7.3 L'accès multiple par répartition par répartition de code (CDMA)	20
1.7.4 Les performances comparées de TDMA/FDMA/CDMA	21

1.8 Conclusion	21
----------------------	----

Chapitre 02 : Système de transmission OFDM et égalisation

2.1 Introduction :.....	23
2.2 Historique de l'OFDM :.....	23
2.3 Transmission multi-porteuses.....	24
2.4 Orthogonalité	25
2.4.1 L'orthogonalité temporelle	26
2.4.2 L'orthogonalité fréquentielle	26
2.5 Emetteur et récepteur du système OFDM.....	27
2.5.1 Modulation dans un système OFDM.....	28
2.5.2 Démodulation dans un système OFDM.....	30
2.5.3 Intervalle de garde et l'extension cyclique.....	31
2.5.4 Sous porteuses pilotes et estimation de canal.....	32
2.6 Utilisation de la technique OFDM	34
2.6.1 La normalisation ETSI HiperLAN II	35
2.6.2 IEEE 802.11a (Wi-Fi 5).....	35
2.6.3 IEEE 802.11g	35
2.6.4 Radio numérique DAB (Digital Audio Broad casting)	36
2.6.5 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) :	36
2.7 Les différents types de technique OFDM.....	36
2.8 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM.....	37
2.8.1 Les avantage	37
2.8.2 Les inconvénients	37
2.9 Technique d'égalisation du canal	38
2.9.1 Egalisation supervisée	40
2.9.2 Egalisation non supervisée	40
2.9.3 Algorithmes d'égalisation	41
2.9.3.1 L'Algorithme LMS	42

2.9.3.2 L'algorithme CMA (constant modulo algorithme)	43
2.10 Conclusion	43

Chapitre 03: Performances de l'égalisation non supervisée

3.1 Introduction.....	45
3.2 Implémentation d'un système de transmission OFDM sous SIMULINK.....	45
3.2.1 Description des différents blocs en émission.....	47
3.2.2 Description des différents blocs en réception	56
3.3 Représentation spectrale du signal OFDM	61
3.4 Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA	62
3.4.1 Constellation de la modulation BPSK :	64
3.4.2 Constellation de la modulation QPSK.....	65
3.4.3 Constellation de la modulation 16-QAM.....	66
3.4.4 Taux d'erreur binaire canal AWGN :.....	67
3.5 Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN et Rayleigh .	68
3.5.1 Constellation de la modulation BPSK	69
3.5.2 Constellations de la modulation QPSK :	70
3.5.3 Constellation de la modulation 16-QAM.....	71
3.5.4 Taux d'erreur binaire canal Rayleigh+AWGN	72
3.6 Chaîne de transmission mono porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN et Rayleigh	73
3.6.1 Constellation de la modulation QPSK.....	74
3.6.2 Constellation de la modulation 16-QAM.....	75
3.6.3 Taux d'erreur binaire canal Rayleigh+AWGN	76
3.7 Conclusion	77
Conclusion Générale	78
Bibliographie.....	79

Liste des figures

Figure 1.1 : Schéma d'un système de transmission numérique.....	4
Figure 1.2 : Modulation d'amplitude ASK.....	7
Figure 1.3 : Modulation d'amplitude FSK.....	8
Figure 1.4 : Modulation de phase PSK.....	8
Figure 1.5: Modulateur QAM.....	9
Figure 1.6 : Constellations QAM-16.....	10
Figure 1.7 : Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.....	11
Figure 1.8 : Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif.....	11
Figure 1.9 : Principaux phénomènes de propagation	14
Figure 1.10 : Interférence entre symbole.....	15
Figure 1.11 : Le signal pollué par le bruit.....	16
Figure 1.12: L'effet d'une erreur sur le train binaire.....	17
Figure 1.13: Multiplexage des possibilités d'accès à un canal.....	18
Figure 1.14 : La technique de multiplexage FDM.....	20
Figure 1.15 : Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDMA.....	21
Figure 1.16 : La technique de multiplexage CDMA.....	22
Figure 2.1: Comparaison entre les spectres de la FDM (a) et l'OFDM (b).....	25
Figure 2.2: (a) : Spectre d'une sous-porteuse (b) : Spectre d'un signal OFDM.....	26
Figure 2.3: Schéma bloc d'un système de transmission OFDM.....	28
Figure 2.4: Principe d'un modulateur OFDM.....	30
Figure 2.5: Spectre de la somme des sous- porteuses OFDM.....	30
Figure 2.6: Schéma de principe du démodulateur OFDM.....	31
Figure 2.7: Le signal OFDM avec différentes extensions cycliques.....	32
Figure 2.8: Sous porteuses pilotes et différence de puissance avec les sous porteuses données.....	33
Figure 2.9: Positions des pilotes de références dans le domaine du temps et de la fréquence.....	34
Figure 2.10: Egalisation du canal.....	38
Figure 2.11: Récepteur incluant l'égalisation.....	39
Figure 2.12: Schéma du récepteur optimum.....	39

Liste des figures

Figure 2.13: Schéma du récepteur sous optimum.....	40
Figure 3.1: Schéma bloc d'un système de transmission OFDM dans SIMULINK.....	46
Figure 3.2: (a) Modulateur OFDM, (b) Démodulateur OFDM.....	47
Figure 3.3: Paramètres du bloc Random Integer Generator.....	48
Figure 3.4: Paramètres du bloc Integer to bit converter.....	49
Figure 3.5: Paramètres du bloc QAM Modulator.....	50
Figure 3.6: Insertion des pilotes et DC nulles.....	51
Figure 3.7: Paramètres de bloc Multiport Selector.....	52
Figure 3.8: Paramètres de bloc IFFT.....	53
Figure 3.9: Paramètres de bloc Add Cyclic Prefix.....	54
Figure 3.10: Paramètres de bloc AWGN Channel.....	55
Figure 3.11: Paramètres de bloc Multipath Rayleigh Fading Channel.....	56
Figure 3.12: Paramètres de bloc Remove Cyclic Prefix.....	57
Figure 3.13: Paramètres de bloc Frame Conversion.....	58
Figure 3.14: Paramètres de bloc Zero-padding.....	58
Figure 3.15: Paramètres de bloc Remove Pilots.....	59
Figure 3.16: Diagramme de constellation.....	60
Figure 3.17: Calcul du taux d'erreur.....	60
Figure 3.18: Paramètres de bloc Error Rate Calculation.....	60
Figure 3.19: Spectre de signal avant la transmission.....	61
Figure 3.20: Spectre après la transmission SNR=25dB.....	62
Figure 3.22: Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA.....	63
Figure 3.23 : Paramètres de bloc CMA Equalizer.....	64
Figure 3.24: Symboles BPSK sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.....	65
Figure 3.25: Symboles QPSK Sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.....	66
Figure 3.26: Symboles QPSK Sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.....	67

Liste des figures

Figure 3.27: Taux d'erreur binaire d'un système OFDM avec égaliseur CMA, 16-QAM, QPSK, BPSK.....	68
Figure 3.28: Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh.....	69
Figure 3.29: (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.....	70
Figure 3.30: (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.....	71
Figure 3.31: (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.....	72
Figure 3.32: Taux d'erreur binaire d'un système OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh, modulation 16-QAM, QPSK, BPSK.....	73
Figure 3.33: Système de transmission mono-porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN + Rayleigh.....	74
Figure 3.34 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.....	75
Figure 3.35 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.....	76
Figure 3.36: Taux d'erreur binaire d'un système mono porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh, modulation 16-QAM, QPSK, BPSK.....	77

Liste des acronymes

ASK Amplitude Shift Keying.

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

ADSL : Assymetric Digital Subscriber Line

BER : le taux d'erreur binaire (Bit Error Rate)

BPSK Binary phase shift keying.

CDMA : Code Devision Multiple Access.

C-OFDM : Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

CMA : Constant Modulus Algorithm.

CP: Cyclic Prefix.

DAB: Digital Audio Broadcasting.

DVB Digital Video Broadcasting.

DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial.

FDM: Frequency Division Multiplexing.

FFT: Fast Fourier Transform.

FSK: Frequency Shift keying.

GSM: Global System for Mobile communications.

HDSL : High-bit rate Digital Subcariber Line.

HiperLan: High Performance LAN.

ICI: Inter Carrier Interference.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.

IFFT : Inverse Faste Fourier Transform.

ISI : interferences inter symbol

LTE Long Term Evolution

LMS Least Mean Square

MIMO : Multiple Input_Multiple Output.

MMSE : Minimum Mean Square Error.

NLMS : Normalized Least Mean Squares.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

PSK: Phase Shift Keying.

QAM : quadrature amplitude modulation.

Liste des acronymes

QPSK: quadrature Phase Shift Keying.

RF: Radio Frequency.

RLS : Recursive Least Squares.

SNR: Signal to Noise Ratio.

TDM: Time Division Multiplexing.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TFD: Transformée de Fourier Discrète.

TFDI: Transformée de Fourier Discrète Inverse

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System.

VDSL : Very high bit rate Digital Subscriber Line.

V-OFDM : Vector OFDM.

WIFI: Wireless Fidelity.

WLAN: Wireless Local Area Network.

W-OFDM: Wideband OFDM.

ZF : Zero Forcing.

Introduction Générale

Les premiers systèmes de communications numériques étaient basés sur la modulation mono-porteuse, la présence d'un canal multi-trajet a comme effet d'introduire de l'interférence inter-symboles (ISI pour Inter Symbol Interference), ce qui nécessite à la réception une égalisation complexe. Ainsi, les modulations multi-porteuses ont été proposées en tant que des solutions alternatives afin de contrer les effets des canaux multi-trajets.

Les réseaux sans fils s'appuient sur les modulations multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) afin d'arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples. L'OFDM permet d'augmenter le débit binaire et par conséquent l'efficacité spectrale sans compromettre la largeur de bande. La technique OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. La répartition des symboles sur plusieurs sous porteuses est la propriété la plus importante de l'OFDM elle lui fournit une robustesse contre le délai d'étalement et par conséquent diminue le taux de transmission par sous-porteuse.

La technique OFDM possède le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides.

Dans ce mémoire nous nous intéresserons à l'égalisation non supervisée des systèmes multi-porteuses basés sur la technique OFDM. Notre contribution porte essentiellement sur l'implémentation sous SIMULINK de MATLAB d'un égaliseur non supervisé de type CMA (Constant Modulus Algorithm) dans système utilisant l'OFDM. L'algorithme d'égalisation non supervisée ou encore autodidacte CMA fait rapprocher la puissance du module de sortie d'égaliseur à une constante d'où le nom attribué. L'égaliseur non supervisé adapté par l'algorithme CMA opère sans séquence pilote, de ce fait il permet d'augmenter l'efficacité spectrale.

A travers des simulations extensives nous mettons en valeur les performances de l'égaliseur CMA pour différents types de modulation utilisant l'OFDM et un système mono porteuse dans des environnements divers.

Le manuscrit est structuré en trois chapitres en addition d'une introduction et d'une conclusion générale :

Le chapitre 1 présente des généralités sur les télécommunications numériques telles que les modulations mono et multi-porteuses, les phénomènes perturbateurs, les mesure de performances ainsi qu'une étude des différentes techniques de multiplexages (TDM, WDM, FDM...). Nous nous intéressons principalement à la FDM (Frequency Division Multiplexing) qu'il est la base de la technique de transmission numérique OFDM.

Le Chapitre 2 concerne l'historique de l'OFDM, concerne l'historique de l'OFDM, ainsi que sa description générale, ses avantages et ses inconvénients. Le système de transmission à base de la FFT sera également explicité. Nous donnerons aussi un aperçu sur la technique d'égalisation et principalement sur la technique dite non supervisée, n'utilisant pas de séquence d'apprentissage. Les algorithmes d'égalisation seront étudiés d'une manière concise.

Le chapitre 3 propose l'implémentation de l'égaliseur non supervisé CMA dans un système OFDM sous SIMULINK de MATLAB pour un canal à bruit blanc Gaussien AWGN et un canal plus sévère matérialisé par un canal de Rayleigh. Nous mettons en valeurs les performances des systèmes implémentés à travers des simulations extensives pour différents types de modulations.

Chapitre 01 : Concepts de base en systèmes de télécommunications numériques

Chapitre 01 : Concepts de base en systèmes de télécommunications numériques

1.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire les concepts de base des systèmes de communication numérique et d'étudier les principaux phénomènes caractérisant les supports de communication. Nous abordons les techniques de transmission numérique en présentant la chaîne de transmission numériques, les notions de base en communication numérique et quelques types de modulation numérique. En fin, nous faisons une étude comparative entre les différents types de modulation

1.2 Système de communications numérique

La communication correspond à l'échange d'information (sous forme de signal) entre un émetteur et un récepteur à l'aide d'un canal de transmission. Une chaîne de transmission d'information est l'ensemble des dispositifs permettant le transport d'une information d'un lieu à un autre [1].

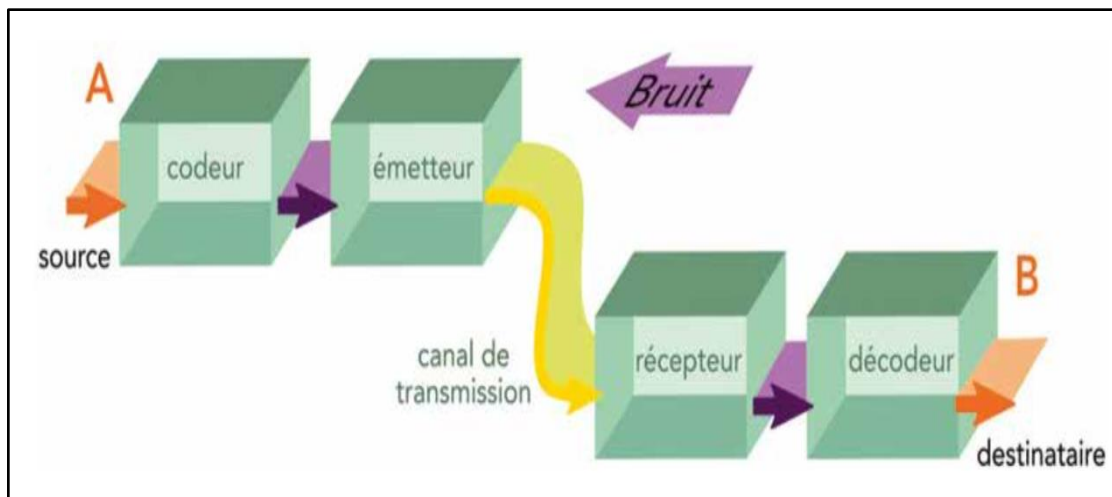


Figure 1.1: Schéma d'un système de transmission numérique.

❖ Source d'information :

Les sources d'information peuvent être classées en deux catégories selon le type des signaux :

- Sources d'information analogiques (un microphone activé par la voix, caméra TV, balayant une scène).
- Sources d'information discrètes (clavier sortie numérique d'un ordinateur qui consiste d'une séquence de symboles discrète ou lettres).

Une source d'information analogique peut être convertie une source d'information discrète avec le processus d'échantillonnage.

La source discrète est caractérisée par :

- Les paramètres alphabet (symboles ou lettres).
- Le débit de symboles.
- Les probabilités de l'alphabet.
- La dépendance probabiliste de symboles dans une séquence.

A partir de ces paramètres, on peut construire un modèle probabilistique de la source d'information.

❖ Codeur / décodeur de source :

On distingue le codage source et le codage canal. Le codage de source vise à la compression du message afin de minimiser les ressources nécessaires à la transmission (temps, puissance, bande passante, surface de stockage, etc.). Ce codage permet de diminuer le coût de la transmission [2].

L'entrée du codeur de source est une suite de symboles qui se produisent à un débit de (symboles/sec). Le but du codeur de source est de représenter la sortie de la source en une séquence binaire 0 et 1, et cela de façon la plus économique possible. Le codage canal a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptible de modifier son contenu. Il y a donc antagonisme entre codage de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de diminuer la redondance du message de source, et celui du deuxième d'en ajouter dans un but de protection. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement corriger les

erreurs lors de la réception. Un code correcteur est une technique de codage basée sur la redondance. Elle est destinée à corriger les erreurs de transmission d'une information sur une voie de communication peu fiable. Au niveau du récepteur, le décodage canal consiste dans un premier temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger [3]. Les codes correcteurs d'erreurs ont été utilisés pour la détection et la correction des erreurs induites par le canal de transmission. Différents types de codes ont été utilisés parmi eux : Code de Hamming, Code de Golay, Code de Reed-Müller, Code de Goppa, Code de Xing, Code de Reed-Solomon [2].

❖ Canal de transmission :

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. À ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice.

❖ La modulation / démodulation [4] :

La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis. Elle agit sur les paramètres d'un signal porteur (Amplitude, fréquence ou phase) afin de transmettre les données. Le démodulateur ramène le signal en bande de base. Il traite la forme d'onde transmise et la réduit en une séquence de nombres représentant les estimés des symboles transmis.

Du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

1.3 Modulations numériques [5]

Il existe différents types de modulations où le signal de modulation est un flux binaire numérique. La modulation numérique est classée en différents types, en fonction de la variation dans les caractéristiques du signal porteur. Trois caractéristiques du signal qui

peut être modifiée au fil du temps sont l'amplitude, la phase et la fréquence. Les trois techniques fondamentales de modulation numérique sont :

- A déplacement d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying).
- A déplacement de fréquence FSK (Frequency Shift keying).
- A déplacement de phase PSK (Phase Shift Keying).

1.3.1 Modulation ASK

Dans ce type de modulation le signal source fait varier l'amplitude de la porteuse. On dit aussi que la source est l'enveloppe de la porteuse. Cette modulation est surtout utilisée en radio - ondes moyennes (AM ou MW d'environ 500 à 2000 kHz). La modulation d'amplitude est très sensible aux perturbations électromagnétiques qui peuvent modifier l'amplitude de la porteuse et donc du signal source lors de la démodulation. Lorsque l'on parle de modulation ASK, on peut voir les choses dans la figure suivante :

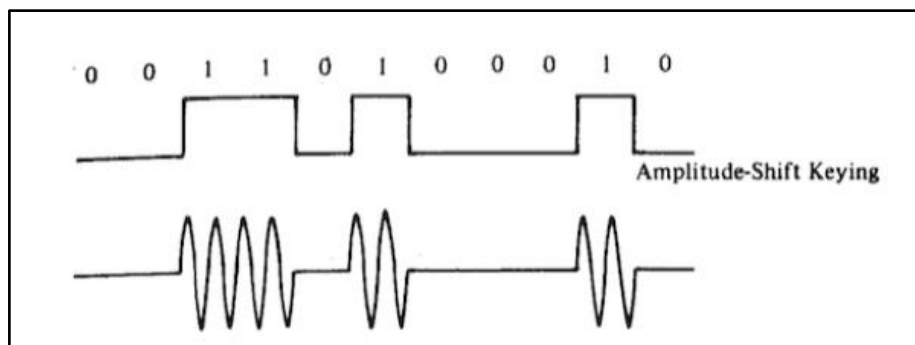


Figure 1.2 : *modulation d'amplitude ASK.*

1.3.2 Modulation FSK

En modulation de fréquences le signal source fait varier la fréquence de la porteuse. Ce type de modulation est utilisé surtout en radio - ondes ultracourtes (FM d'environ 80 à 110 MHz). La modulation de fréquences est peu sensible aux perturbations électromagnétiques, car ces dernières provoquent des variations d'amplitude du signal mais pas de sa fréquence. Le signal démodulé est donc identique à celui de la source.

Lorsque l'on parle de modulation FSK, on peut voir les choses de la façon suivantes forcément passé par l'étude mathématique :

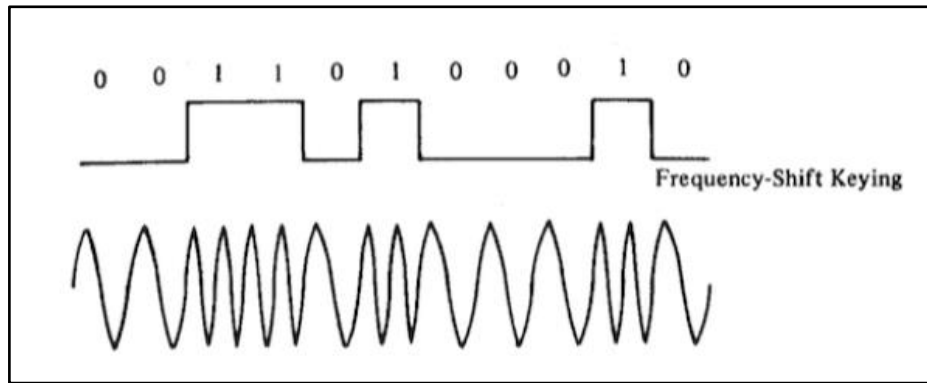


Figure 1.3 : *modulation d'amplitude FSK.*

1.3.3 Modulation PSK

Cette modulation est principalement utilisée pour des transmissions de valeurs binaires. La porteuse est déphasée selon l'amplitude du signal source. Pour un signal binaire, la variation de phase est de 180 degrés à chaque transition. On peut également définir 4 déphasages différents (tous les 90 degrés) pour transmettre les valeurs binaires "00", "01", "10", "11". Dès lors le débit binaire sera 2 fois plus grand que le débit exprimé en Bauds (bit/sec). Lorsque l'on parle de modulation PSK, on peut voir ses choses dans la figure suivante :

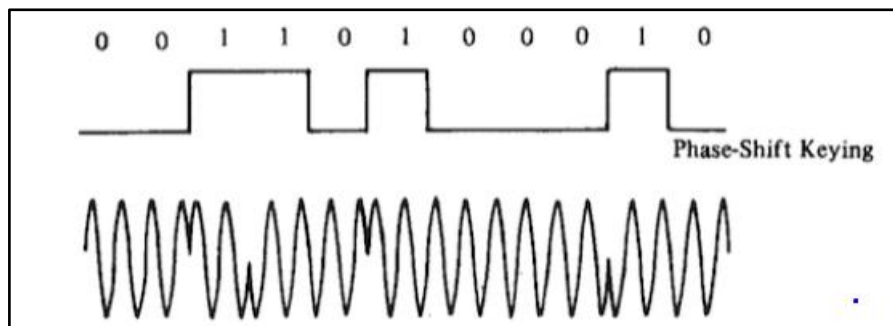


Figure1.4 : *modulation de phase PSK.*

1.3.4 La modulation QAM [6]

La QAM ou Modulation d'amplitude en quadrature résulte de la combinaison de deux fréquences porteuses sinusoïdales déphasées l'une de l'autre de 90° (d'où le nom de quadrature). Elle peut aussi être vue comme une modulation de phase et d'amplitude, elle permet des débits élevés. La modulation QAM pour : "Quadrature Amplitude modulation" est une modulation bidimensionnelle, c'est une généralisation d'ASK et PSK :

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T , on a :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.1)$$

Et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (1.2)$$

Et

$$b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (1.3)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulée en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ [7].

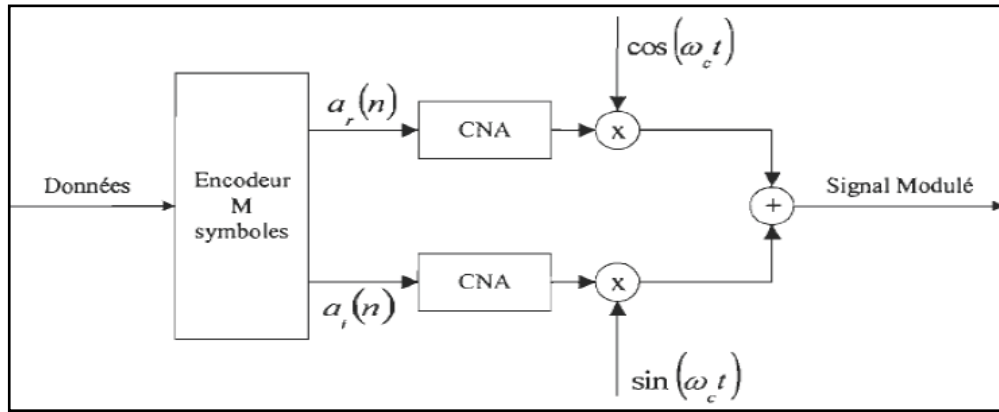


Figure1.5: Modulateur QAM.

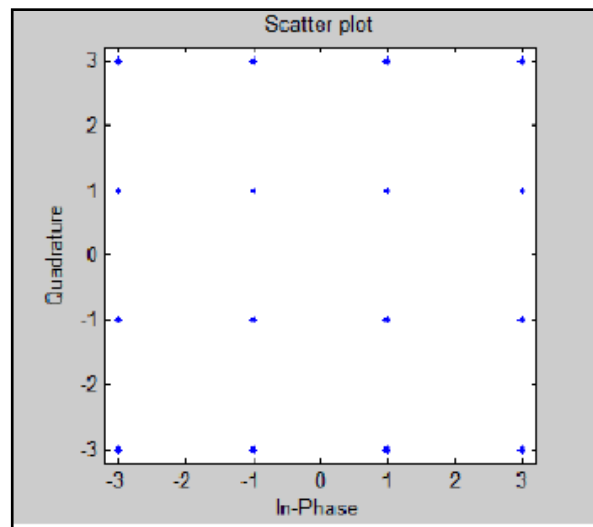


Figure 1.6 : Constellations QAM-16.

1.4 Modélisation du support de transmission

1.4.1 Canal à bruit additive gaussien [7]

Le bruit blanc gaussien est un modèle de bruit largement utilisé dans de nombreux domaines. En effet, lorsqu'un phénomène correspond à la somme d'un grand nombre de variables aléatoires, il est possible de démontrer par le théorème de la limite centrale que la distribution statistique de ce phénomène suit une distribution gaussienne. Dans le domaine fréquentiel, un bruit blanc présente une DSP (Densité Spectrale de Puissance) constante en fonction de la fréquence. Un bruit gaussien suit une distribution gaussienne, caractérisée par une moyenne μ et une variance σ^2 . La densité de probabilité est donnée par l'équation :

$$F(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{z-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (1.4)$$

La représentation temporelle d'un bruit gaussien ainsi que la distribution statistique de son amplitude qui suit une distribution gaussienne sont données à la figure 1.7. La représentation temporelle ne permet pas d'extraire d'informations sur le signal en raison de sa nature aléatoire, mais la distribution permet d'extraire des éléments statistiques sur la nature du bruit.

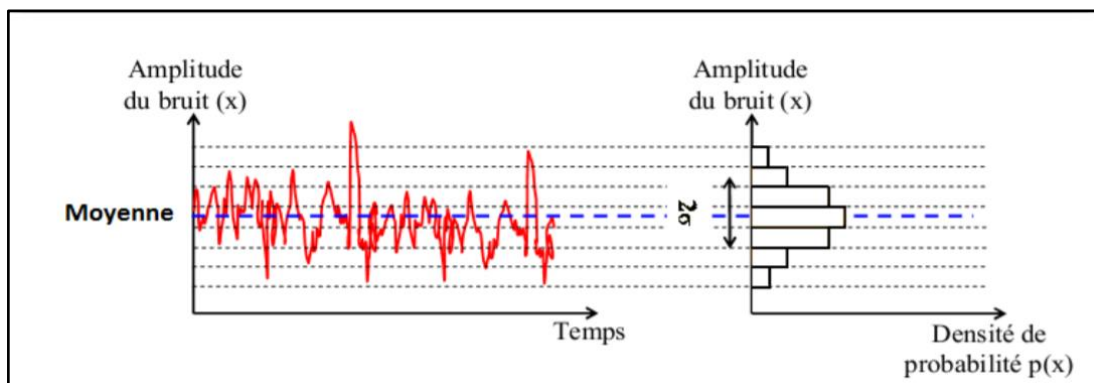


Figure 1.7 : Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.

Un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise), est non discret et sans mémoire qui représente parfaitement une liaison radio en vue directe dont le bruit est principalement d'origine thermique. Le bruit additif est dans ce cas un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . Comme il s'agit d'un bruit blanc, la densité spectrale de bruit est constante avec la fréquence, ce qui représente une hypothèse simplificatrice des calculs qui reste

valide si on considère des bandes de fréquence étroites. La figure 1.8 illustre le modèle général d'un canal AWGN. Le canal est caractérisé par une fonction de transfert ou une réponse impulsionnelle, qui décrivent le comportement soit fréquentiel soit temporel du canal. Les perturbations externes et le bruit se couplent au canal et sont ajoutés au signal transmis.

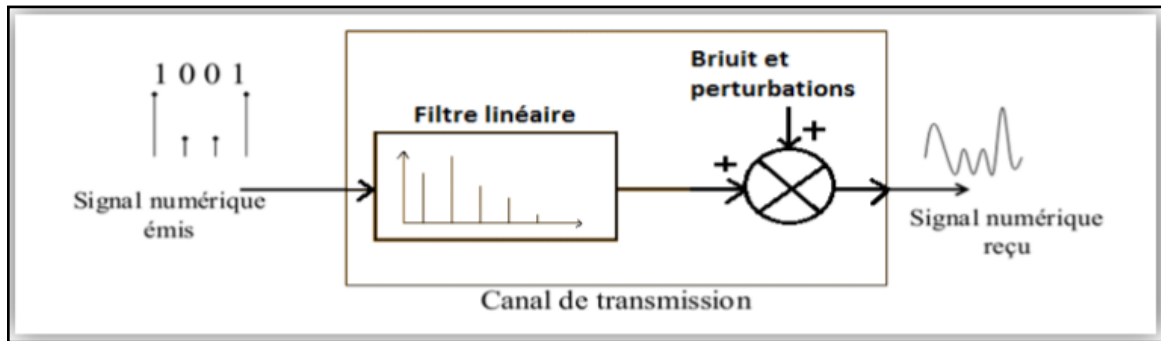


Figure 1.8 : Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif.

1.4.2 Canal de Rayleigh [8]

La distribution de Rayleigh correspond à un cas idéal. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \geq 0 \quad (1.5)$$

r est l'enveloppe du signal complexe reçu σ est l'écart type.

D'autres propriétés utiles de cette distribution sont données par :

- La valeur moyenne : $E(r) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$ (1.6)

- La valeur quadratique moyenne : $E(r^2) = 2\sigma^2$ (1.7)

- La variance : $E(r^2) = 2\sigma^2$ (1.8)

1.5 Les phénomènes perturbateurs dans les systèmes de communications

1.5.1 Le bruit [9]

La communication peut être perturbée par des signaux parasites d'origines très différents : bruit blanc dû à l'agitation thermique dans les composants du système, bruit impulsif dû principalement aux organes électromécaniques de commutation, bruit diaphonique engendré par d'autres voies, ou échos. Le bruit blanc (White Noise) a en général une puissance assez faible, et il est relativement facile d'obtenir des lignes téléphoniques sur lesquelles le rapport signal/bruit peut atteindre 25 dB à 30 dB, ce qui est suffisant pour assurer une transmission dans de bonnes conditions avec la plupart des modems. Le bruit impulsif (Impulse Noise) est beaucoup plus gênant car il peut atteindre une amplitude égale ou supérieure à celle du signal pendant une durée de l'ordre de 1 ms à 10 ms, ce qui provoque des rafales d'erreurs (Error Burst) sur les données transmises. Le bruit impulsif est la principale cause d'erreurs sur les lignes téléphoniques classiques, particulièrement lorsque celles-ci empruntent le réseau commuté. Le bruit diaphonique (Cross Talk) introduit par les lignes voisines est en général négligeable pour les transmissions de données. Le bruit d'écho est provoqué par une réflexion du signal due à des désadaptations d'impédance et à un équilibrage imparfait des terminaisons de lignes. l'écho se traduit par le retour à l'émetteur d'une réplique affaiblie et retardée du signal qu'il a envoyé.

1.5.2 Propagation multi-trajets [10]

Dans un système sans fil, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes. Le récepteur peut recevoir le même signal de plusieurs trajets différents puisque les signaux transmis peuvent se réfléchir sur une surface comme le sol, les bâtiments ... etc. Dans la pratique, il est fréquent que deux ou plusieurs phénomènes s'appliquent simultanément au trajet et d'un signal. Cet effet est appelé propagation par trajets multiples. En effet, il existe cinq phénomènes principaux la réflexion, la réfraction, la diffraction, la diffusion le guidage d'onde qui ont un impact direct sur la propagation du signal.

Les ondes émises lors de la communication radio subissent généralement une combinaison de ces divers phénomènes. Le signal reçu est une somme de tous les trajets arrivants au récepteur et cette somme peut être constructive ou bien destructive. Les obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsqu'un émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS, la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison

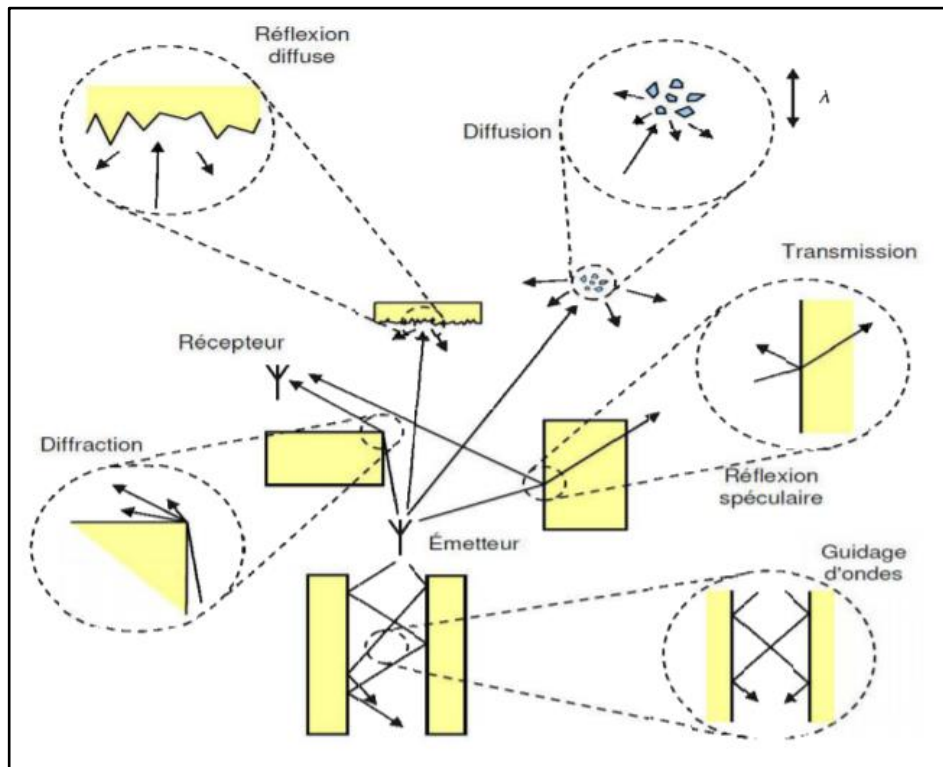


Figure 1.9 : Principaux phénomènes de propagation

1.5.3 Les interférences entre symbole

Une interférence inter-symbole est une forme de distorsion d'un signal qui a pour effet que le symbole transmis précédemment affecte le symbole actuellement reçu. C'est en principe un effet non désiré car l'effet du caractère précédent agit comme du bruit, ce qui rend la communication moins fiable. Il existe des solutions pour réduire les interférences inter-symboles par exemple l'algorithme de Viterbi et l'OFDM.

Sur un canal radio-mobile, L'interférence entre symboles consécutive à la propagation multi-trajets n'est pas nécessairement néfaste. En effet, elle apporte de la diversité en réception qui peut être exploitée par différents mécanismes d'égalisation.

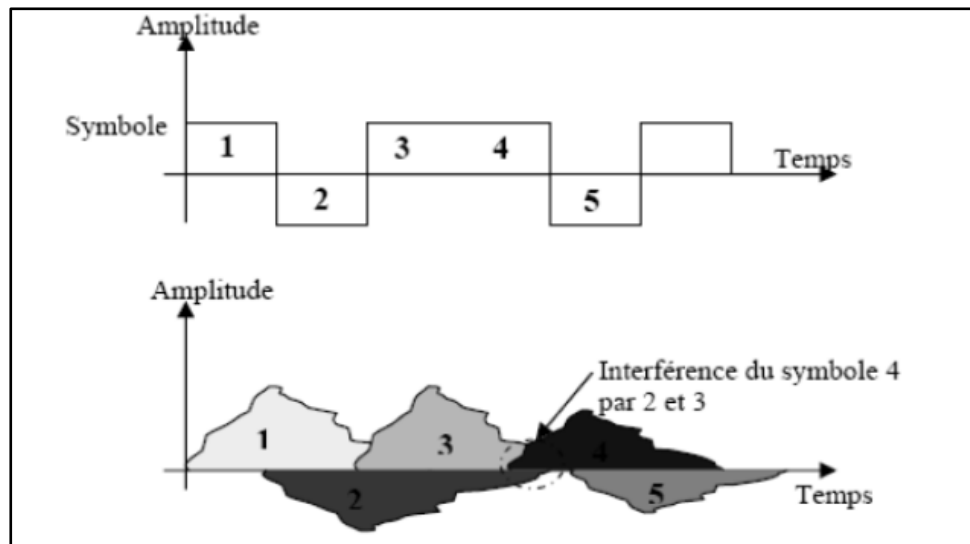


Figure 1.10 : *Interférence entre symbole.*

1.6 Mesure de performances des systèmes de communications

Les performances d'une transmission numérique dépend de la fidélité avec laquelle les messages transmis sont restitués au destinataire. Lorsque le signal émis est analogique, la première mesure de performance est le rapport signal sur bruit SNR. Cependant en communication numérique cette mesure de performance s'avère insuffisante en outre plusieurs mesures de performances peuvent être utilisées. Ces mesures de performance permettent d'évaluer la qualité de la transmission. Dans ce qui suit, on cite quelques critères de performances couramment utilisés en communications numériques.

1.6.1 Le rapport signal sur bruit

Durant la transmission, les signaux électriques peuvent être perturbés par des phénomènes électriques ou électromagnétiques d'origine externe désignés sous le terme générique de bruit. Le bruit est un phénomène qui dénature le signal et qui est susceptible d'introduire des erreurs d'interprétation du signal reçu (figure 1.11) [11].

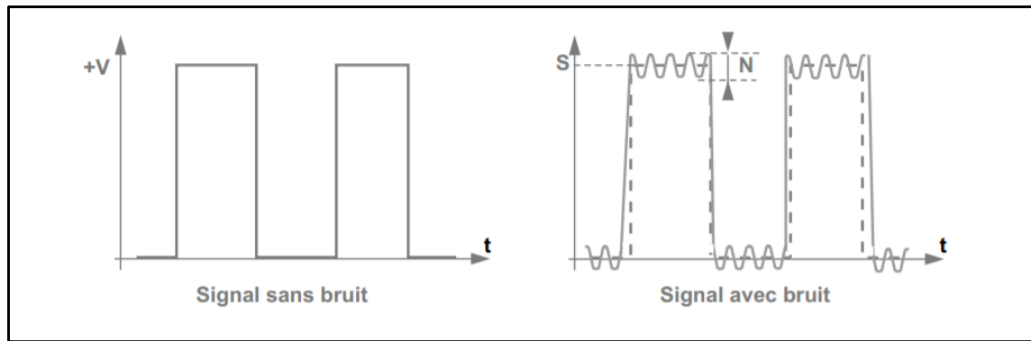


Figure 1.11 : *Le signal pollué par le bruit.*

Les capacités de transport d'information (débit) sont directement liées au rapport entre la puissance du signal utile et celle du signal de bruit. Ce rapport, appelé rapport signal sur bruit (SNR, Signal Noise Ratio que nous noterons S/N), s'exprime en dB (décibel), formule dans laquelle S représente la puissance électrique du signal transmis et N la puissance du signal parasite ou bruit affectant le canal de transmission [12] :

$$S/N \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (S/N) \text{ (en puissance)} \quad (1.9)$$

1.6.2 L'erreur quadratique moyenne

L'erreur quadratique moyenne, plus connu sous l'acronyme MSE (Mean Square Error) permet de mesurer la moyenne du carré de l'erreur entre le signal émis et le signal estimé.

1.6.3 La probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur constitue l'un des paramètres de qualité en communication numérique. Elle est définie par élément binaire, elle exprime la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire. Cette probabilité n'est jamais strictement nulle, mais cela ne signifie pas pour autant que la qualité de transmission est mauvaise ; en effet il suffit qu'elle prenne une valeur suffisamment faible pour satisfaire un certain critère de fidélité [12].

Les phénomènes parasites (bruit) perturbent le canal de transmission et peuvent affecter les informations en modifiant un ou plusieurs bits du message transmis, introduisant ainsi des erreurs dans le message (figure 1.12).

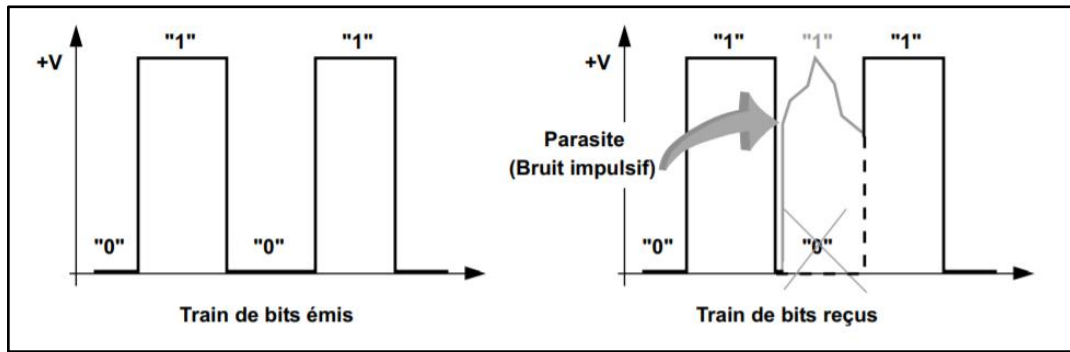


Figure 1.12: *L'effet d'une erreur sur le train binaire.*

La probabilité d'erreur en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (1.10)$$

Et la fonction d'erreur complémentaire telle que :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (1.11)$$

E_b est l'énergie du bit, N_0 est la puissance du bruit.

1.6.4 Le taux d'erreur par bit

Le BER est donc un estimateur non-biaisé dont l'écart-type est d'autant plus faible que le nombre de bits émis est élevée. En pratique, Il est à noter que P_e est une valeur théorique dont une bonne estimation non biaisée au sens statistique est réalisée par la mesure du taux d'erreur par bit BER (Bite Error Rate). Ce dernier est le rapport entre le nombre d'éléments binaires erronés et le nombre d'éléments binaires transmis. On notera que le BER tend vers P_e si le nombre de bits transmis est plus élevé. Notons que le BER n'est pas la seule métrique utilisée pour qualifier la qualité d'une transmission numérique. On retrouve aussi le Frame Error Rate (FER) ainsi que le Block Error Rate (BLER) qui indiquent respectivement la probabilité d'erreur par trame et la probabilité d'erreur par blocs de données transmis [11].

1.7 Les techniques d'accès [13]

Le multiplexage est l'opération qui consiste à grouper plusieurs voies, attribuées chacune à une communication, de façon à les transmettre simultanément sur le même support physique (câble, liaison radioélectrique, satellite, ...) sans qu'elles se mélangent ou se perturbent mutuellement.

Outre l'optimisation de l'utilisation du canal de transmission, les techniques d'accès multiples offrent certains avantages en terme de fiabilisation de la transmission. Afin qu'un accès multiple fonctionne, il est nécessaire de définir d'une part le principe de l'allocation de la ressource à une demande de communication et d'autre part le principe de partage de la ressource. Cette gestion est assurée par une couche basse des protocoles de communication, appelée Medium Access Control (MAC) dans le cas de réseaux locaux. Le but de cette couche est de définir la méthode d'accès au canal de transmission afin de se faire entendre et comprendre des autres. Elle reste néanmoins indépendante de la couche physique dont le rôle est d'interfacer le système de communication au canal de transmission.

Afin d'assurer un partage entre plus d'utilisateurs, des méthodes d'accès ont été développées. Elles consistent à allouer une fraction de la ressource à des utilisateurs pour la durée de la communication. Chaque ressource est alors isolée des autres en assurant l'orthogonalité entre les différents sous-canaux, ce qui évite toute interférence entre les utilisateurs.

A la réception, un démultiplexage aussi parfait que possible doit permettre de séparer ces voies et de les restituer sous leur forme originale. Ce partage des ressources disponibles nécessite que chacune d'entre elles soit isolée des autres, il faut donc s'assurer de l'orthogonalité des ressources.

Notons que la propriété d'orthogonalité indique si deux entités (signaux, codes, ...) sont séparables, c'est à dire qu'en leur appliquant une opération donnée, on trouve un résultat nul. Ainsi, deux droites orthogonales ont un produit scalaire nul.

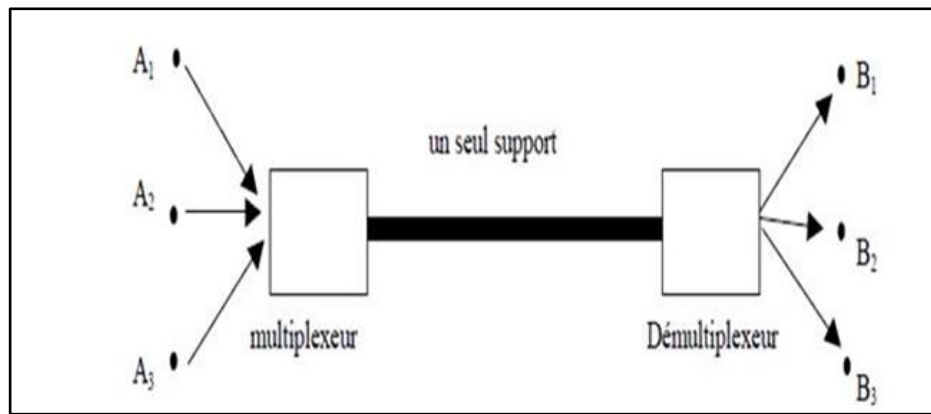


Figure 1.13: *Multiplexage des possibilités d'accès à un canal.*

Il existe essentiellement trois formes de multiplexage dans la gamme radiofréquence et hyperfréquence : le multiplexage fréquentiel ou spectral FDMA pour (Frequency Division Multiple Access) ; le multiplexage

temporel TDMA pour (Time Division Multiple Access) et le multiplexage de code (CDMA) pour (Code Division Multiple Access).

1.7.1 Accès multiple par répartition en fréquence FDMA [14]

Le multiplexage fréquentiel est un multiplexage dans lequel des signaux indépendants occupent des bandes de fréquences distinctes dans le signal composite. Les utilisateurs se partagent le canal dans le domaine fréquentiel et émettent sur un sous-canal donné. Les canaux adjacents ne se recouvrent jamais grâce à l'utilisation d'intervalle de garde entre chaque voie, les rendant ainsi orthogonales. Les différents utilisateurs n'ont pas besoin d'être synchronisés entre eux ce qui rend cette technique simple à mettre en œuvre par rapport aux autres. La (figure 1.14) donne un exemple de multiplexage fréquentiel 4vers 1.

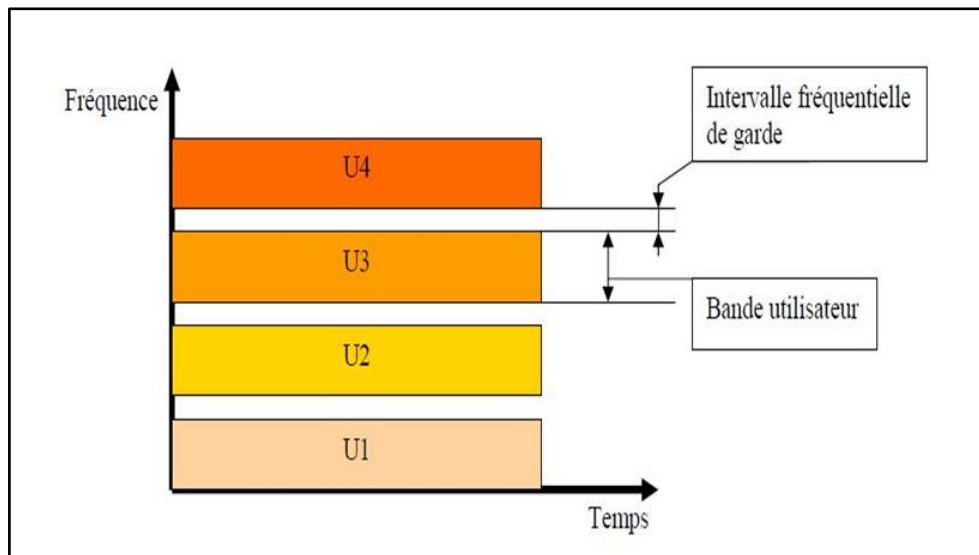


Figure 1.14 : La technique de multiplexage FDM.

L'opération de multiplexage commence par générer N porteuses espacées fréquemment, d'au moins deux fois la bande utile des signaux à multiplexer. On multiplie ensuite une porteuse avec un signal, afin de transposer tous les signaux à des fréquences différentes. On somme le tout pour obtenir le signal composite. Il est intéressant de percevoir que les opérateurs sont les mêmes que pour le multiplexage temporel.

L'opération de démultiplexage multiplie chaque porteuse par le signal composite, puis assure un filtrage passe bas autour de la bande utile pour retrouver le signal dé-multiplexé. Le filtrage est essentiel car la représentation temporelle du signal dé-multiplexé ne permet pas de reconnaître le signal d'origine. Les éléments essentiels du multiplexage FDMA sont les opérations de génération précise des porteuses et la modulation.

1.7.2 L'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)[15]

Le multiplexage TDM consiste à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un court instant, ceci à tour de rôle pour chaque utilisateur (Figure 1.15). L'allocation de cette bande passante se fait en divisant l'axe du temps en périodes de durée fixe, et chaque utilisateur ne va transmettre que pendant une de ces périodes déterminées. Un intervalle de temps fixe (IT) est successivement assigné à une source.

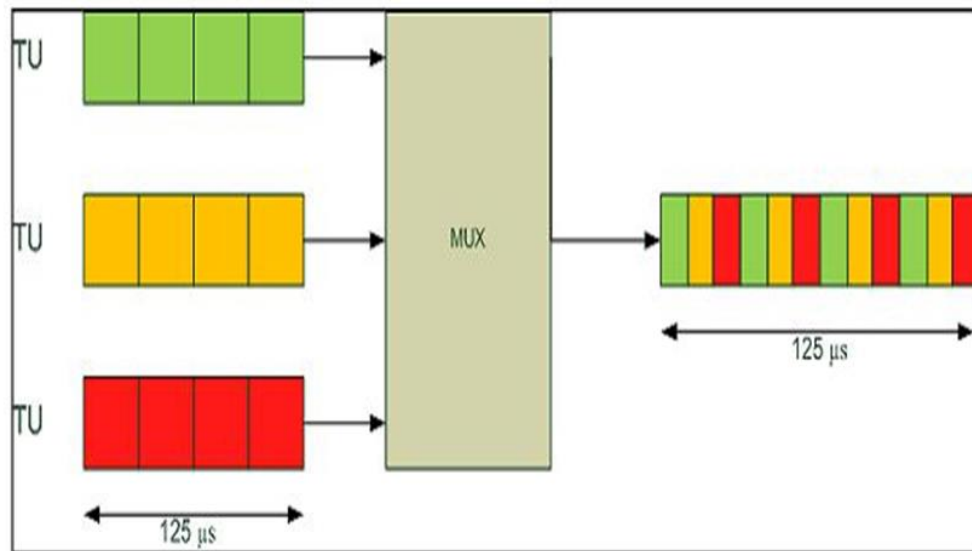


Figure 1.15 : Répartition des périodes dans le cas d'un multiplexage TDMA.

1.7.3 L'accès multiple par répartition par répartition de code (CDMA) [16]

Le CDMA a été initialement développé aux États-Unis et a servi en téléphonie mobile et en télécommunications spatiales (GPS). Ce système a subi plusieurs évolutions et connaît aujourd'hui un succès important comme avec le Wide-CDMA (WCDMA) pour la téléphonie 3G.

Le principe de base du CDMA est que différents codes sont utilisés pour faire la distinction entre les différents utilisateurs. Généralement des formes de modulation d'étalement du spectre en séquence directe (DS-SS-CDMA) sont utilisées.

Un signal généré qui s'étale sur une large bande passante, un code connu sous le nom de code d'étalement est utilisé pour exécuter cette action. En utilisant un groupe de codes, qui sont orthogonaux les uns par rapport aux autres, il est possible de choisir un signal avec un code donné en la présence de nombreux autres signaux, comme illustré sur la figure 1.16.

Toutefois, puisque plusieurs utilisateurs émettent sur la même bande de fréquence, ils contribuent à dégrader les performances en augmentant le bruit de fond. Il s'agit là du principal facteur limitant de cette technique. De plus, elle requiert d'importantes capacités de calcul et donc l'utilisation de composants coûteux.

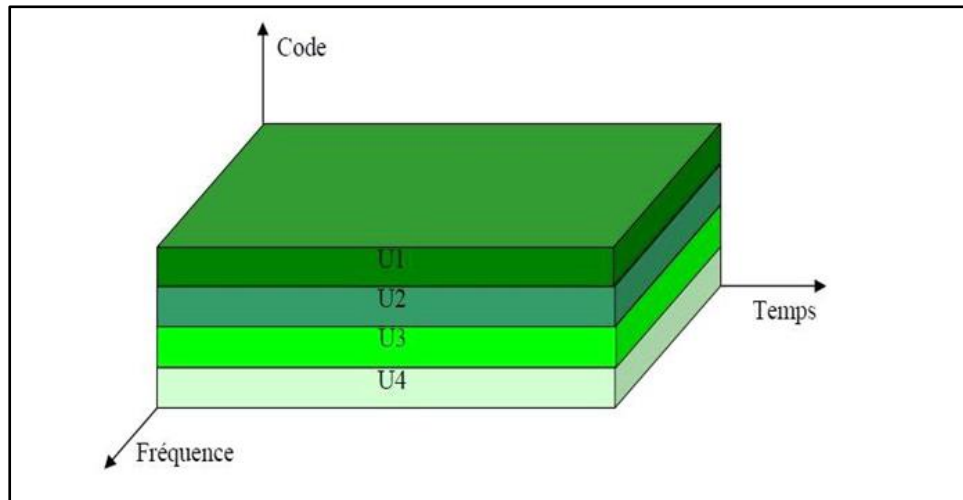


Figure 1.16 : *La technique de multiplexage CDMA.*

1.7.4 Les performances comparées de TDMA/FDMA/CDMA :

Sans tenir compte des bandes de garde, les systèmes TDMA et FDMA ont les mêmes performances. En effet, les implications au niveau de l'interférence, et donc du planning de fréquences en cellulaire, est le même. On peut alors se baser simplement sur l'efficacité spectrale dans une seule cellule, et que l'on répartisse les données en fréquence ou en temps ne change rien. En CDMA, les choses sont un peu plus subtiles, puis qu'on peut utiliser les mêmes fréquences dans toutes les cellules. Par contre, on ne peut pas obtenir de codes orthogonaux pour les utilisateurs de cellules différentes (d'autant plus que ça demanderait de synchroniser les cellules entre elles, ce qui est très compliqué). Il faut donc faire une analyse complète (et statistique) des interférences, en fonction de la qualité des codes utilisés. En fonction de tout cela, certains prétendent que le CDMA permet une plus grande capacité. Sans rentrer dans les détails, cette affirmation n'est correcte que si on utilise des algorithmes très puissants dans les récepteurs.

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les notions de base des télécommunications numérique. Nous avons également examiné un certain nombre de modulations qui sont Aujourd'hui utilisées. Nous avons étudié les types de distorsions introduites par les canaux de communication qui altèrent le signal transmis, en particulier le phénomène d'interférence inter symbole ISI. Ces distorsions doivent être corrigées au moyen de des techniques telles que l'égalisation et l'OFDM qui seront le principal objet d'étude du chapitre

suit.

Chapitre 02 : Système de transmission OFDM et égalisation

Chapitre 02 : Système de transmission OFDM et égalisation

2.1 Introduction :

L'OFDM est une technique de modulation numérique qui joue sur l'efficacité et la rentabilité de transmission dans le canal radio mobile pour un environnement multi-trajets. L'OFDM est utilisé dans les réseaux sans fil et les réseaux cellulaires, sans oublier la télévision numérique. Son principe consiste à transmettre les données en parallèle sur un très grand nombre de sous-porteuses. Le regain d'intérêt actuel pour l'OFDM réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses.

Dans ce chapitre, nous étudions la technique OFDM, nous décrivons ses principes généraux tels que l'utilisation d'algorithmes FFT. Nous présentons aussi la technique d'égalisation non supervisée qui permet de supprimer les perturbations du canal sur le signal transmis afin de réduire l'interférence inter symboles (ISI).

2.2 Historique de l'OFDM :

La modulation multi-porteuse est une technique de modulation utilisée dans des normes européennes telles que la radiodiffusion numérique (DAB) et la diffusion de vidéo numérique (DVB). Cette modulation a suscité beaucoup d'intérêt et a été proposée pour beaucoup d'autres applications, y compris les réseaux locaux (LAN) et les systèmes de communications personnels. Les premiers systèmes de modulation multi-porteuse sont apparus dans les années 50, notamment dans les systèmes militaires HF [13].

L'OFDM a été présenté pour l'obtention d'un brevet aux États-Unis par Chang des laboratoires de Bell en 1966 et le brevet a été obtenu en 1970. L'idée était d'employer les flux de données parallèles et FDM (Frequency Division Multiplexing) avec le chevauchement du spectre des différentes sous porteuses pour éviter l'utilisation de l'égalisation pour corriger la déformation résultant de trajets multiples aussi bien que pour utiliser entièrement la largeur de bande disponible [14].

En 1979, avec l'apparition des processeurs DSP (Digital Signal Processing), la TFD pouvait être implémentée sur les circuits numériques rendant alors les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser [15].

Dans les années 80, l'OFDM a été étudiée pour les modems à haut débit, les communications mobiles numériques, avec notamment en 1985 la radiophonie mobile et la diffusion numérique en 1987. Dans les années 1990, l'OFDM a été utilisée dans la transmission de données à large bande.

Aujourd'hui la modulation OFDM est utilisée dans la ligne d'abonné numérique asymétrique (ADSL), ligne d'abonné numérique à débit binaire élevé (HDSL), et la ligne d'abonné numérique à très haut débit (VDSL) dans les systèmes filaires, et radiodiffusion numérique (DAB), radiodiffusion vidéo numérique (DVB) dans les systèmes sans fil. En outre, il a également été reconnu comme base du réseau local sans fil, normes (WLAN), parmi lesquels la norme IEEE 802.11a est l'un des plus importants.

2.3 Transmission multi-porteuses [16]

Les systèmes de transmission multi-porteuses, tels que la FDM (Frequency Division Multiplexing), et l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), multiplexent les données sur des porteuses multiples et les transmettent en parallèle. Chaque sous-porteuse est modulée séparément par différents flux de données et un espacement dit 'bande de garde' est placé entre les sous-porteuses pour éviter un chevauchement des signaux.

L'utilisation d'une modulation multi-porteuse pour des données à hauts débits est plus adaptée à un canal multi trajet sélectif en fréquence, cependant en FDM l'efficacité spectrale est réduite à cause de l'ajout des bandes de garde entre chaque deux porteuses adjacentes comme illustrée sur la figure 2.1 (a). L'alternative est fournie par la technique on OFDM qui offre une meilleure efficacité spectrale.

L'utilisation des résultats de l'OFDM permet d'économiser la bande passante comme on le voit sur la figure 2.1(b).

L'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales, qui se chevauchent dans le domaine fréquentiel comme l'illustre la figure 2.1. Ce fait permet d'économiser la bande passante et par conséquent, d'augmenter l'efficacité spectrale en comparaison avec le multiplexage par

division de fréquence (FDM), qui requière des bandes de garde entre les sous-bandes adjacentes illustré par la figure (2.1).

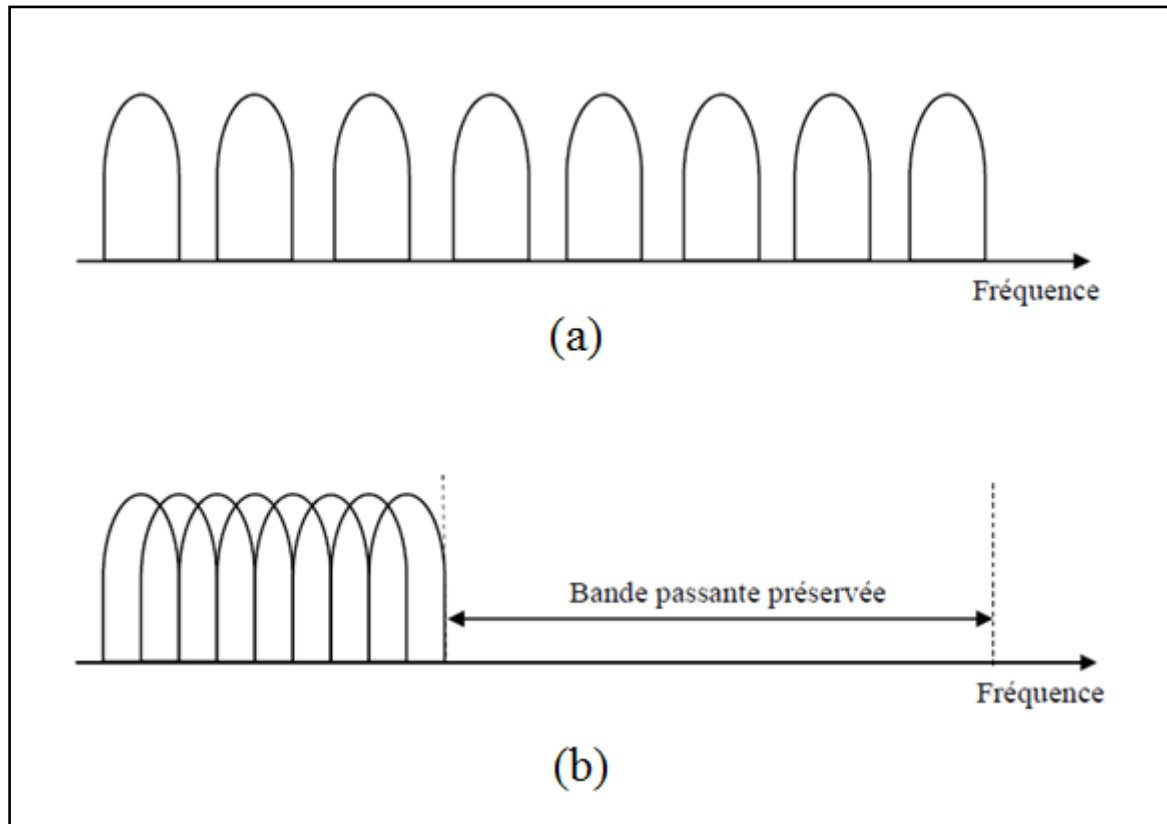


Figure 2.1 : Comparaison entre les spectres de la FDM (a) et l'OFDM (b).

2.4 Orthogonalité :

L'orthogonalité est une propriété qui permet aux signaux multiples de l'information d'être transmis sur canal commun et d'être détectés sans interférence. La perte d'orthogonalité a comme conséquence un brouillage ISI entre ces signaux de l'information et dégradation du système de transmission [14].

Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$, est défini par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) = 0 \quad (2-1)$$

Il y a deux types d'orthogonalité :

- Orthogonalité temporelle.
- Orthogonalité fréquentielle.

2.4.1 L'orthogonalité temporelle

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoïdes de fréquences respectives f_k , transmises durant une durée T_s , k variant de 1 à N , et définie par $f_k = \frac{k}{T_s}$, cette condition permettant d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous porteuse durant T_s [20]. Chaque sous porteuse $s_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k}{T_s} t\right), & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour } k \in [1, N] \quad (2-2)$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_i(t)$ et $s_j(t)$ de fréquences respectives f_i et f_j , définies par l'expression (2-2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_s]$, puisqu'elles vérifient l'équation (2-1)

2.4.2 L'orthogonalité fréquentielle

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_s , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_s dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_{-z} = f_k - 1/T_s$ et $f_{+z} = f_k + 1/T_s$ on remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égale à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée la figure (2.2), le spectre (a) étant celui d'une sous-porteuse i , de bande $\Delta f = N/T_s$ et le spectre (b) celui du signal OFDM à $N=4$ sous porteuse, qui s'étale sur $B = N \times \Delta f = N/T_s$.

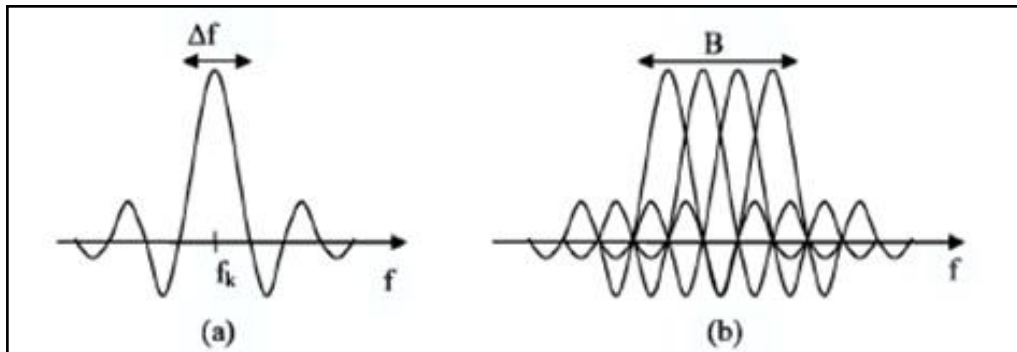


Figure 2.2 : (a) : Spectre d'une sous-porteuse (b) : Spectre d'un signal OFDM.

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à "zéro" des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses [20].

2.5 Emetteur et récepteur du système OFDM [18]

Le schéma général d'un système de transmission OFDM se divise en deux parties, une partie en émission et une autre en réception comme c'est montré à la figure (2.3).

A l'émission, les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation (QAM)) ou la modulation par sauts de phase (Phase-shift keying (PSK)). Ces symboles c_k sont répartis sur les N sous-porteuses. Les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel sont espacées de $\Delta f = 1/T_s$.

La transformée de Fourier discrète inverse (Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ou Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)) permet de générer le signal dans le domaine temporel constitué de N échantillons. En général, toutes les N sous porteuses sont modulées en utilisant les symboles de données, mais certaines sous-porteuses sont des porteuses pilotes.

Les pilotes (Estimation Pilots (EP)) sont connus au niveau des émetteurs et des récepteurs et sont utilisés pour l'estimation du canal. Le nombre de pilotes insérés entre les données dépend du canal et de la précision requise pour l'estimation de canal. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Après la fonction IDFT, le préfixe cyclique (CP) de longueur T_g est ajouté pour éliminer l'interférence entre symboles tout en gardant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Le symbole OFDM est alors transmis à l'étage radiofréquence comportant la conversion numérique-analogique et la translation sous fréquence porteuse.

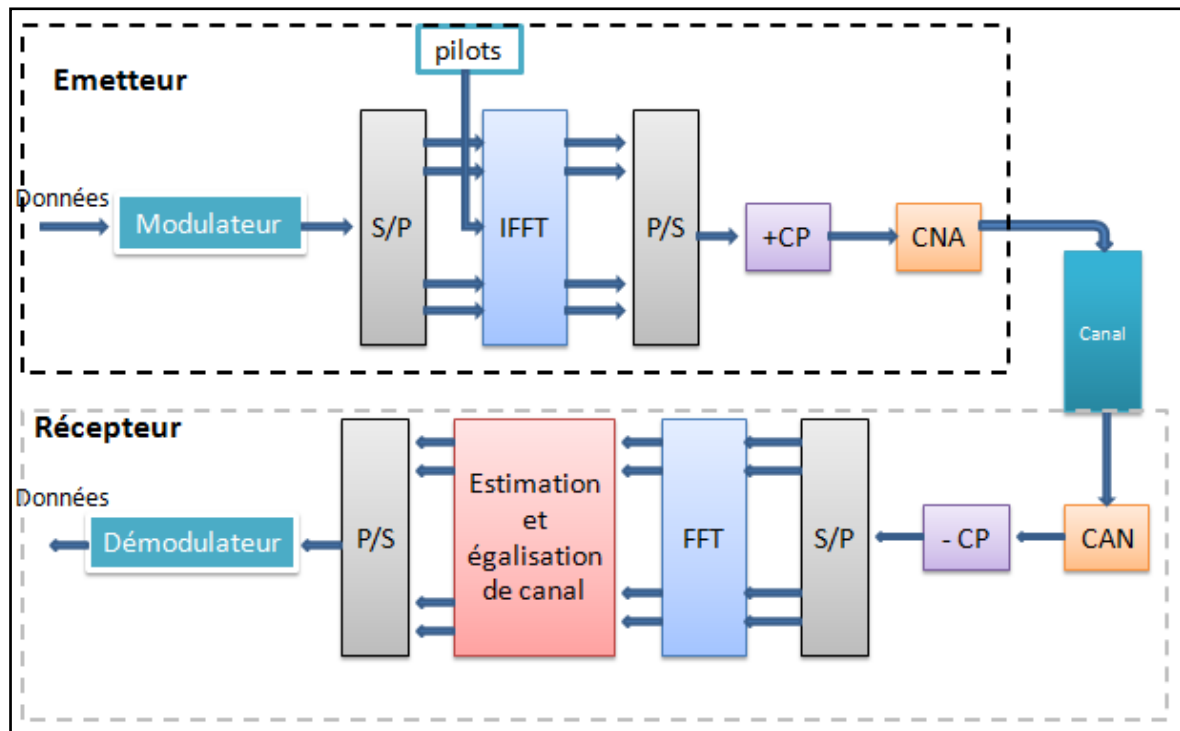


Figure 2.3 : Schéma bloc d'un système de transmission OFDM.

En réception, le CP qui peut présenter de l'interférence avec des symboles adjacents est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci réalise une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM, porteurs de données utiles et/ou de pilotes, du domaine temporel au domaine fréquentiel. En raison des distorsions induites par le canal de transmission, la correction de celui-ci consiste en une pondération sur chaque sous-porteuse. Les coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, dont la valeur est connue au niveau du récepteur. L'égalisation de canal consiste, à partir des coefficients du canal $H(k)$, à générer les coefficients d'égalisation permettant de compenser les effets du canal. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. Il existe différentes techniques d'égalisation, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (Zero Forcing (ZF)) et la méthode des moindres carrés (Minimum Mean Square Error (MMSE)).

2.5.1 Modulation dans un système OFDM

On considère les symboles complexes C_k qui sont définis à partir des éléments binaires suivant une constellation M-QAM ou M-PSK. Ces symboles sont groupés par paquets de N éléments correspondant aux N porteuses [19]. Ce paquet de N éléments C_1 ,

$C_2, \dots, C_{N-1}$ constitue le symbole OFDM. Les N symboles sont transmis en parallèle et modulent les N sous-porteuses : $f_0, f_1, \dots, f_{N-1}$. Les sous-porteuses sont séparées par $\Delta f = 1/T_s$, Ou $f_k = f_0 + K \cdot \Delta f$ avec $K=0, 1, \dots, N-1$, Pour garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses adjacentes [21].

Le signal résultant de la modulation de $K^{ième}$ train s'écrit sous la forme complexe suivante:

$$P_n(t) = C_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (2-3)$$

Le signal total $S(t)$ correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \quad t \in [0, T_s] \quad (2-4)$$

Où T_s est la durée de symbole OFDM.

$$S(t) = e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi (f_0 + \frac{k}{T_s}) t} \quad (2-5)$$

En discrétisant ce signal et en le numérisant en bande de base à l'instant $t=nT_s$. On obtient une sortie S_n sous la forme :

$$S[n] = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = TFDI(C_k) \quad (2-6)$$

Ce développement analytique montre que les modulateurs OFDM à l'émission peuvent être constitués par une transformée de Fourier Discrète Inverse (IDFT) ou par la transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT) des C_k [21]. La transformée de Fourier rapide 'FFT' est un algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier discrète d'un signal numérique. L'IFFT permet de transformer les blocs d'entrées complexes C_n en un signal temporel, Pour appliquer la transformée de Fourier à un signal ou un bloc de données, il suffit de le diviser en n petits blocs, n étant une puissance de deux. L'expression de la transformée de Fourier rapide discrète inverse est donnée par l'équation (2-6). On note que $S[n]$ représente la transformée de Fourier du signal numérique C_k et ' N ' le nombre d'échantillons [22].

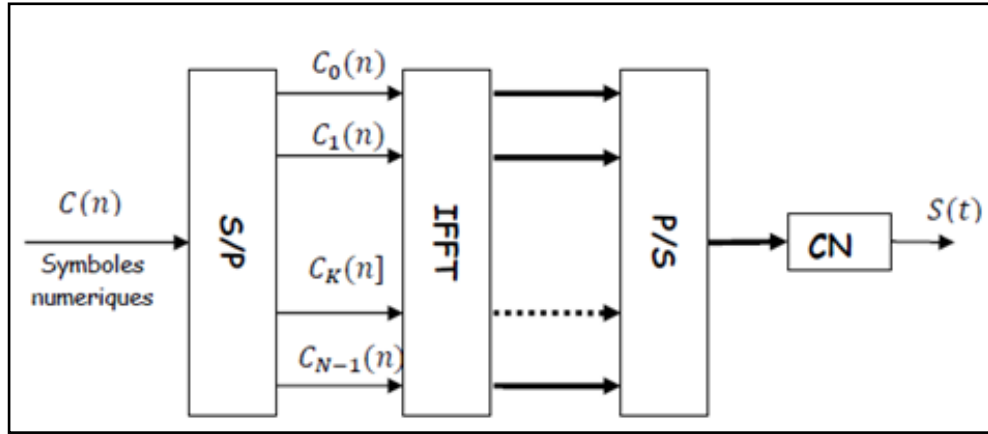


Figure 2.4 : Principe d'un modulateur OFDM.

Le spectre du signal OFDM est la somme des sous-porteuses comme il est représenté sur la figure (2.5) :

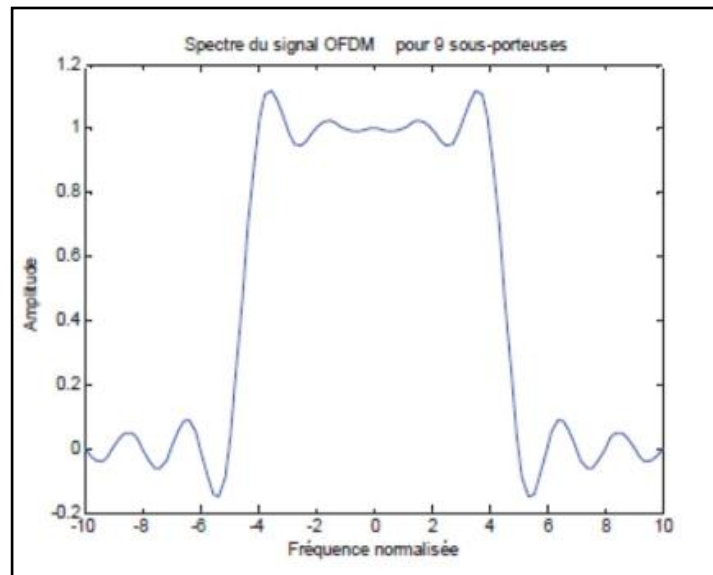


Figure 2.5: Spectre de la somme des sous- porteuses OFDM.

2.5.2 Démodulation dans un système OFDM

Le signal discrétisé reçu est sous la forme :

$$Z_n = y(t) \cdot e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2-7)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . Z_n est la

transformé de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$. Alors, la démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier discrète (TFD), ou une Transformée de Fourier rapide (FFT).

Nous obtenons le schéma suivant pour un démodulateur OFDM :

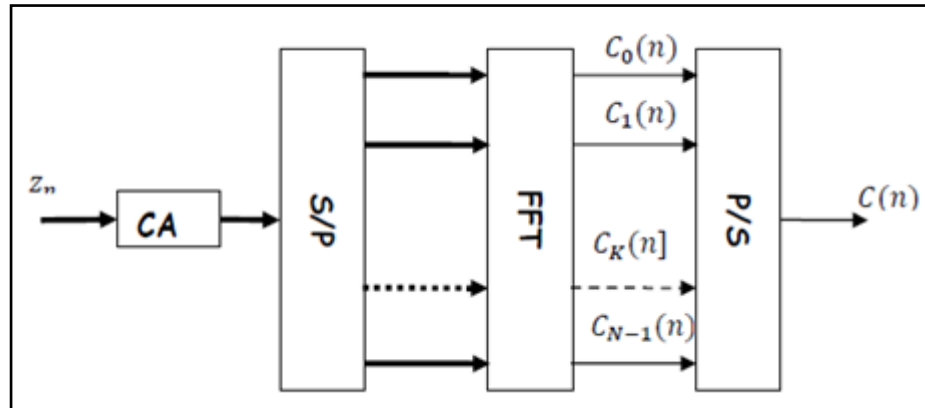


Figure 2.6 : Schéma de principe du démodulateur OFDM.

2.5.3 Intervalle de garde et l'extension cyclique

L'intervalle de garde sert à préserver l'orthogonalité, il consiste en un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs. L'insertion d'un intervalle de garde permet au système d'être robuste face à l'ISI (interférence inter symbole). Pour une bonne réception, il faut que cet intervalle de garde soit plus grand que le maximum des retards dus aux trajets multiples dans le canal de transmission. Dans d'autres cas, cet intervalle est une extension cyclique du signal, qui peut être réalisée par différentes manières comme illustré par la figure (2.7).

Le Préfixe Cyclique (CP) est une technique qui consiste à insérer une copie d'un bloc d'information à transmettre en amont de la trame. Plus clairement, il s'agit de récupérer une partie des informations à transmettre et d'insérer ces informations en début de trame comme montre la figure 2.7(c) [32].

La longueur du préfixe que nous rajoutons est additionnée au symbole initial, nous obtenons un symbole OFDM de longueur totale égale à : $T_{totale} = T_s + T_g$

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM, le suffixe est intégré à la fin du symbole OFDM comme illustré dans la figure 2.7(b).

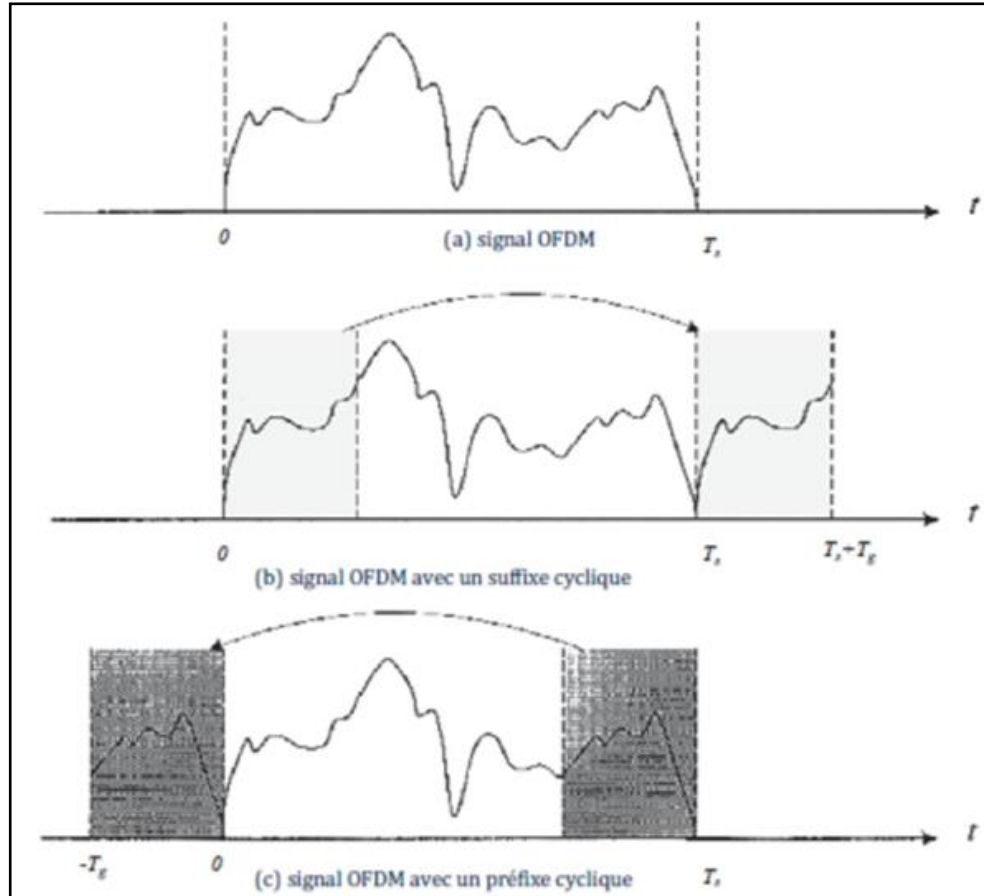


Figure 2.7 : Le signal OFDM avec différentes extensions cycliques [33].

De la figure 2.7 (b), le signal $s(t)$ peut être étendu par le signal $\bar{s}(t)$ comme suit :

$$\bar{s}(t) = \begin{cases} s(t) & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ s(t - T_s), & \text{si } T_s \leq t \leq T_s + T_g (= T) \end{cases} \quad (2.8)$$

Éliminer les ISI préserve ainsi l'orthogonalité des sous porteuses en évitant que les symboles interfèrent avec les symboles précédents, par contre cela peut réduire le débit utile du système de transmission si l'intervalle T_g est trop significatif [23].

2.5.4 Sous porteuses pilotes et estimation de canal

La connaissance de la réponse du canal $h_k(t)$ pour chaque sous porteuse de fréquence f_k est nécessaire pour le recouvrement des symboles X_k en réception, c'est le rôle des sous porteuses pilotes.

Les sous porteuses pilotes ne véhiculent aucune donnée de l'utilisateur, elles sont réservées à l'estimation du canal. Elles véhiculent l'information de l'état du canal ou CSI (Channel State Information), leur puissance est plus importante que les sous porteuses données afin de mieux estimer la réponse du canal (voir figure 2.8) et de s'assurer de l'établissement de la liaison entre émetteur et récepteur pour une bonne estimation de l'état du canal.

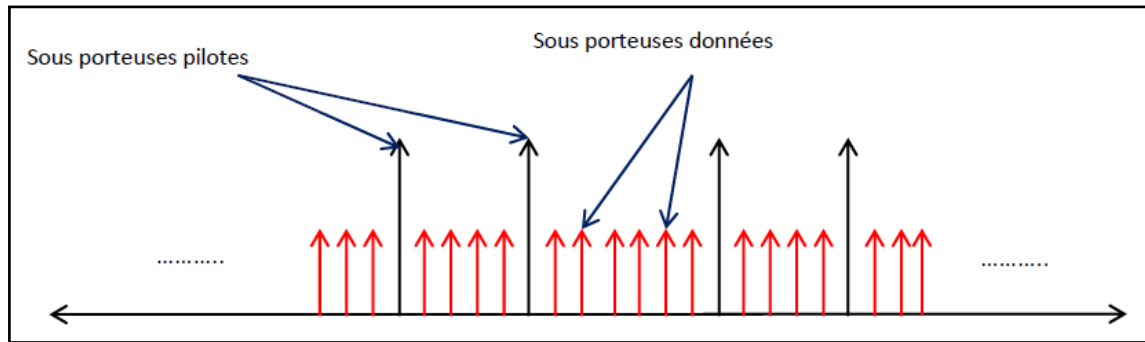


Figure 2.8 : *Sous porteuses pilotes et différence de puissance avec les sous porteuses données.*

Dans l'estimation du canal en général on utilise des pilotes comme références. Dans le système d'OFDM le concept des pilotes est d'envoyer des symboles numériques connus sur des sous-porteuses à des instants prédéfinis. L'insertion des pilotes se fait d'après les critères suivants. Premièrement, il faut choisir quelle modulation numérique doit être utilisée pour envoyer des pilotes quand on connaît à l'avance leurs valeurs. Deuxièmement, il faut savoir comment envoyer les pilotes dans un symbole OFDM [24].

Dans ce qui suit, les méthodes d'estimation sont basées sur l'insertion de symboles pilotes connus par le récepteur, afin d'estimer et d'interpoler les composantes de la réponse du canal. Ces méthodes, dites PSAM1, se divisent en trois grandes classes suivant le type d'insertion effectué : blocs pilotes, porteuses pilotes ou pilotes en treillis, leurs principes de base étant illustrés à la figure 2.9.

Dans la première configuration, on utilise périodiquement des symboles pilotes en forme de blocs. Cette configuration est développée sous la supposition d'un canal à évanouissement lent. Chaque symbole de ce bloc (trame) étant envoyé sur chaque sous-porteuse, les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les fréquences, mais à des intervalles de temps K_t .

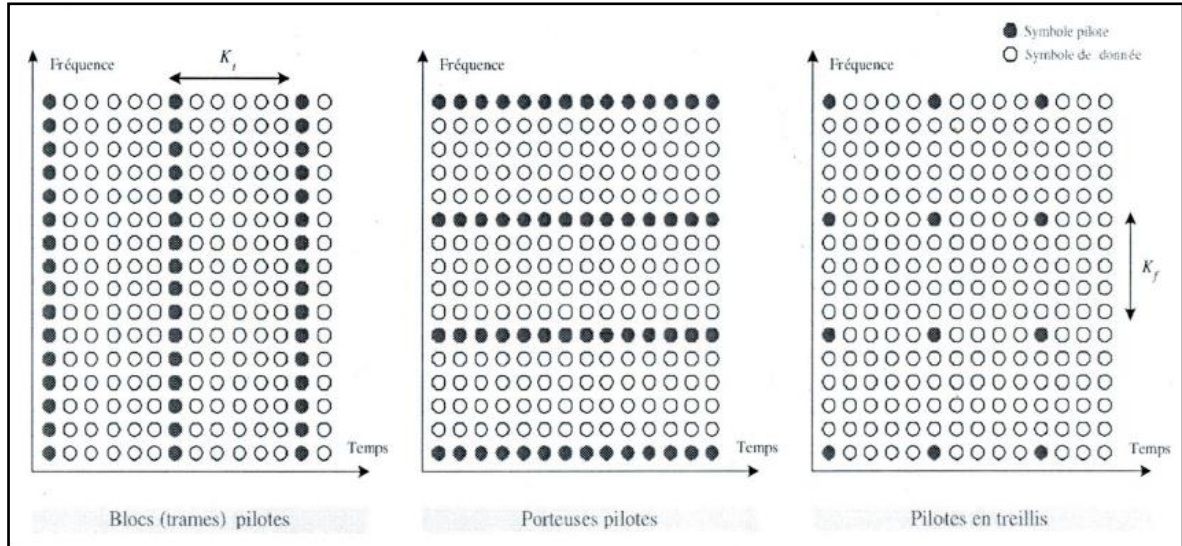


Figure 2.9: Positions des pilotes de références dans le domaine du temps et de la fréquence.

Tandis que, dans la deuxième configuration, quelques symboles pilotes sont envoyés de façon continue sur certaines sous-porteuses, baptisées donc porteuses pilotes. Dans ce cas, l'état du canal est toujours connu, mais uniquement pour quelques fréquences porteuses, avec un intervalle de fréquence K_f , ce qui impose donc une interpolation fréquentielle.

La troisième configuration est une combinaison entre les deux configurations précédentes, où les symboles pilotes sont placés à des intervalles de temps K_t et des intervalles de fréquence K_f .

Pour pouvoir suivre l'évolution dans le temps de la fonction de transfert du canal, il faut que l'écart fréquentiel entre les porteuses pilotes K_f soit inférieur à la bande de cohérence du canal B_c et que l'intervalle de temps entre deux symboles pilotes K_t soit bien inférieur au temps de cohérence du canal T_c [34].

2.6 Utilisation de la technique OFDM

L'OFDM est une technique prépondérante, elle est utilisée dans le projet européen pour la diffusion de radio numérique (Digital Audio Broadcasting DAB), la diffusion de télévision numérique (Digital Video Broadcasting DVB) et le réseau local sans fil à haut débit (High Performance Radio Local Area Network type 2 HiperLAN2 de ETSI) ou 802.11a et 802.11g,

l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de communications.

2.6.1 La normalisation ETSI HiperLAN II [14]

HiperLAN2 est une Norme européenne élaborée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) soutenu par l'H2GF (HiperLAN2 Global Forum) fondé en 1999 par Bosch, Dell, Ericsson, Nokia, Telia et Texas Instrument. Au niveau physique, le standard HiperLan2 utilise la bande de fréquences comprise entre 5,15 et 5,25 GHz, celle-ci est divisée en 9 porteuses de 20 Mhz de largeur chacune (un espacement de 20 Mhz étant prévu entre les porteuses). Cette deuxième version propose un débit de pointe à 54 Mbps et utilise, au niveau physique, le protocole OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), de la même façon que 802.11a.

2.6.2 IEEE 802.11a (Wi-Fi 5)

La proposition IEEE 802.11a a pour origine des études effectuées dans le cadre de la normalisation HiperLAN de l'ETSI. IEEE802.11a est une extension d'IEEE802.11 qui permet d'améliorer la vitesse de transmission en offrant des débits de 6 à 54Mbit/s. cette norme fonctionne dans la bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) (5GHz), une bande de fréquences non licenciée, c'est-à-dire qui ne demande pas l'obtention d'une licence d'utilisation [26].

2.6.3 IEEE 802.11g

La 802.11a offre un débit assez élevé mais la portée est plus faible et son usage en extérieur est souvent interdit. Pour répondre à ces problèmes l'IEEE développe la nouvelle norme 802.11g, offrant le même débit que Wi-Fi 5, tout en restant compatible avec le Wi-Fi 2 (bande de fréquence de 2.4 GHz). Cette norme vise aussi à remplacer Wi-Fi 2 sur la bande 2.4GHz mais avec un débit plus élevé pouvant atteindre les 54Mbits/s. Elle utilise la technique de modulation OFDM.

2.6.4 Radio numérique DAB (Digital Audio Broad casting)

Le DAB (Digital Audio Broadcasting) est une norme de transmission numérique de signaux radio. Cette norme est déployée en Europe et dans le monde entier comme première norme utilisant la modulation OFDM [13]. L'objectif étant de garantir la réception dans les conditions de propagation les plus difficiles (réception embarquée en zone urbaine dense, résistance à l'effet Doppler). Les modes de diffusions ont été définis, utilisant les différentes bandes de fréquence pour diffuser le signal (VHF, bande 1,5 GHz, bande 2,3 GHz) [13].

2.6.5 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) :

Les systèmes de télévision (TV) numérique terrestre permettent de bénéficier d'un plus grand nombre de programmes télévisés, d'une meilleure qualité d'image et d'une plus grande couverture de réception. Le premier système de TV numérique terrestre à avoir été standardisé en Europe est le système DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial). La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) a été adoptée par ce standard pour sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence.

2.7 Les différents types de technique OFDM [28]

- ❖ **C-OFDM (Coded - OFDM)** : offre un réel avantage en la présence de signaux d'interférence à bande étroite isolées.
- ❖ **MIMO-OFDM (Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM)** : Utilise plusieurs antennes pour transmettre et recevoir des signaux radio.
- ❖ **V-OFDM (Vector -OFDM)** :
 - Augmente la couverture de l'abonné.
 - Réduit le coût de provisionnement et le déploiement des infrastructures.
 - Crée une technique de traitement robuste pour trajets multiples et les interférences à bande étroite.
- ❖ **W-OFDM (Wideband OFDM):**

- Inventé par Wi-LAN.
- Grand écart entre les transporteurs.

❖ **Flash-OFDM**

- La technologie à étalement de spectre large bande.
- Évite les compromis inhérents à d'autres systèmes de données mobiles.

2.8 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM

L'utilisation de la technique OFDM pour les systèmes de communications sans fil représente certains avantages et inconvénients [15,29].

2.8.1 Les avantage :

- La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.
- Encombrement spectral optimal : l'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalité des porteuses.
- Les systèmes OFDM sont plus robustes que les systèmes mono-porteurs dans les environnements sélectifs en fréquence. La modulation OFDM a été considérée parmi les solutions les plus efficaces contre les canaux sélectifs en fréquence.
- La bande passante de chaque sous-porteuse est petite devant la totalité de la bande passante du signal OFDM. On peut donc, considérer que la réponse fréquentielle du canal de transmission est plate au niveau de chaque sous-porteuse.

2.8.2 Les inconvénients :

- La condition d'orthogonalité est très difficile à assurer à cause du bruit de phase des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur. Cette perte d'orthogonalité peut causer une dégradation des performances du système de transmission.

- Aussi, les systèmes basés sur la modulation OFDM sont très sensibles à la désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Ce problème peut générer des interférences entre les symboles OFDM.
- Elle représente des variations d'amplitudes sur des intervalles dynamiques assez larges. Ceci exige des amplificateurs de puissances avec un taux de puissance crête relativement élevée.

2.9 Technique d'égalisation du canal [25]

Un égaliseur est un filtre introduit au niveau du récepteur dans la chaîne de transmission, dont la fonction principale est d'ajuster, au maximum, le signal à sa sortie à celui qui a été émis. Cela est possible par la mise en place d'un critère qui régit la relation entre l'entrée et la sortie du filtre [35]. L'égalisation est une procédure utilisée par les récepteurs des systèmes de communications numériques pour réduire l'effet d'interférence entre symboles (ISI), due à la propagation du signal modulé à travers le canal. Pour empêcher une dégradation sévère des performances, il est nécessaire de compenser la distorsion des canaux, cette compensation est effectuée au moyen d'un filtre adaptatif [36].

En notant la fonction de transfert du canal $G(z)$ et la fonction de transfert du filtre adaptatif (égaliseur) est $H(z)$, l'erreur à mesurer entre le signal désiré et le signal du système cascadié atteint son minimum quand le produit de $H(z)$ et $G(z)$ est 1. Pour que cette relation soit vraie, $H(z)$ doit égaier l'inverse de la fonction de transfert du canal c'est-à-dire $H(z) = 1/G(z)$.

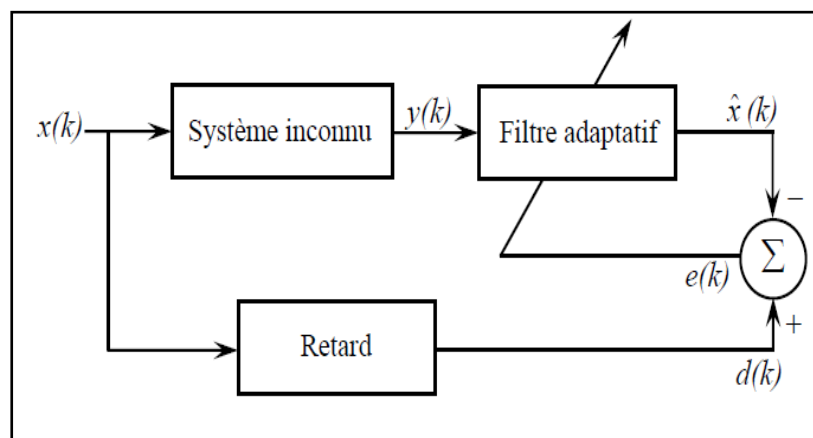


Figure 2.10 : Egalisation du canal.

Le schéma de la figure 2.11 illustre la position de l'égaliseur dans un système de réception en communication numérique. En pratique, on retrouve principalement 2 types de récepteurs. Le premier type est appelé récepteur optimal. Ce genre de récepteur est caractérisé par un égaliseur dont les paramètres de correction sont fixes dans le temps. C'est-à-dire que nous connaissons à priori les caractéristiques (réponse impulsionnelle ou réponse fréquentielle) du canal utilisé. Avec ces paramètres, la conception de l'égaliseur revient à créer l'inverse du canal de transmission [25].

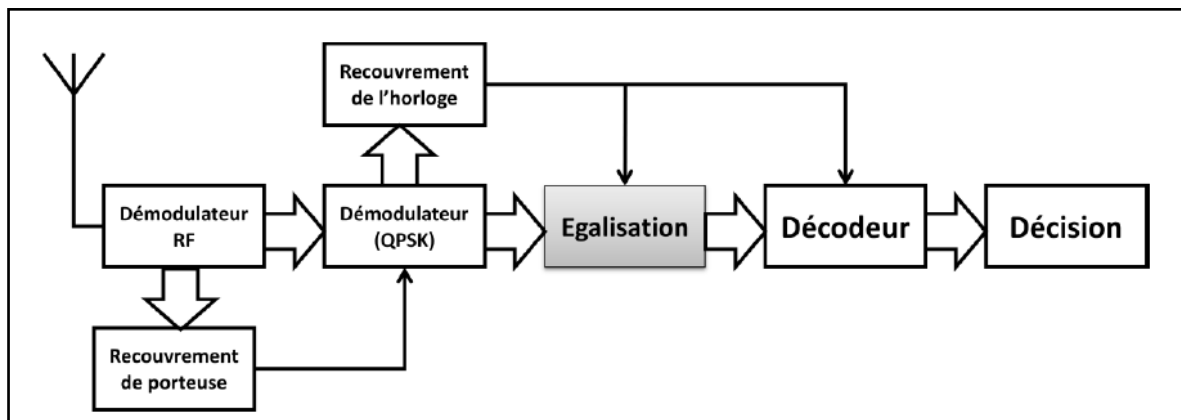


Figure 2.11: Récepteur incluant l'égalisation.

Dans certains cas, l'utilisation de ce type de récepteur permet d'obtenir des performances satisfaisantes et l'avantage important réside dans la rapidité d'exécution de ce genre d'égaliseur. Le schéma de la Figure 2.12 nous montre un tel type d'égaliseur.

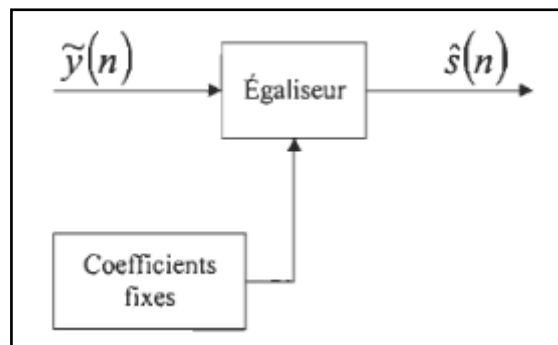


Figure 2.12: Schéma du récepteur optimum.

Le deuxième type de récepteur est nommé sous optimum car la fonction de transfert de l'égaliseur est créée à partir d'une estimation des paramètres du canal. Dans ce cas, il est possible d'avoir des paramètres d'égalisation variables dans le temps. Le récepteur est donc doté d'un algorithme qui adapte les coefficients de l'égaliseur. Ces paramètres peuvent être calculés à partir d'une séquence de données connues du transmetteur et du récepteur (mode

supervisé) ou de façon non supervisée dite autodidacte par un retour statistique sur la sortie de l'égaliseur. La Figure 2.13 montre un tel type de récepteur (à noter que les types autodidactes et supervisés sont tous deux montrés) [25] :

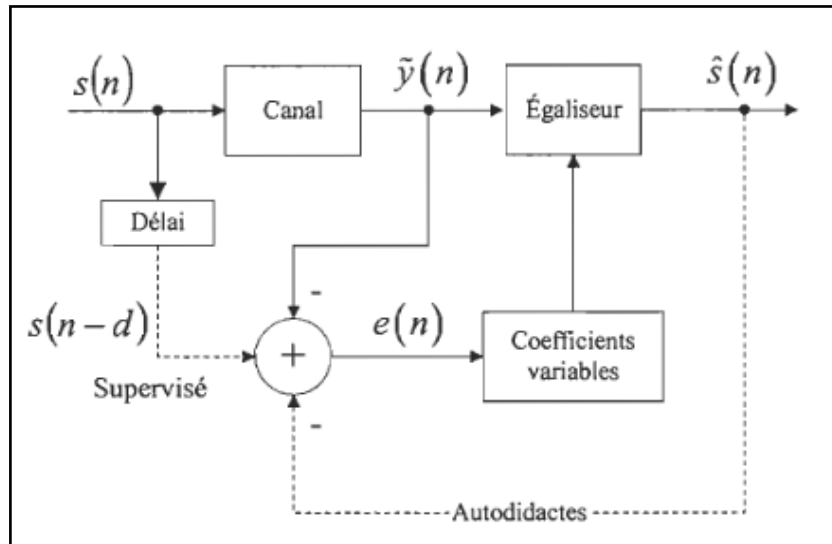


Figure 2.13: Schéma du récepteur sous optimum.

2.9.1 Egalisation supervisée

Dans le cas où les propriétés du canal sont connues à l'avance, il est possible d'initialiser le filtre égaliseur avant que la transmission commence. Si le canal n'est pas maîtrisé, les paramètres de l'égaliseur doivent être estimés. Les méthodes supervisées utilisent ce qu'on appelle des séquences d'apprentissage ou les pilotes : l'émetteur émet une séquence de symboles connus par le récepteur. Ce procédé est appelé l'apprentissage (figure 2.12). Après l'estimation des paramètres, l'égaliseur est construit et l'égalisation du signal peut commencer.

2.9.2 Egalisation non supervisée [30, 31]

Dans le cas de l'égalisation non supervisée dite aussi autodidacte, aucune séquence d'apprentissage n'est utilisée pour faire ajuster les coefficients du filtre égaliseur. Dans le cas où les propriétés du canal sont inconnues à l'avance, il est impossible d'initialiser le filtre avant que la transmission commence.

La seule connaissance a priori disponible au niveau du récepteur est la statistique du signal émis. Ainsi, pour initialiser la convergence de l'égaliseur, on définit des algorithmes basés sur les propriétés statistiques du signal émis.

L'égalisation non supervisée a fait l'objet d'un grand effort de recherche dans le domaine des communications numériques au cours des dernières années. Plusieurs approches ont été proposées et analysées, ce qui a permis l'établissement d'une base théorique pour le filtrage adaptative non supervisé.

L'égalisation non supervisée est basée sur quelques statistiques de la source. Le récepteur n'a aucune connaissance de la séquence transmise ou de la réponse impulsionnelle du canal. Seulement quelques propriétés statistiques ou structurelles des signaux transmis et reçus sont exploitées pour adapter l'égaliseur. Des algorithmes basés sur les statistiques du second degré (SOS pour second order statistic), ou d'ordre supérieur (HOS pour High order statistic) ont été proposés tels que l'algorithme de SATO, Godard et l'algorithme du module constant (CMA) qui est largement utilisé dans les techniques d'égalisation autodidacte.

2.9.3 Algorithmes d'égalisation [30, 31]

Les algorithmes les plus populaires et qui sont couramment employés en filtrage adaptatif en général et en égalisation supervisée sont :

- L'algorithme LMS (*Least Mean Squares*) est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Deux raisons principales de sa popularité simplicité et complexité informatique réduite. En outre, il y a plusieurs variantes de l'algorithme qui peuvent être employées spécifiquement afin de résoudre différents types de problèmes qui sont inhérents à certaines applications.
- L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Squares) est une variante de l'algorithme LMS. Le NLMS converge beaucoup plus rapidement que le LMS. Dans quelques applications
- L'algorithme RLS converge beaucoup plus rapidement que le LMS et le NLMS eu prix d'une complexité accrue.

Concernant l'égalisation non supervisée, les algorithmes utilisés sont ceux cités précédemment le plus populaire et qui sont couramment est :

- L'algorithme CMA (Constant Modulus Algorithm) est développé indépendamment par Godard et Treichler Agee. L'implémentation du CMA est largement utilisée dans la pratique en égalisation autodidacte. Le critère CM essaye de rapprocher la puissance du module de sortie d'égaliseur à une constante d'où le nom attribué.

Nous allons présenter ci-dessous deux algorithmes : l'un dédié à l'égalisation supervisée à noté le LMS et l'autre utilisé en égalisation non supervisée à savoir le CMA.

2.9.3.1 L'Algorithme LMS

L'algorithme LMS (*Least Mean Squares*) est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Deux raisons principales de sa popularité : sa simplicité et sa complexité informatique réduite. En outre, il y a plusieurs variantes de l'algorithme qui peuvent être employées spécifiquement afin de résoudre différents types de problèmes qui sont inhérents à certaines applications.

La version de base du LMS est un cas spécial du filtre adaptatif du gradient descendant (*Steepest Descent*) bien connu. Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale.

La mise à jour du vecteur des coefficients de l'égaliseur en fonction de tous les paramètres du système est donnée par l'équation suivante :

$$h(n+1) = h(n) + \mu \hat{s}(n) e(n) \quad (2.9)$$

μ est le taux de convergence de l'algorithme LMS. Il représente le pas de descente de l'algorithme. L'erreur $e(n)$ est exprimée comme la différence entre la sortie et le signal de référence.

L'algorithme LMS est engagé à démarrer avec une valeur arbitraire $h(0)$ pour le vecteur de poids à $n = 0$. Les rectifications successives du vecteur de poids finalement conduisent à la valeur minimale de l'erreur quadratique moyenne.

2.9.3.2 L'algorithme CMA (constant modulo algorithme)

L'algorithme du module constant (CMA) est développé indépendamment par Godard et Treichler Agee en 1980. L'implémentation du gradient stochastique ou le CMA est largement utilisé dans la pratique.

Le critère du module constant essaye de rapprocher la puissance du module de sortie d'égaliseur à une constante. Cette constante est choisie essentiellement en projetant tous les points sur un cercle. Cet algorithme est du type gradient descendant qui réduit au minimum la fonction de coût.

Le processus d'adaptation est basé sur la même technique utilisée dans le LMS. L'ajustement des coefficients est basé sur l'algorithme du gradient descendant qui est défini par :

$$h(n+1) = h(n) + \mu s(n) e(n) \quad (2.10)$$

L'erreur fait intervenir un facteur γ qui dépend de la modulation utilisée.

$$e(n) = (\gamma^2 - |\hat{s}(n)|^2) \hat{s}(n) \quad (2.11)$$

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de transmissions multi-porteuses OFDM. On a commencé par un petit historique, nous également expliqué la propriété d'orthogonalité fréquentielle qui permet d'améliorer l'efficacité spectrale. Nous avons illustré le principe de base d'une chaîne de transmission OFDM côté émission (modulation) et côté réception (démodulation). Nous avons cité quelques applications qui utilisent cette technologie, ainsi que ses avantages et ses inconvénients. L'un des avantages de l'utilisation de la technique OFDM est de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur. En effet, la combinaison conjointe de la technique OFDM et l'égalisation améliorera considérablement la qualité du signal reçu, ce qu'on va démontrer à travers le chapitre de simulation.

Chapitre 03 : performance de l'égalisation non supervisée

Chapitre 03: Performances de l'égalisation non supervisée

3.1 Introduction

Ce chapitre porte sur la conception, simulation et étude des performances d'un système OFDM avec différents types de modulation. Le but est d'optimiser une transmission à porteuses multiples pour les communications sans fils incluant un égaliseur non supervisé et de l'implémenter dans un outil de simulation Simulink de Matlab. Nous comparons les résultats des simulations obtenues en variant le type de modulation de sous-porteuses, ainsi que l'utilisation de l'égalisation non supervisée, combattantes les effets de la propagation à trajets multiples. Les comparaisons vont s'effectuer en termes des constellations reçues et de taux d'erreur binaire.

3.2 Implémentation d'un système de transmission OFDM sous SIMULINK

Simulink est un logiciel intégré à MATLAB qui assure un contexte graphique interactif pour la modélisation, la simulation et l'analyse de systèmes. Il comprend une riche bibliothèque de blocs prédéfinis à manipuler pour implémenter des modèles graphiques de systèmes.

Nous présentons la simulation d'un système de transmission OFDM. Ce système est composé de deux parties essentielles, à savoir la partie en émission (modulation OFDM) et la deuxième en réception (démodulation OFDM), comme c'est illustré à la Figure (3.1) :

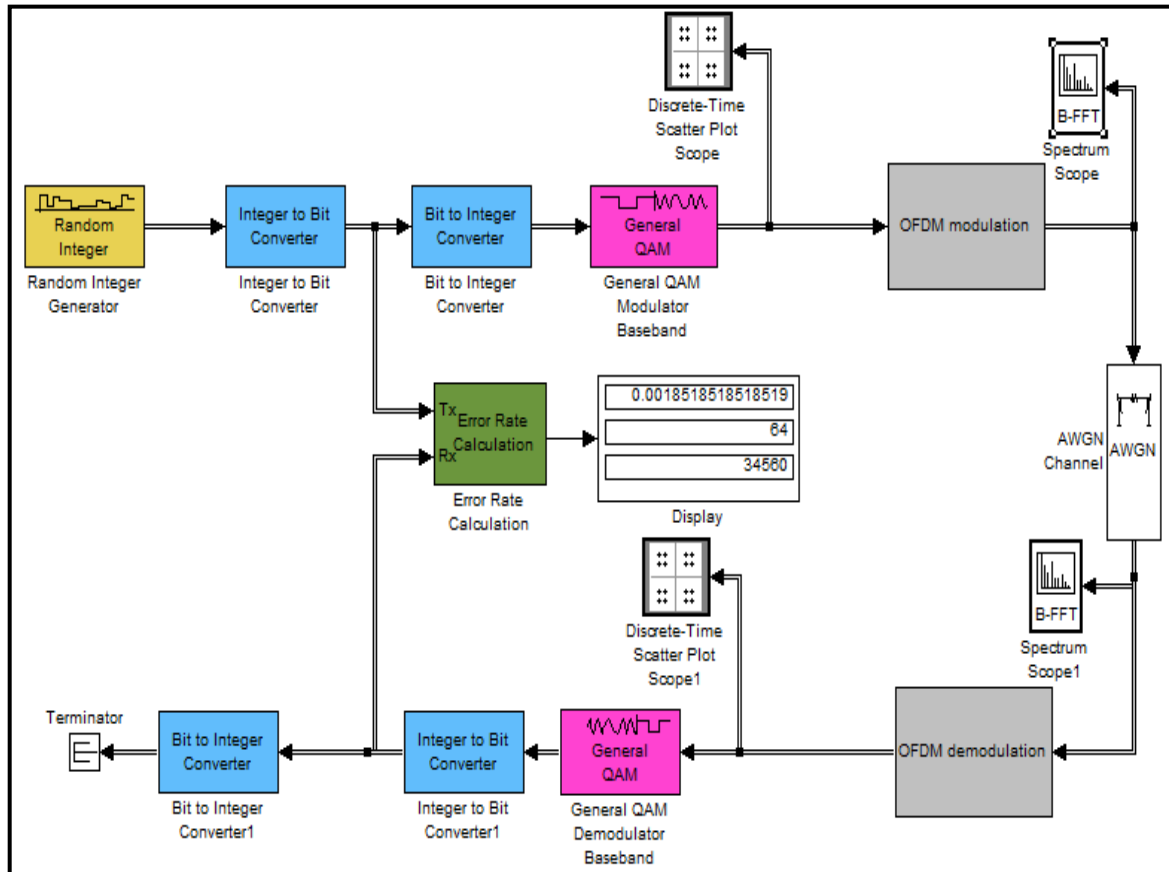


Figure 3.1: Schéma bloc d'un système de transmission OFDM dans SIMULINK

Le modulateur OFDM utilise la technique de modulation numérique avec multi porteuses qui consiste à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps.

L'implémentation de la modulation et la démodulation s'effectue au moyen de circuits performants de transformée de Fourier rapide soit la FFT (Fast Fourier Transform). L'utilisation de ce type de modulation basé sur la FFT introduit la simplicité dans la conception des émetteurs et des récepteurs d'une chaîne de transmission OFDM.

L'implémentation d'un modulateur démodulateur OFDM dans SIMULINK comporte les blocs suivant comme le détaille la Figure (3.2). Ces blocs seront explicités ultérieurement

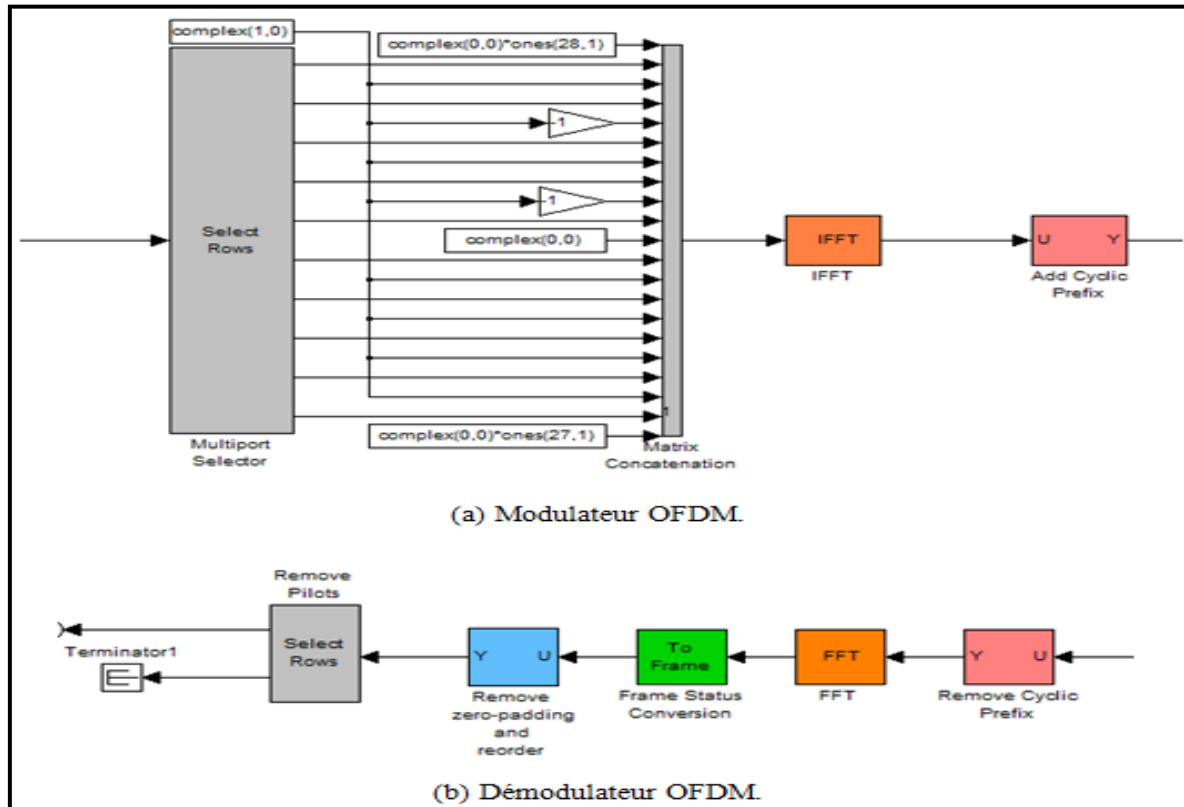


Figure 3.2 : (a) Modulateur OFDM, (b) Démodulateur OFDM.

L'implémentation d'un système OFDM dans SIMULINK comporte deux phases à savoir une implémentation de l'émetteur et du récepteur OFDM en introduisant les différents blocks.

3.2.1 Description des différents blocs en émission

Dans la partie d'émission, nous générons des éléments binaires aléatoires, qui sont ensuite réparties sur les différentes sous-porteuses, puis modulées à l'aide d'un modulateur, l'information possède ainsi une constellation bien spécifique. A chaque entrée, on applique une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour moduler les sous-porteuses, suivie d'une conversion parallèle/série. Nous ajoutons ensuite l'intervalle de garde sous forme de préfixe cyclique et l'ensemble sera prêt pour l'émission. L'implémentation d'un émetteur OFDM dans SIMULINK comporte les blocks suivants, nous présentons une description explicite pour chaque bloc.

❖ Random Integer Generator:

Le premier bloc du système OFDM est le générateur de bits aléatoires, Ce bloc génère des nombres aléatoires d'entiers en série dans l'intervalle $[0, M-1]$. Avec les paramètres suivants :

- 4 états d'entiers pour la modulation QPSK ,16 pour la modulation 16-QAM.
- 192 entiers par trame.

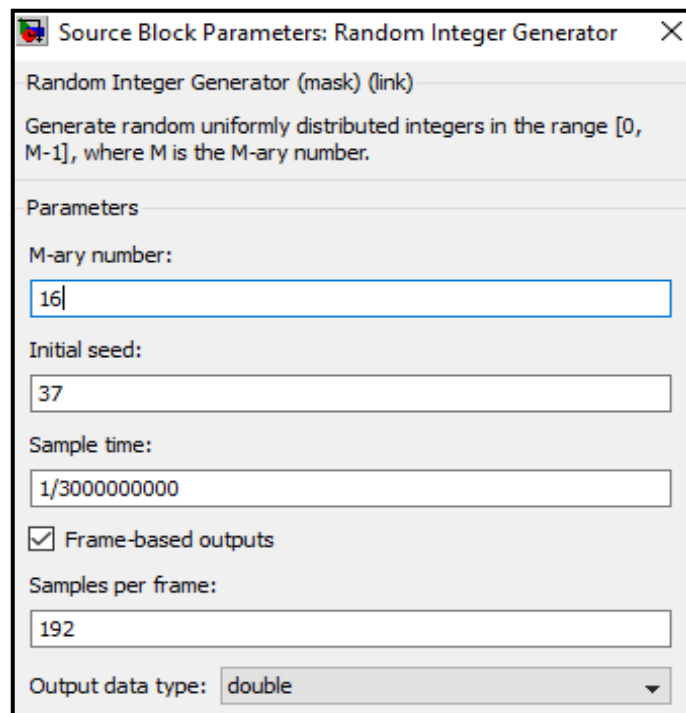
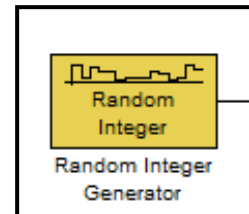
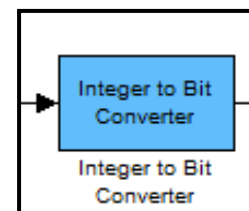


Figure 3.3: Paramètres du bloc Random Integer Generator.

❖ Integer to bit converter:

Convertit le nombre entier à des bits numériques. Le bloc trace chaque valeur de nombre entier à un groupe de M bits, la longueur du vecteur de sortie résultant est M fois la longueur du vecteur d'entrée. Dans notre cas on va choisir 4 bits car l'entrée est composée de 16 états possibles.



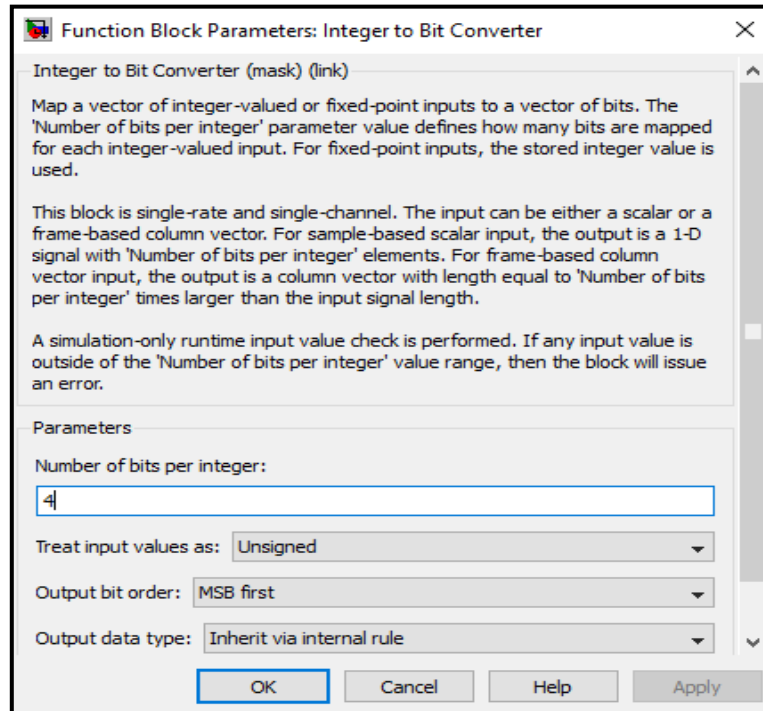
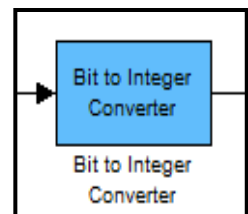


Figure 3.4: Paramètres du bloc Integer to bit converter.

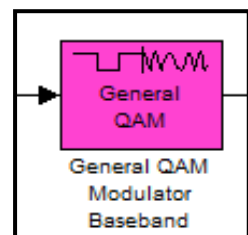
❖ Bit to Integer Converter :

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 4 bits. Notons bien que, l'intérêt de l'utilisation des blocs integer to bit et bit to integer 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.



❖ Modulation 16-QAM :

En utilisant une modulation d'amplitude en quadrature M-ary avec une constellation sur un réseau rectangulaire. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé. Ce bloc accepte un signal d'entrée de vecteur scalaire ou colonne.



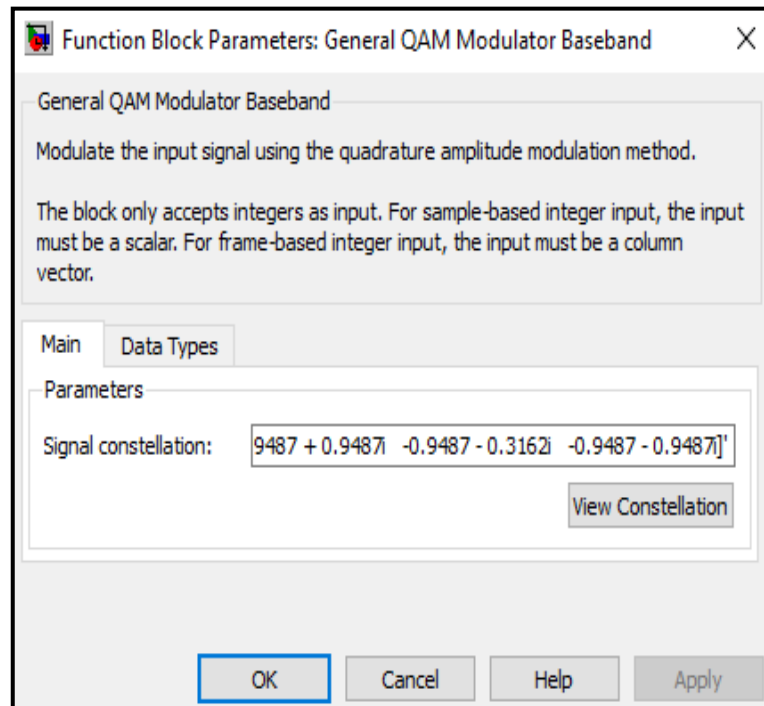


Figure 3.5 : Paramètres du bloc QAM Modulator.

❖ Insertion des pilotes et DC nulles

Les sous-porteuses disponible dans une bande ne sont pas toutes attribuer aux données 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 estime 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 10 Pilot Sub-Carriers.
- **Select Rows** : Pour découper les 192 symboles reçus à son entrée par 10, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.
- Entre les 10 ensembles on va intégrer nos Pilot Sub-Carriers et au milieu La porteuse centrale.

- La FFT nécessite un nombre d'échantillons égaux à puissance de deux. Dans notre cas nous disposons uniquement de 201 échantillons avec les bites des pilotes. La puissance de deux qui vient juste après 201 est 256. Alors nous allons utiliser la technique de zéro padding qui consiste à compléter par des zéros de 201 jusqu'à 256.

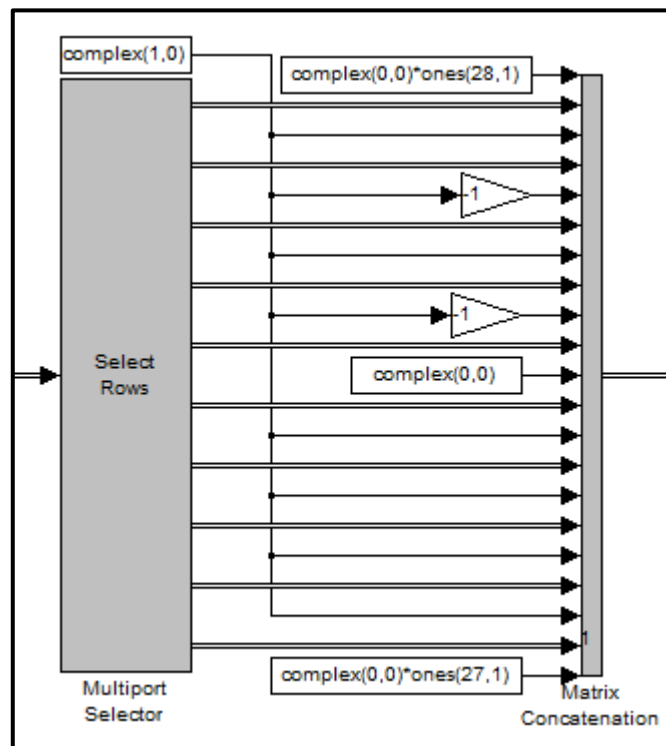


Figure 3.6: Insertion des pilotes et DC nulles.

❖ Bloc Multiport Selector :

Le bloc Multiport Selector extrait plusieurs sous-ensembles de lignes ou de colonnes M-par-N de la matrice d'entrée u, et propage chaque nouvelle sous-matrice vers un port de sortie distinct. Le bloc traite une entrée de vecteur de longueur M non orientée comme une matrice M par 1. Pour découper les 192 symboles reçus à son entrée par 10, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.

Entre les 10 ensembles on va intégrer nos Pilot Sub-Carriers et au milieu La porteuse centrale, l'ensemble est rassemblé par le bloc Matrix Concaténation.

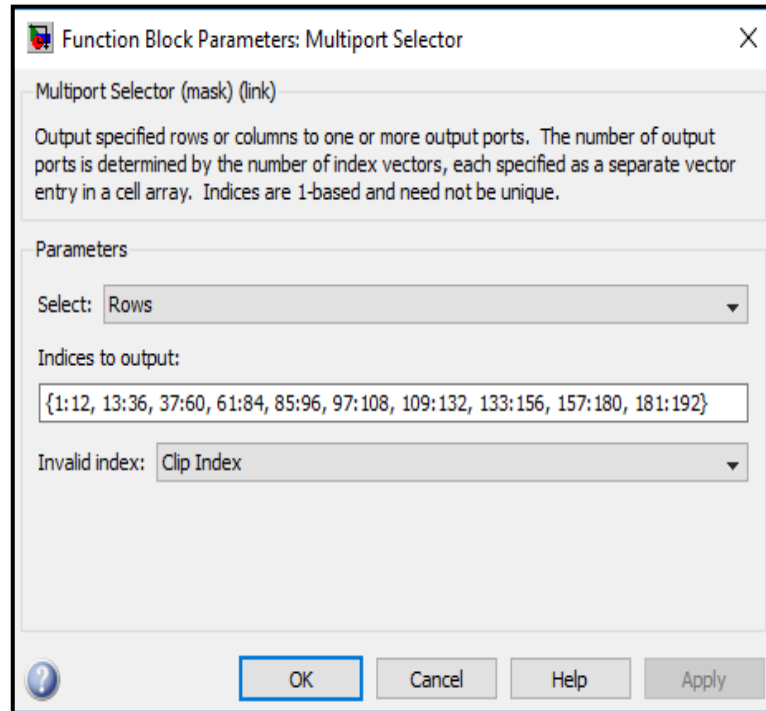
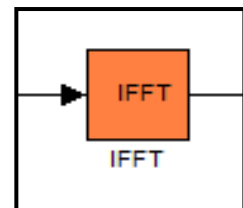


Figure 3.7: Paramètres de bloc Multiport Selector.

❖ 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 sinusoides 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.



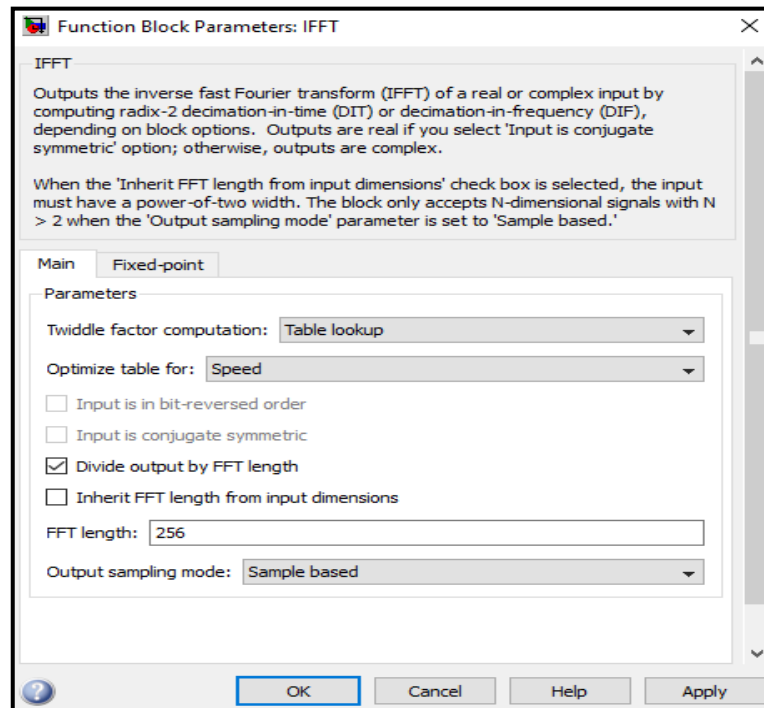
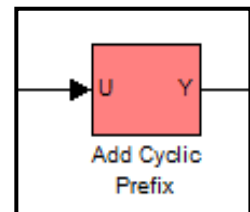


Figure 3.8: paramètres de bloc IFFT.

❖ Add Cyclic Prefix:

Le préfixe cyclique utilisé dans l'OFDM utilisé comme une bande de garde entre chaque symbole OFDM pour éliminer les interférences entre symboles.

Le processus d'ajout d'un préfixe cyclique consiste à préfixer un symbole avec une répétition de la fin. Ici, la longueur du préfixe cyclique est de 64 (soit 193:256).



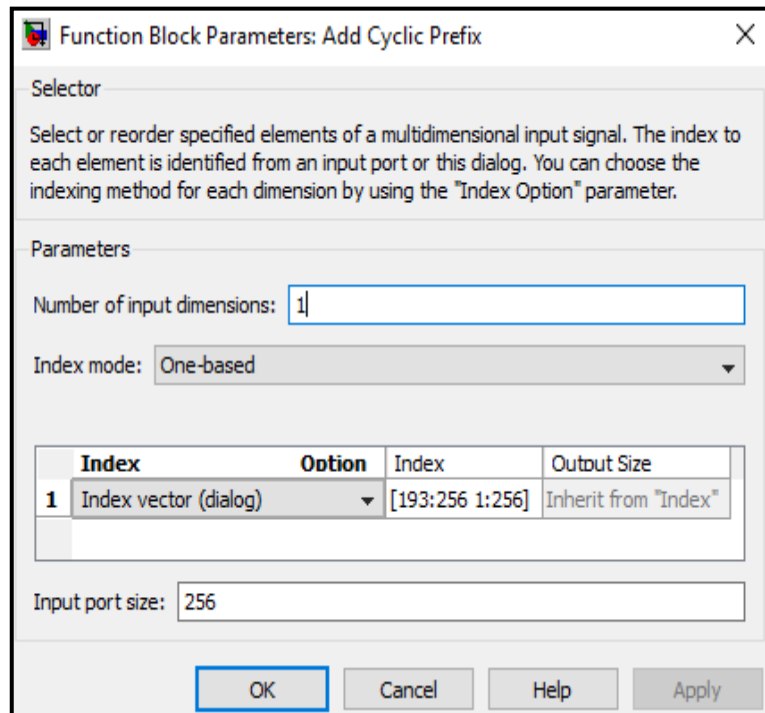


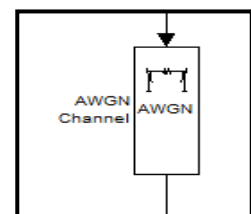
Figure 3.9: Paramètres de bloc Add Cyclic Prefix.

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

❖ Canal AWGN :

Le bloc AWGN Channel modélise le bruit blanc gaussien. Ce bloc accepte une entrée sous forme scalaire, vecteur, ou matrice. Ce bloc nous permet de choisir le paramètre rapport signal sur bruit (SNR) et la puissance du signal d'entrée.

La valeur du SNR peut être modifiée pour déterminer la limite pour laquelle on commence à avoir un taux d'erreur élevé.



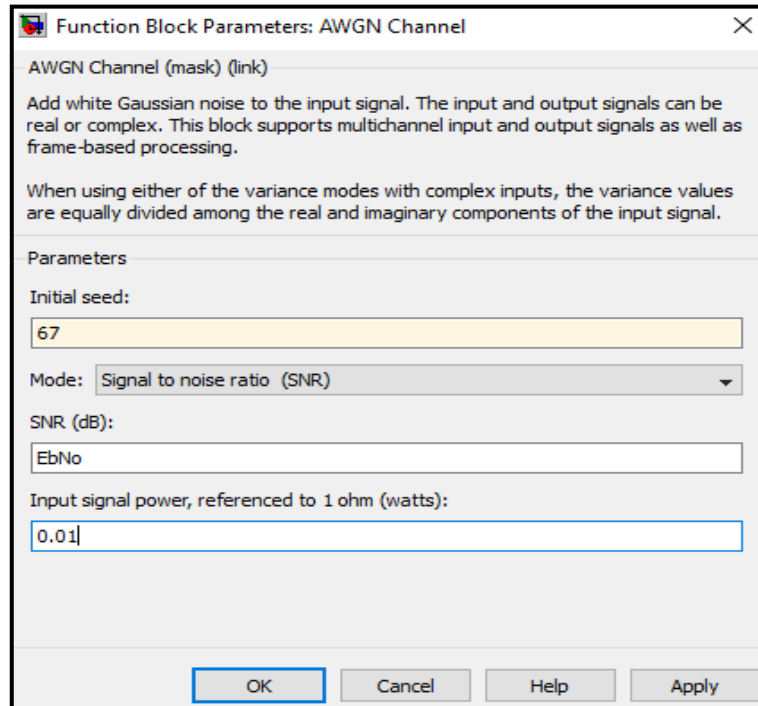
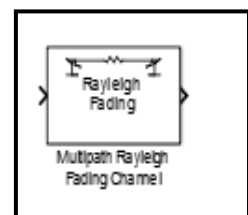


Figure 3.10 : Paramètre de bloc AWGN Channel.

❖ Canal de Rayleigh:

Le bloc modélise un canal de propagation de Rayleigh Fading, Ce bloc accepte uniquement les signaux complexes à base de trame à son entrée. Ce bloc affecte le signal d'entrée par un effet de fréquence doppler et des effets multi trajets donc déforme endormement la constellation en entrée par conséquent difficile à égaliser.



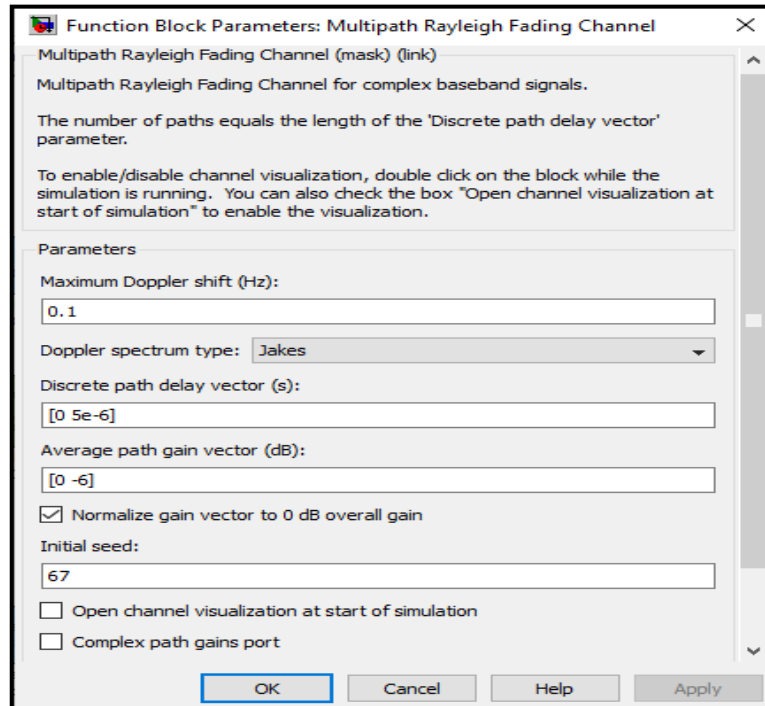


Figure 3.11: Paramètres de bloc Multipath Rayleigh Fading Channel.

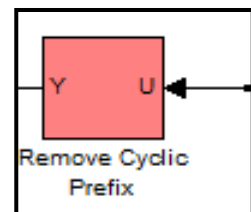
3.2.2 Description des différents blocs en réception

Le récepteur OFDM comporte des blocks duels à ceux présentés en émission. Les informations reçues sont d'autant proches que celle émises que le système de transmission est faible et performant. L'implémentation d'un récepteur OFDM sous SIMULINK comporte les blocks suivants, nous décrivons explicitement chaque bloc.

❖ Remove Cyclic Prefix:

Pour enlever le préfix cyclique :

Lors de la modulation la sortie finale est un vecteur de 320 éléments, comme nous avons ajouté un préfixe cyclique de 64 éléments (256-193) alors à la réception on doit extraire les premiers 64 et cela se fera en utilisant les paramètres suivants :



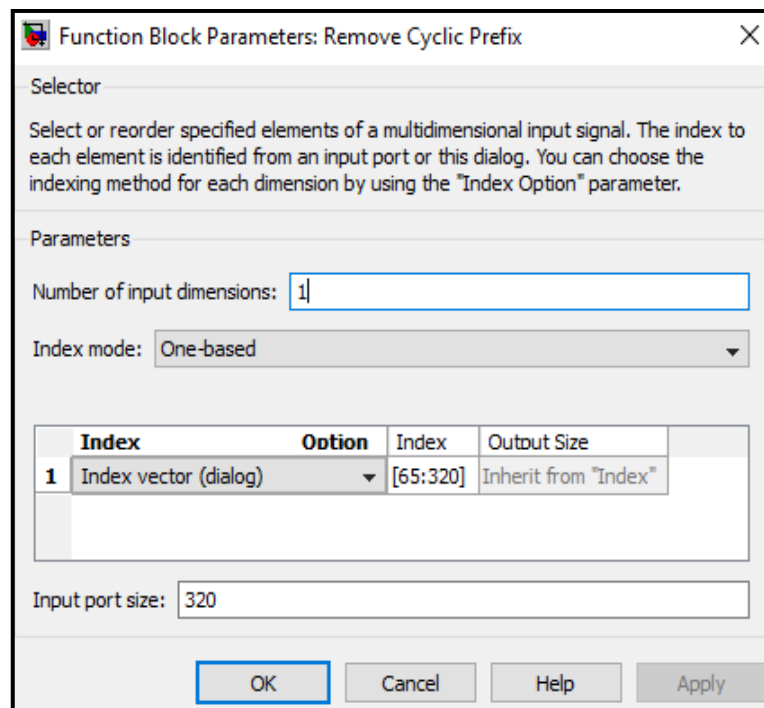


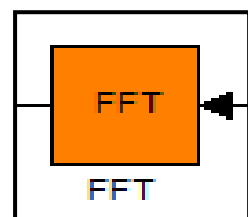
Figure 3.12: Paramètres de bloc Remove Cyclic Prefix.

❖ 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.

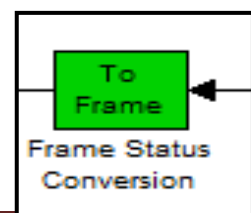
A la sortie du préfixe cyclique la taille du vecteur est 256, qui sera directement traité par le bloc FFT.

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



❖ Frame conversion :

On utilise ce bloc pour regrouper les données en trame de 256 éléments.



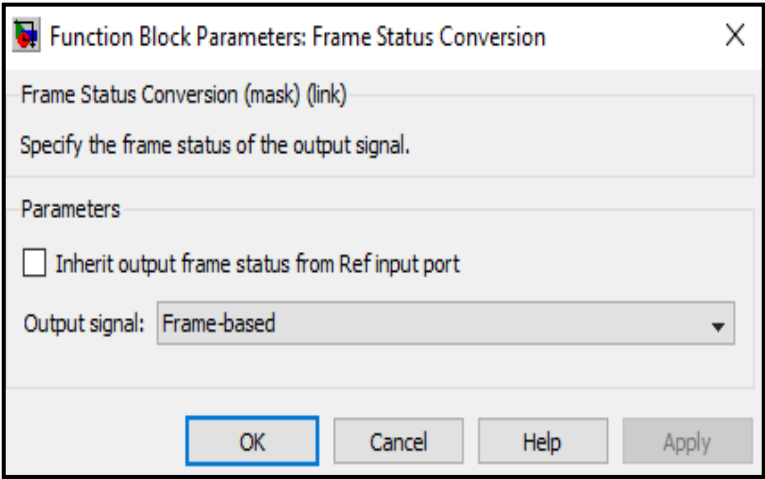


Figure 3.13: Paramètres de bloc Frame Conversion.

❖ **Remove zéro-padding:**

Pour éliminer les zéros de bourrage qui a été introduit dans la transmission OFDM à cause de l'FFT on a utilisé les paramètres suivants :

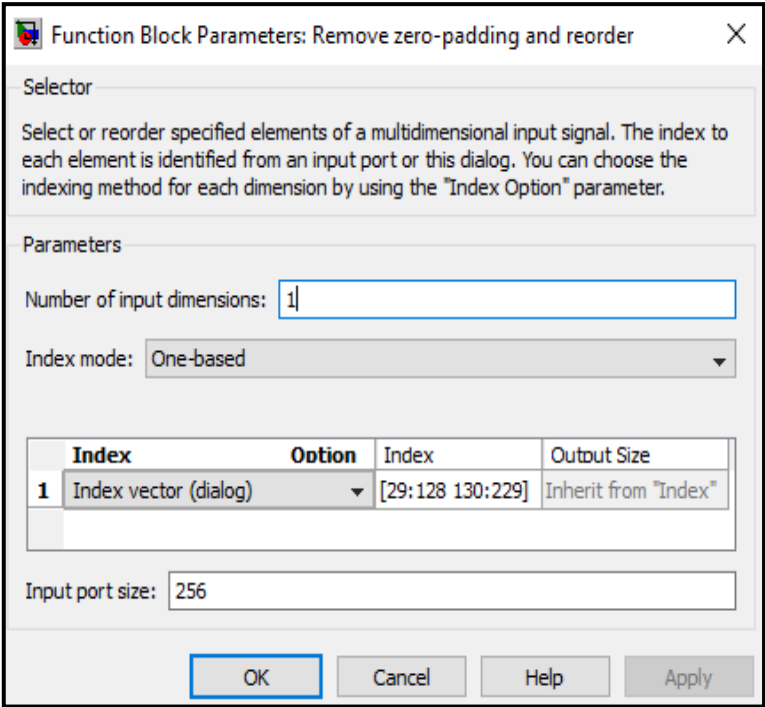
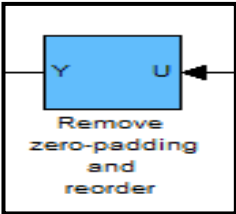
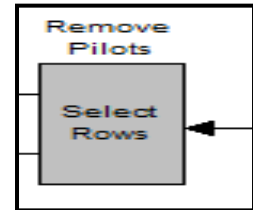


Figure 3.14: Paramètres de bloc Zero-padding.

❖ Select Rows :

Sans les zéros de bourrage nous avons 200 éléments, alors pour avoir la même trame de la source on doit enlever les symboles provenant des sous-porteuses pilotes et la sous porteuse centrale.

Pour cela, il faut tout d'abord détecter l'emplacement exact de chaque sous porteuse à enlever et cela en raisonnant sur le découpage qu'on a fait au niveau de la modulation.



Donc les paramètres choisis :

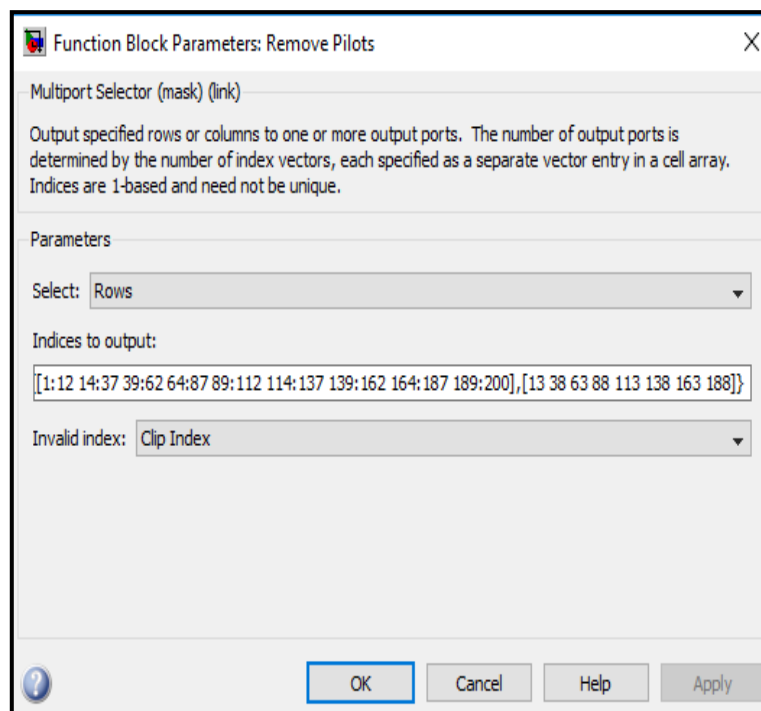
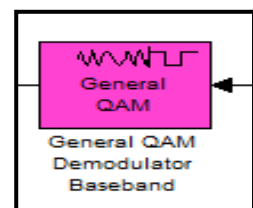


Figure 3.15 : Paramètre de bloc Remove Pilots.

❖ QAM démodulateur

Bloc démoduler un signal qui a déjà été modulé en utilisant une modulation d'amplitude en quadrature.



❖ Blocs de constellation et taux d'erreur :

L'outil Simulink permet de tester les performances des systèmes en examinant les diagrammes de constellations et en calculant le taux d'erreur binaire. Le bloc (Error Rate calculation) compare les bits émis et les bits reçus après démodulation. Le bloc (constellation diagram) permet de tracer les constellations des symboles en émission et en réception.

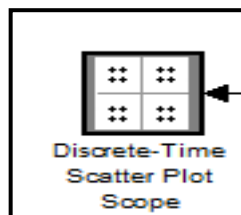


Figure 3.16 : Diagramme de constellation.

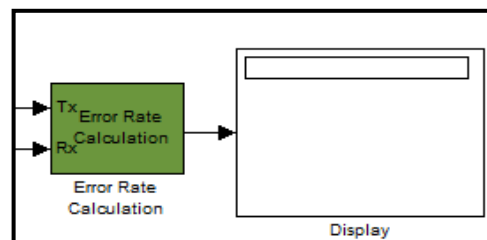


Figure 3.17 : Calcul du taux d'erreur.

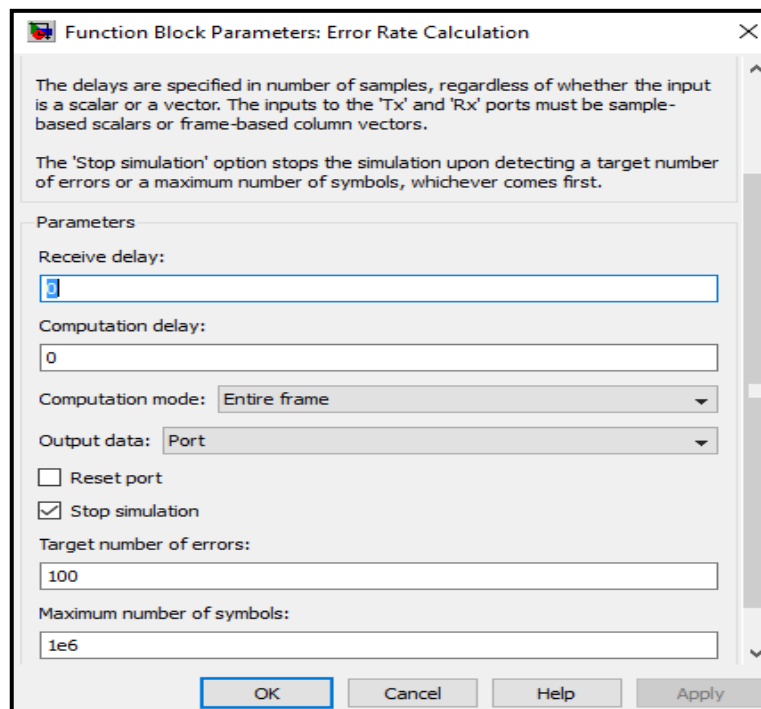


Figure 3.18: paramètres de bloc Error Rate Calculation.

3.3 Représentation spectrale du signal OFDM

C'est à l'aide du bloc analyseur de spectre que l'on obtient la représentation spectrale du signal OFDM

La figure 3.19 représente le spectre de signal OFDM émis, On peut visualiser les sous-porteuses à l'entrée du canal :

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

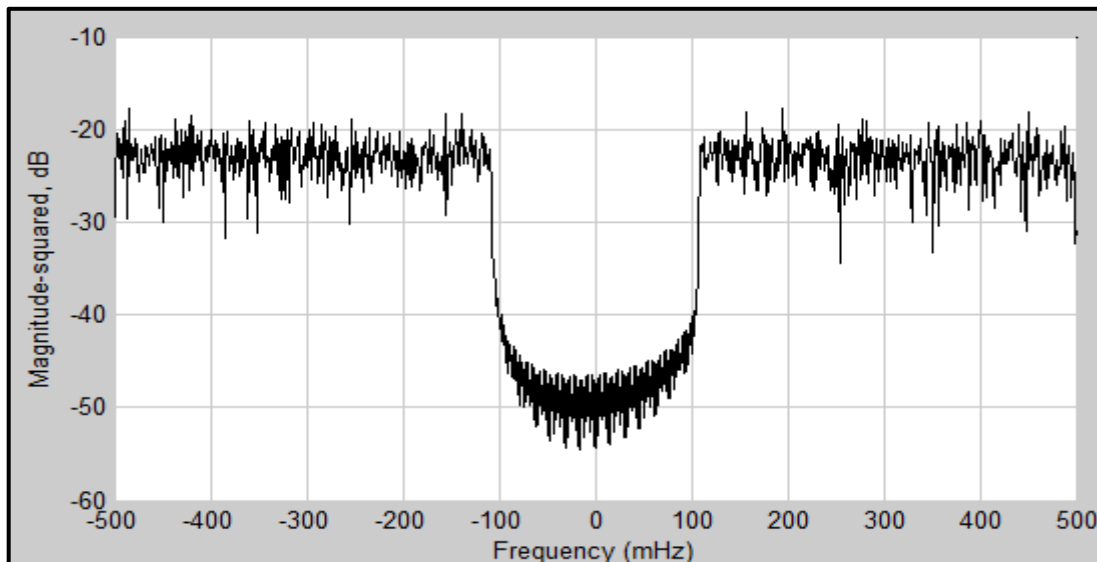


Figure 3.19: spectre de signal avant la transmission.

La figure 3.20 montre le spectre de signal OFDM après le canal. On voit que les signaux a la sortie du système pris avant et après le canal sont presque le même, a la sortie de canal on remarque que le spectre du signal OFDM n'est pas dégradé par le bruit introduit par le canal.

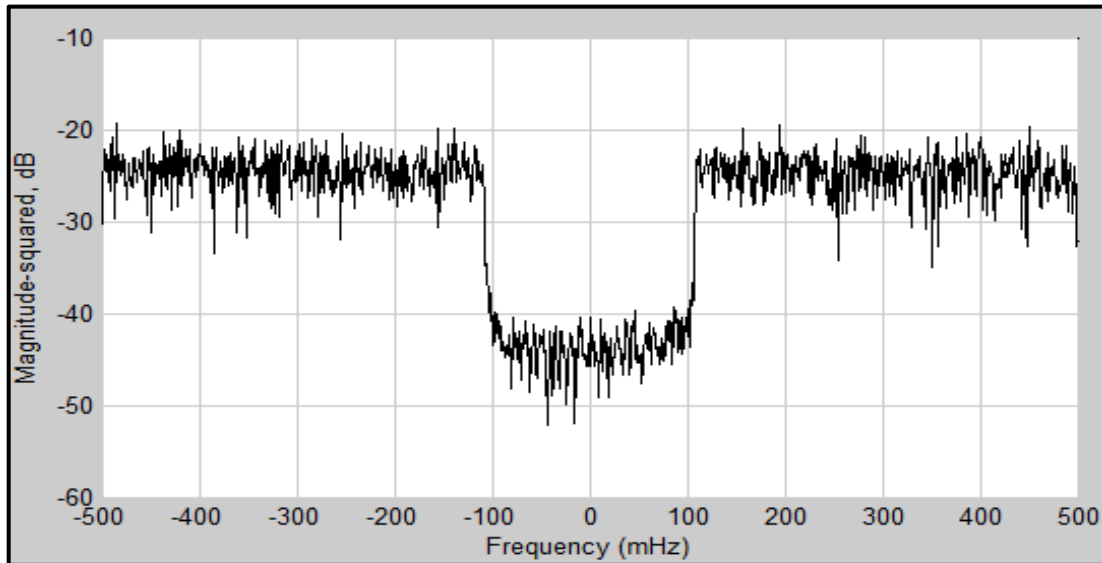


Figure 3.20: spectre après la transmission SNR=25dB.

3.4 Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA

L'implémentation dans SIMULINK de l'égaliseur CMA dans une chaîne de transmission OFDM est illustrée à la figure 3.22.

Dans cette partie nous allons tester les performances de l'égaliseur CMA (Constant Modulus Algorithm). Cet égaliseur est non supervisé, n'utilisant aucune séquence pilote pour retrouver la séquence des symboles transmise il exploite les propriétés de la séquence de symboles reçus qui est altérée par le bruit et les interférences. Les performances de l'égaliseur CMA sont étudiées pour différents types de modulations et des valeurs différentes pour le rapport SNR sur une chaîne de transmission OFDM.

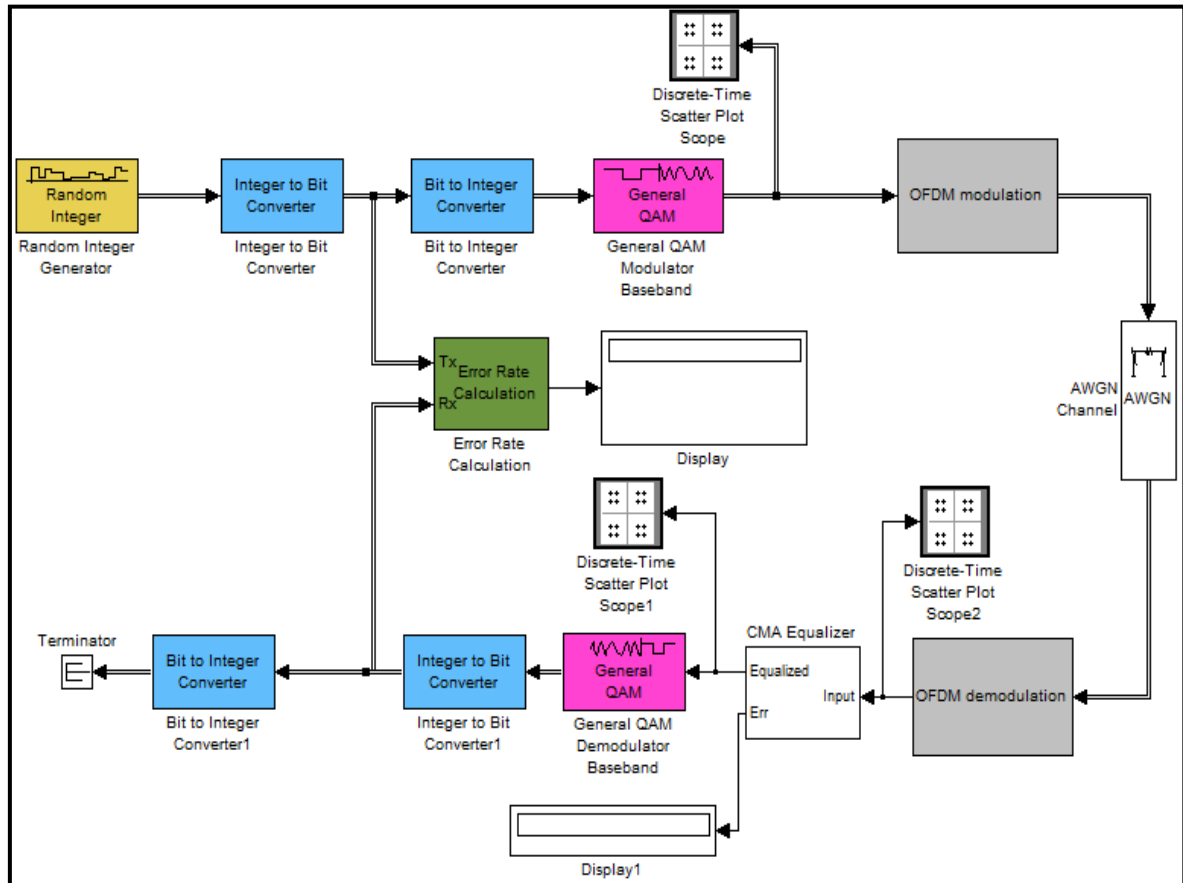
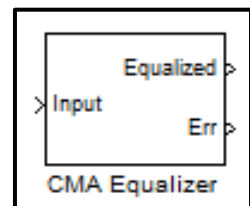


Figure 3.22 : Chaine de transmission OFDM avec égaliseur CMA et canal AWGN.

❖ Block CMA Equalizer :

Le bloc d'égaliseur CMA utilise un égaliseur linéaire et l'algorithme à module constant (CMA) pour égaliser un signal via un canal dispersif n'utilisant aucune séquence d'apprentissage. Les détails de ce bloc sont explicités ci-dessous.



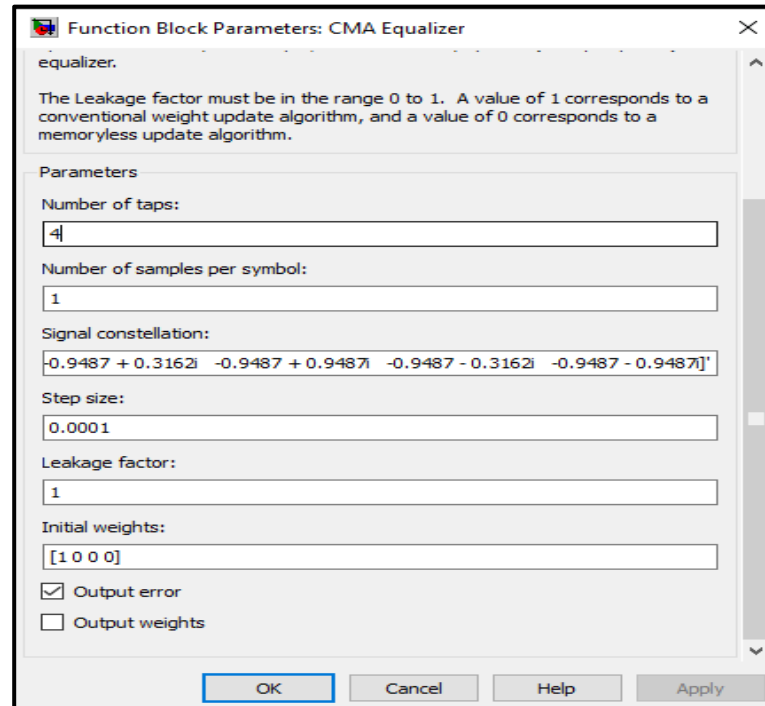


Figure 3.23 : Paramètres de bloc CMA Equalizer.

3.4.1 Constellation de la modulation BPSK :

Nous présenterons les résultats pour les constellations du signal OFDM égalisé dans le cas de la modulation BPSK. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entaché des effets de distorsions. Les symboles reçus présentent un nuage de plus ou moins dense selon la valeur du SNR. Ces symboles s'améliorent en augmentant le SNR. A partir de la valeur du SNR=20 dB. Les symboles égalisés sont proches de ceux émis.

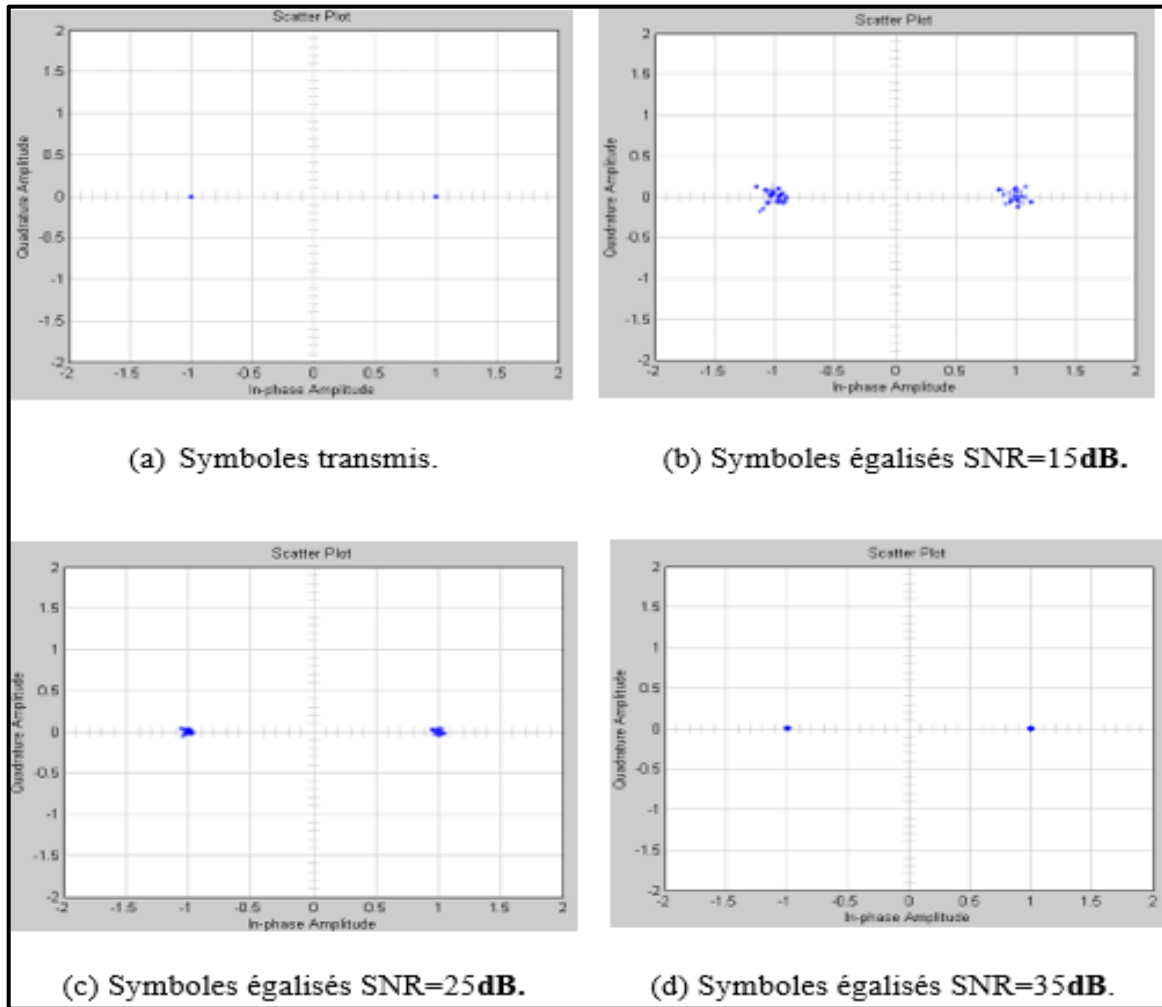


Figure 3.24: Symboles BPSK sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.

3.4.2 Constellation de la modulation QPSK

Nous présenterons les résultats dans le cas des constellations du signal OFDM pour la modulation QPSK. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus entachés du bruit issu du canal AWGN. identiquement à la BPSK la qualité des symboles égalisés s'améliore en augmentant le SNR. A partir de la valeur du SNR=20 dB, les symboles égalisés s'identifient à ceux émis.

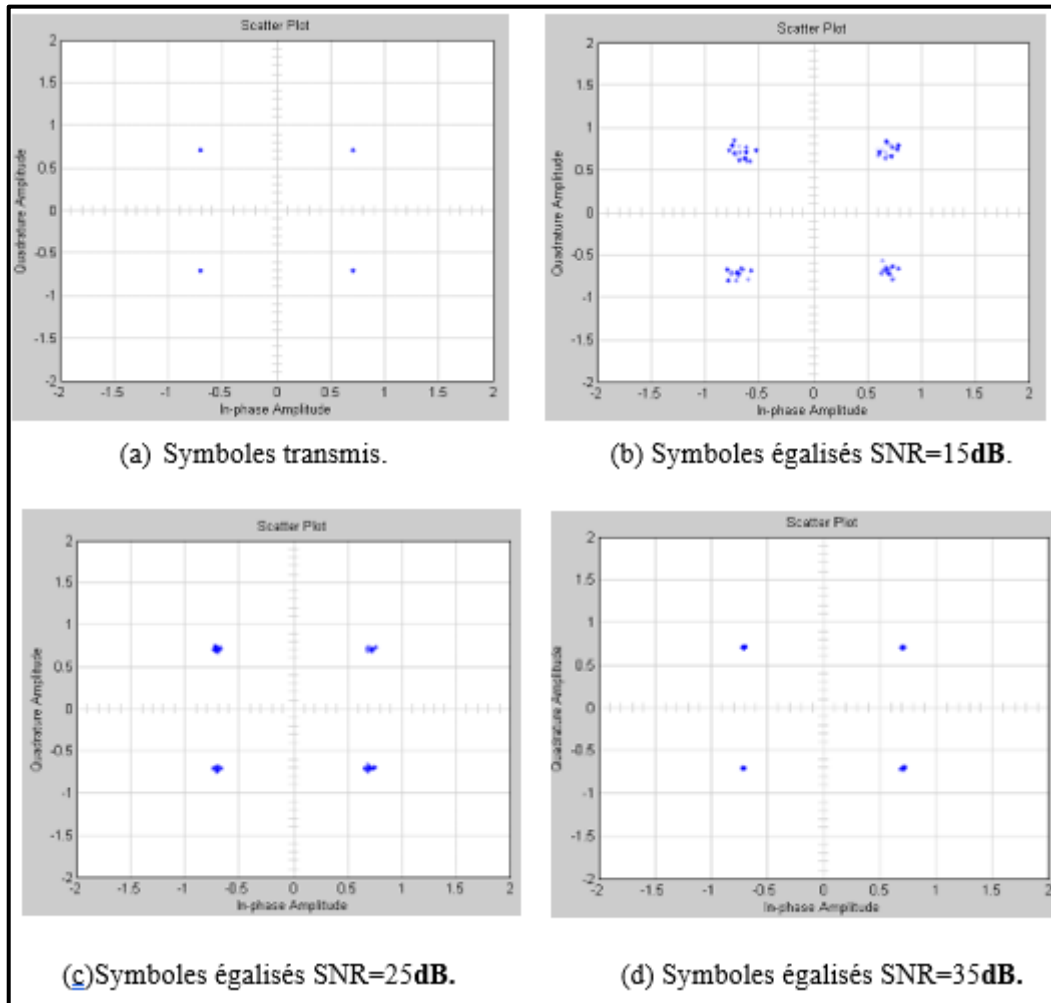


Figure 3.25: Symboles QPSK, sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.

3.4.3 Constellation de la modulation 16-QAM

Dans le même contexte, nous présenterons les résultats constellations des symboles égalisés du signal OFDM pour la modulation 16-QAM.

Nous remarquons que pour la modulation 16-QAM, les performances de l'égaliseur se dégradent pour la valeur faible du SNR (15dB), ceci due aux nombres d'état de la modulation. En augmentant les valeurs du SNR (25dB et 35dB) les constellations des symboles égalisés s'améliorent davantage et nous constatons une régénération de symboles égalisés dans leurs propres régions de départ.

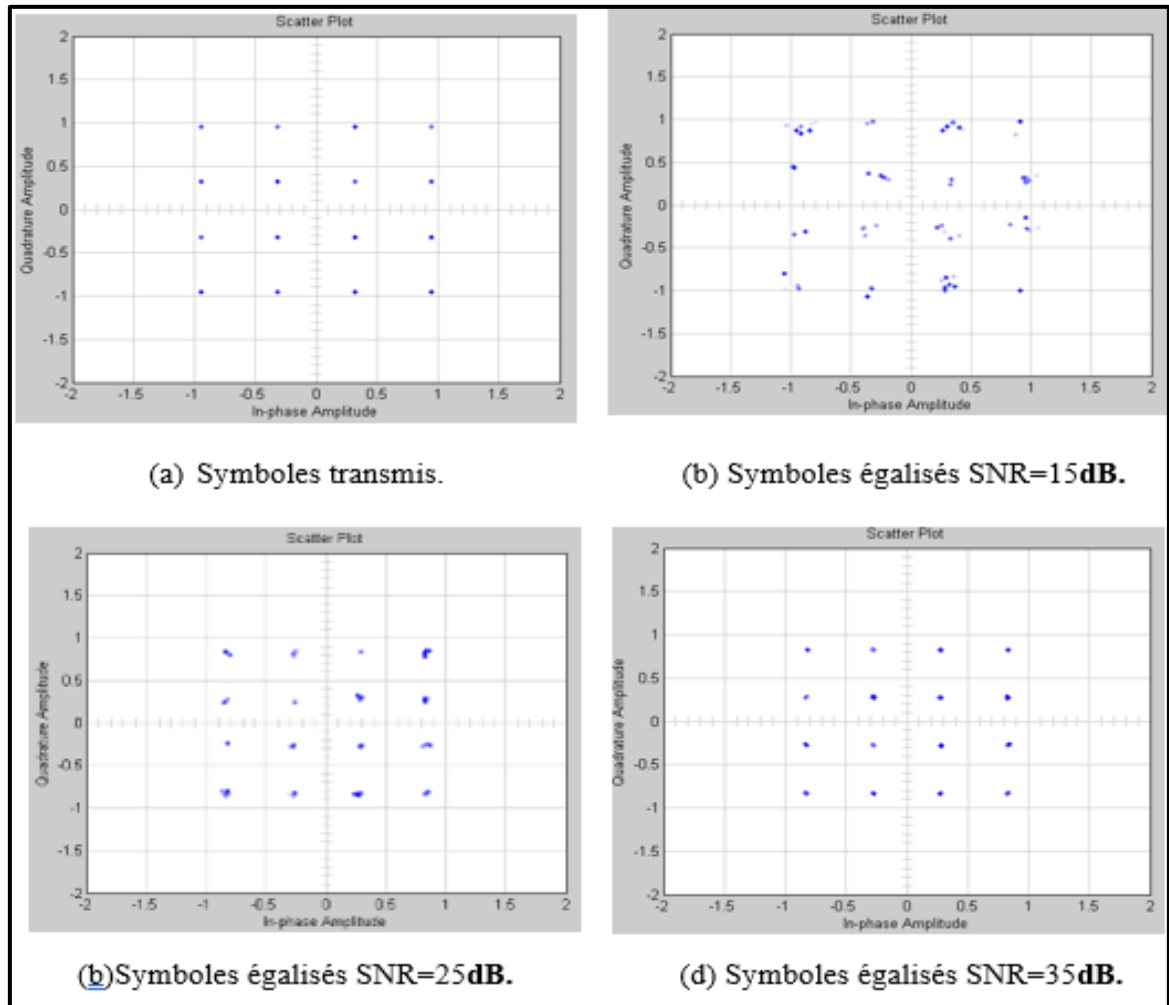


Figure 3.26: Symboles 16-QAM sortie d'égaliseur CMA, (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25 dB, (d) Symboles égalisés SNR=35 dB.

3.4.4 Taux d'erreur binaire canal AWGN :

Les courbes du BER pour les modulations 16-QAM, QPSK, BPSK sont tracées sur la figure 3.27 :

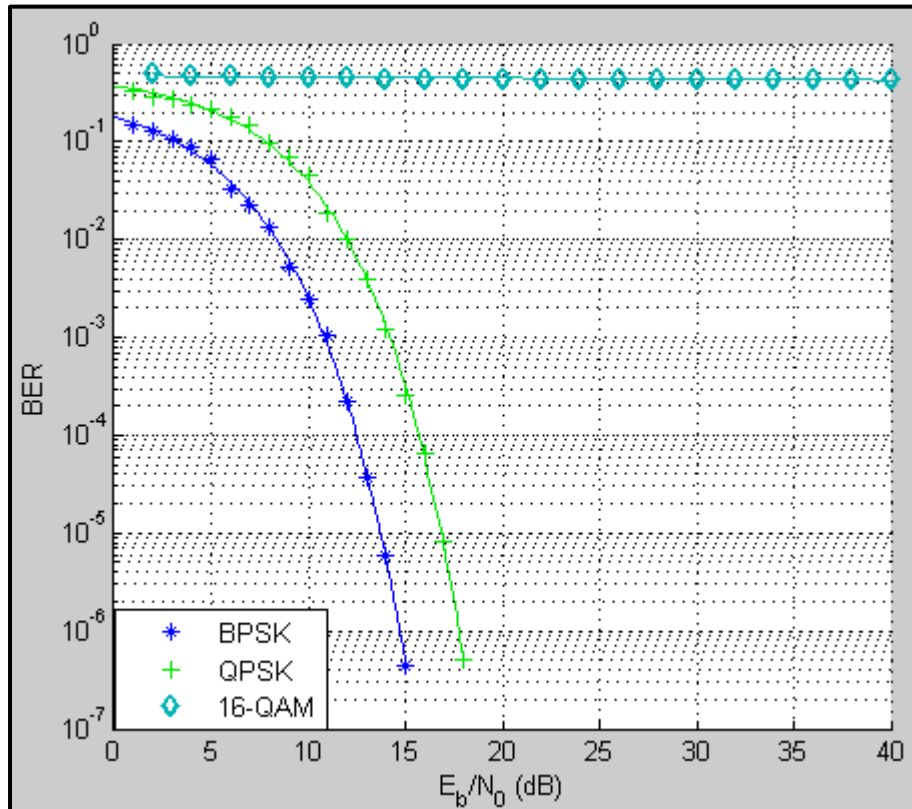


Figure 3.27: Taux d'erreur binaire d'un système OFDM avec égaliseur CMA, 16-QAM, QPSK, BPSK.

Dans la courbe si la valeur de SNR augmente, le BER diminue. La performance de BPSK est meilleure que la QPSK et la 16-QAM.

3.5 Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN et Rayleigh

On change le contexte de simulation pour un milieu sévère matérialisé par un canal AWGN en cascade avec un canal de Rayleigh. Nous étudions la performance de l'égaliseur CMA dans un système OFDM dans ce nouveau contexte. Le canal Rayleigh est un modèle pratique pour la modélisation sans ligne de vue des effets de l'environnement sur le signal. Il engendre des interférences sévères et un déplacement Doppler.

La figure 3.28 illustre le modèle SIMULINK pour ce contexte de simulation.

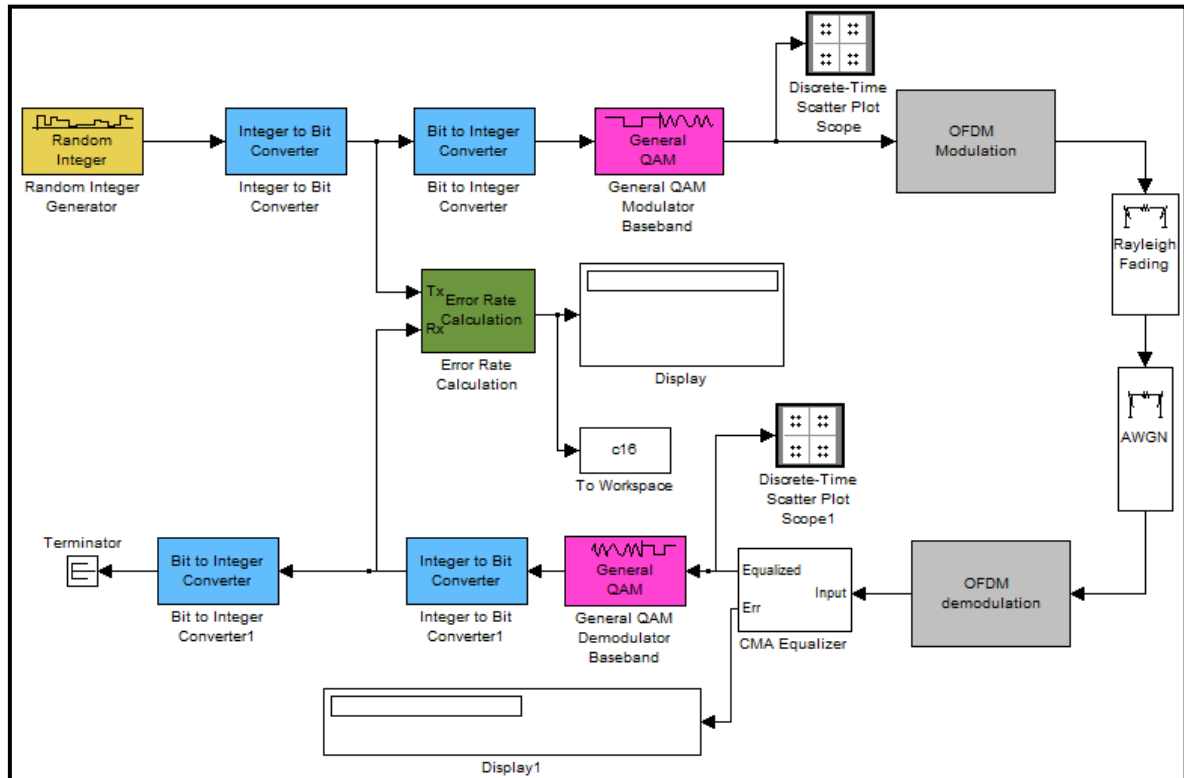


Figure 3.28 : Chaîne de transmission OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh.

3.5.1 Constellation de la modulation BPSK

Nous présenterons les résultats sur les constellations de signal OFDM pour la modulation BPSK à travers le canal Rayleigh et AWGN. Les symboles reçus distordus sous l'effet de bruit et de la fréquence Doppler engendré par le canal de Rayleigh. Les symboles égalisés sont décalés à cause de l'effet de canal Rayleigh. On observe que l'augmentation de la valeur de SNR diminuer la distance entre les points de la constellation, ce qui accroître la sensibilité du système au bruit. Dans ce cas un correcteur de phase est nécessaire pour compenser l'effet Doppler.

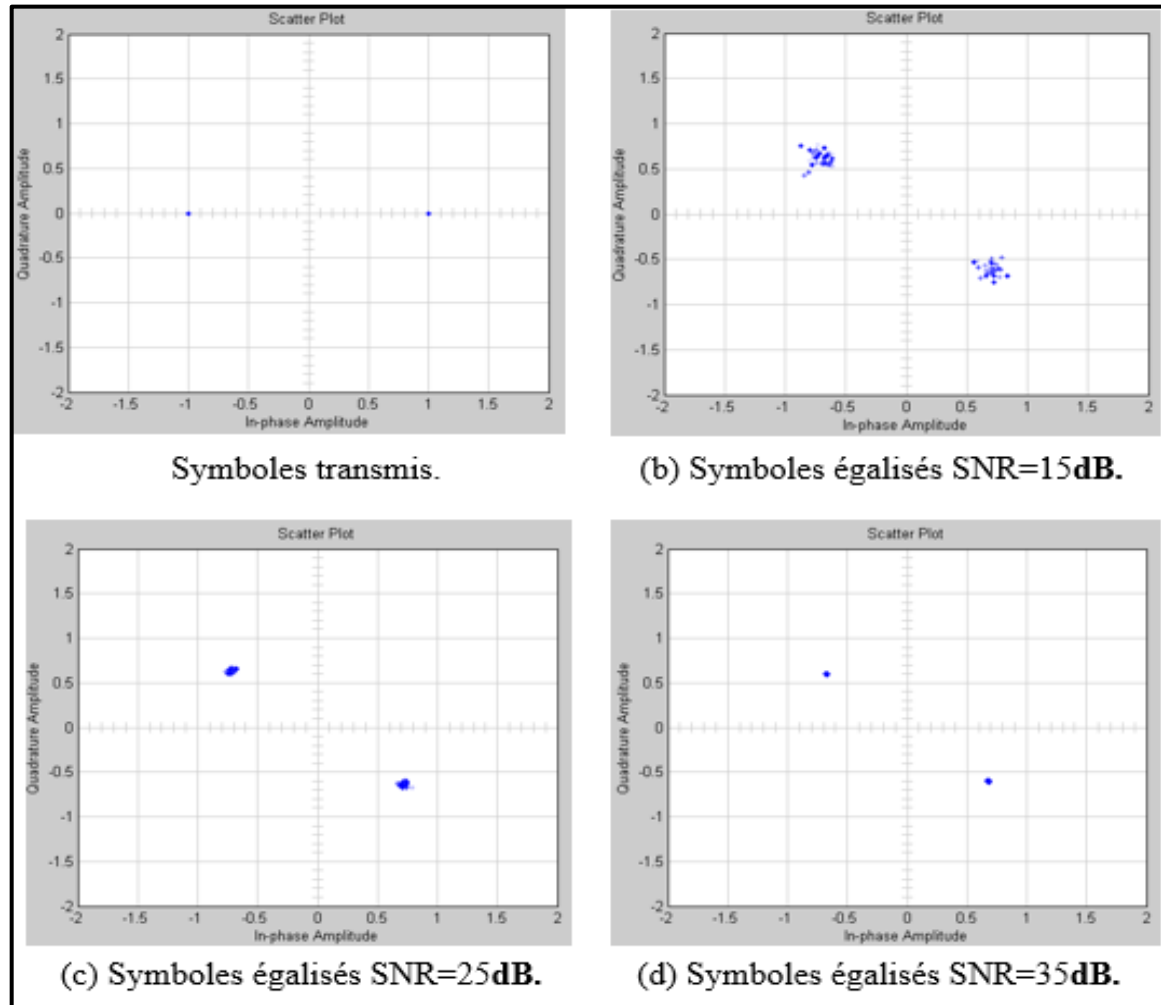


Figure 3.29 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.

3.5.2 Constellations de la modulation QPSK :

Nous présenterons les résultats sur les constellations de signal OFDM pour la modulation QPSK à travers le canal Rayleigh &AWGN. Les symboles reçus distordus par l'effet du canal. Les symboles égalisés sont décalés à cause de l'effet de canal Rayleigh. On observe que l'augmentation de la valeur de SNR diminuer la distance entre les points de la constellation, ce qui accroître la sensibilité du système au bruit. Dans ce cas une correction de phase est nécessaire pour compenser l'effet Doppler.

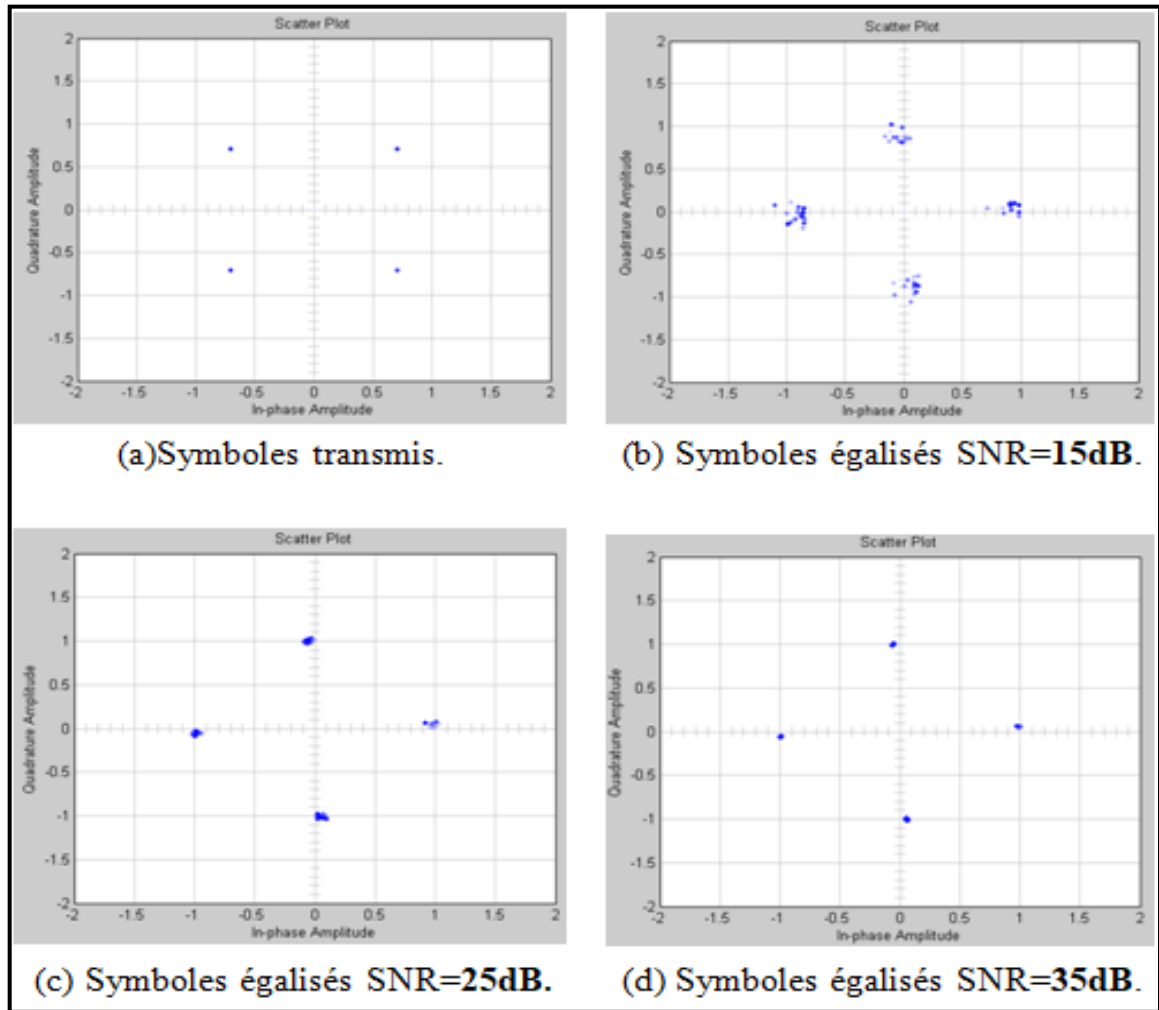


Figure 3.30 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.

3.5.3 Constellation de la modulation 16-QAM

Nous présenterons les résultats sur les constellations de signal OFDM pour la modulation 16-QAM. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal Rayleigh & AWGN sont non entaché des effets de distorsions. Les symboles reçus distordus par l'effet du canal. Les symboles égalisés sont décalés à cause de l'effet de canal Rayleigh. Une correction de phase est nécessaire pour compenser l'effet Doppler.

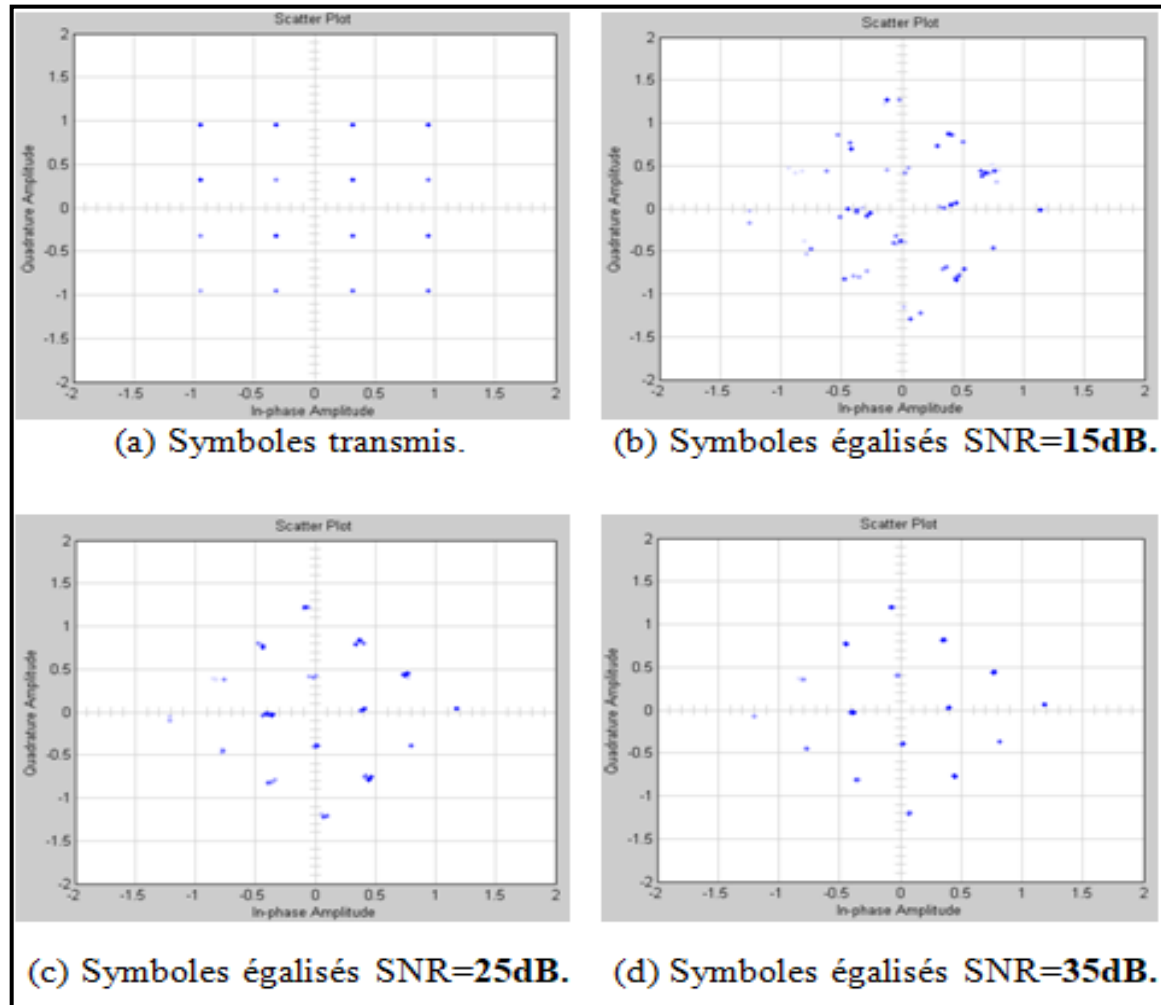


Figure 3.31 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.

3.5.4 Taux d'erreur binaire canal Rayleigh+AWGN

La figure 3.32 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit, en utilisant les systèmes OFDM-16QAM, QPSK et BPSK avec un égaliseur CMA le signal se propage sur canal AWGN suivi par un canal de Rayleigh.

A partir de cette courbe, on constate que lorsque la valeur de SNR augmente, le taux d'erreur BER diminue. La performance de BPSK est meilleure que celles de la QPSK et La 16-QAM.

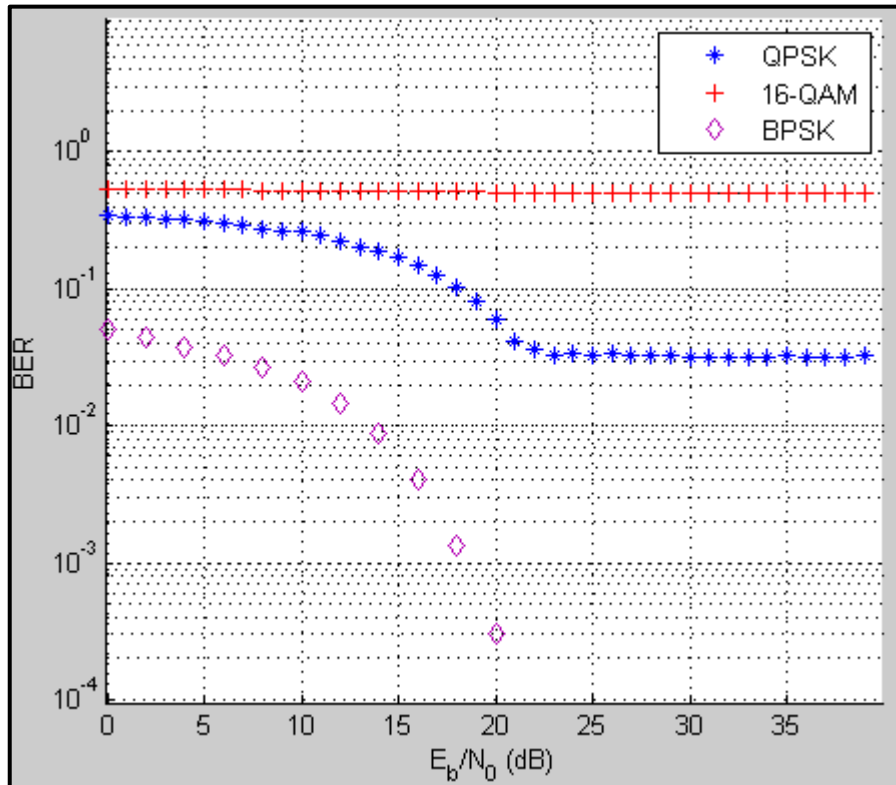


Figure 3.32: Taux d'erreur binaire d'un système OFDM avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh, modulation 16-QAM, QPSK, BPSK.

3.6 Chaîne de transmission mono porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN et Rayleigh

Pour objet de comparaison, nous présentons les performances de l'égaliseur non supervisé à savoir le CMA, pour un système mono porteuse n'utilisant pas l'OFDM en considérant un environnement sévère matérialisé par le canal AWGN en cascade avec le canal Rayleigh (figure 3.33).

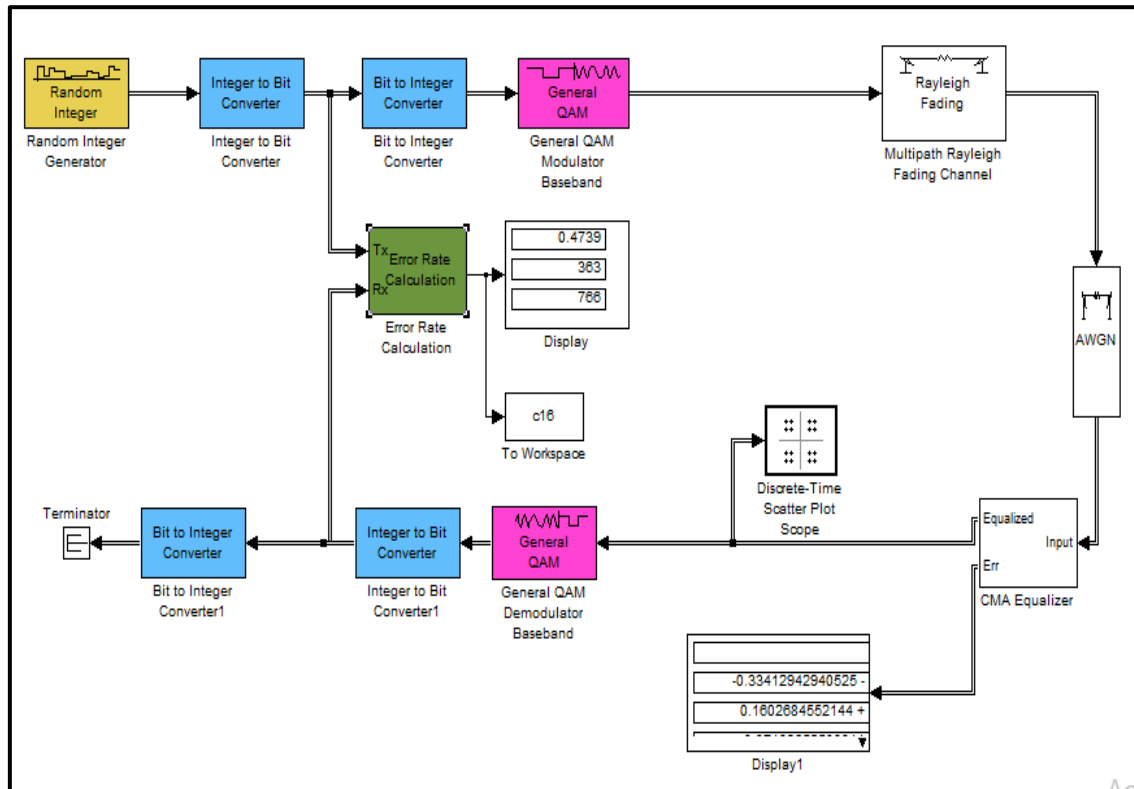


Figure 3.33: Système de transmission mono-porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh.

3.6.1 Constellation de la modulation QPSK

Nous présenterons les constellations du signal égalisé mono porteuse pour la modulation QPSK. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal Rayleigh &AWGN sont non entaché des effets de distorsions. Les symboles reçus altérés par l'effet du canal. Les symboles égalisés sont décalés à cause de l'effet de canal Rayleigh. Nous constatons que les constellations des symboles égalisés dans le cas de l'OFDM est bien meilleurs que dans le cas mono porteuse.

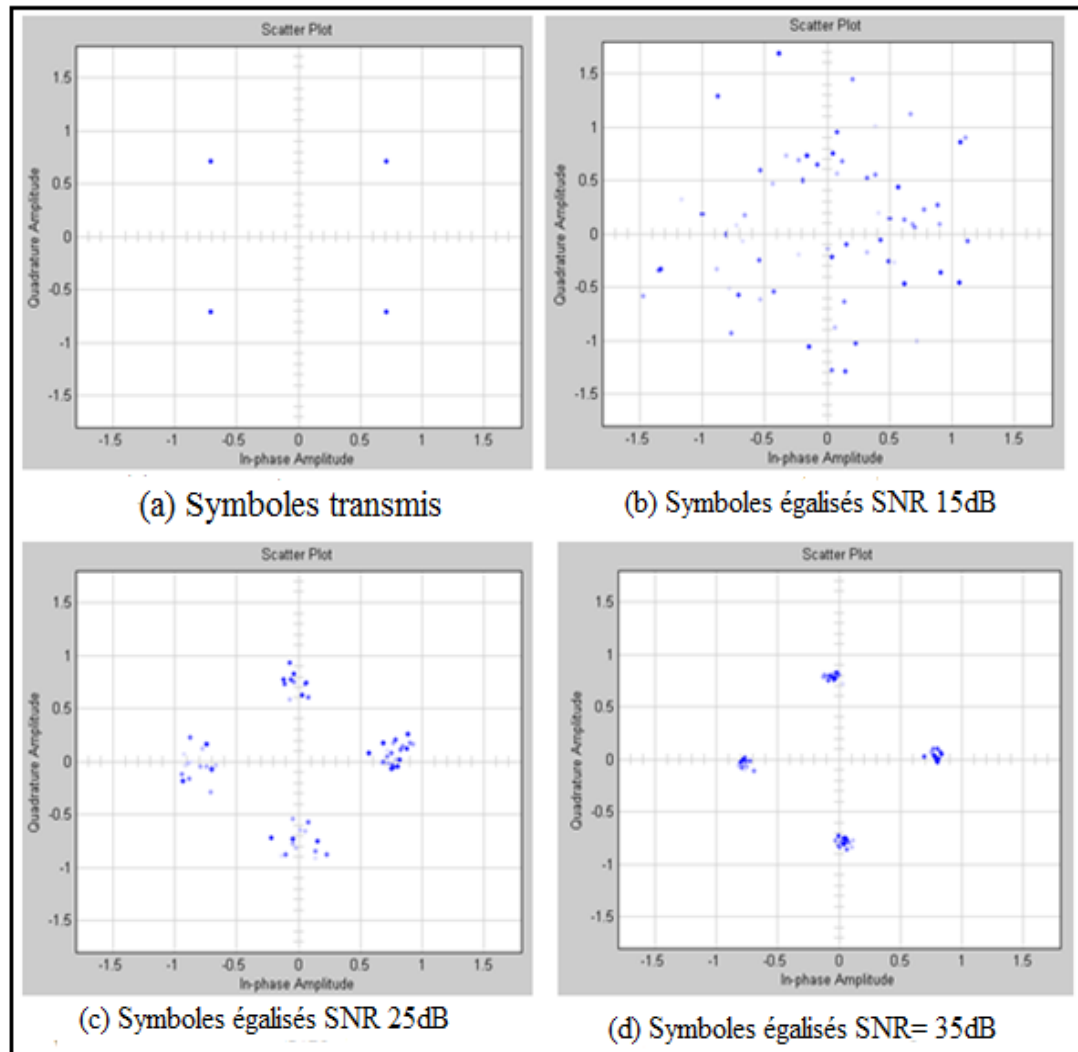


Figure 3.34 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.

3.6.2 Constellation de la modulation 16-QAM

Nous présenterons les résultats de simulation pour les constellations de signal égalisé mono porteuse pour la modulation 16-QAM. Les symboles reçus sont altérés davantage par l'effet du canal et ceci également pour le SNR de 25dB. Nous constatons que les constellations des symboles égalisés dans le cas mono porteuse sont dégradées relativement au cas de l'OFDM.

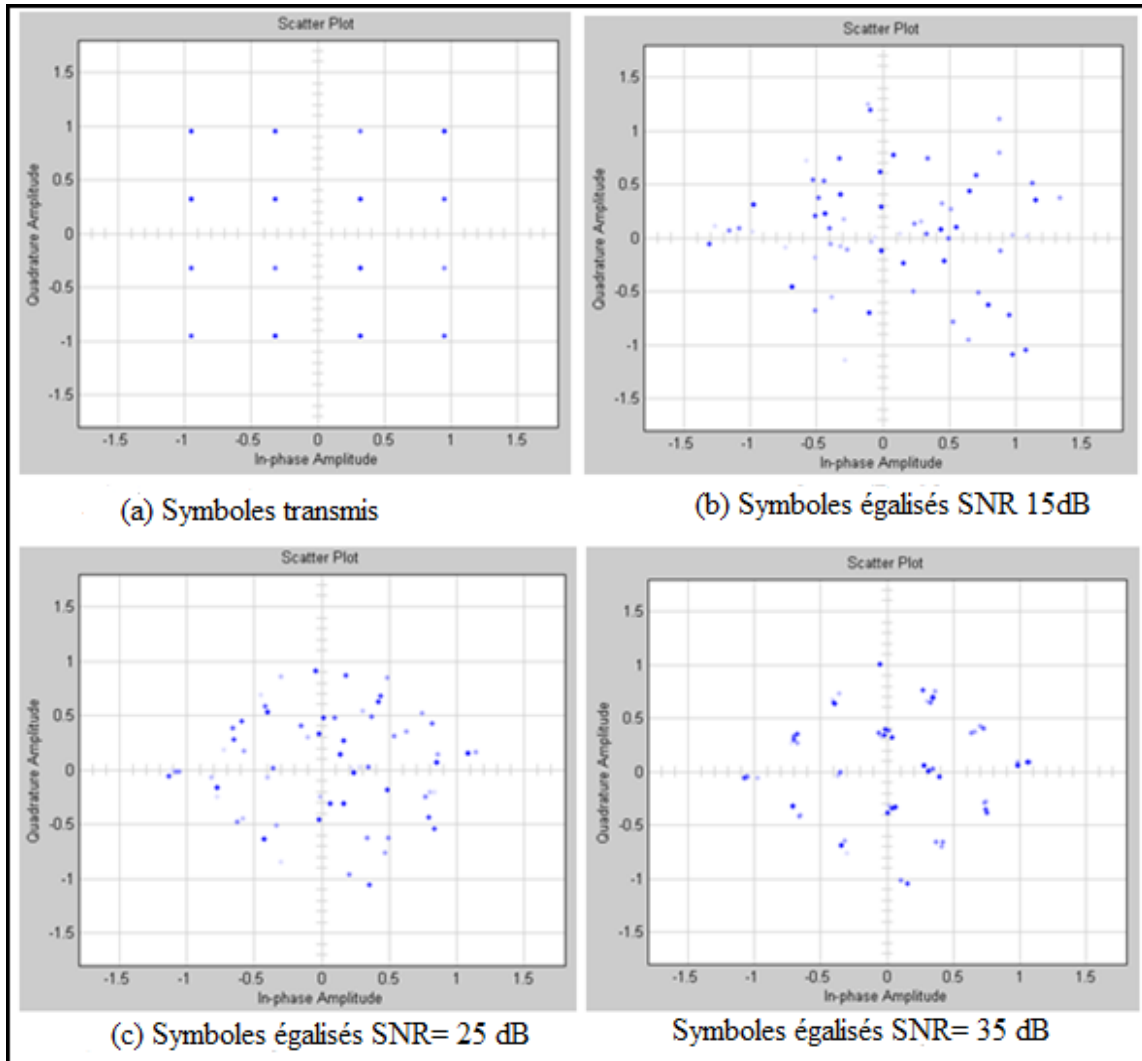


Figure 3.35 : (a) Symboles transmis, (b) Symboles égalisés SNR=15dB, (c) Symboles égalisés SNR=25dB, (d) Symboles égalisés SNR=35dB.

3.6.3 Taux d'erreur binaire canal Rayleigh+AWGN

La figure 3.36 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit, en utilisant les systèmes OFDM-16QAM, QPSK et BPSK avec un égaliseur CMA le signal se propage sur canal AWGN suivi par un canal de Rayleigh.

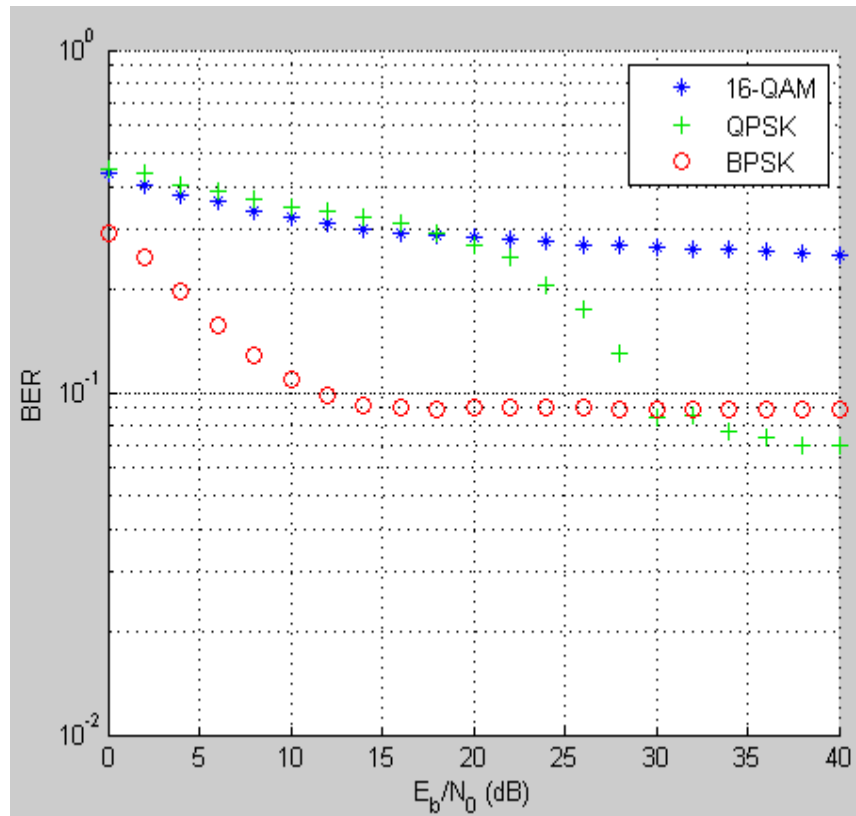


Figure 3.36: Taux d'erreur binaire d'un système mono porteuse avec égaliseur CMA canal AWGN+Rayleigh, modulation 16-QAM, QPSK, BPSK.

A partir de ces courbes, on constate que la performance en taux d'erreur par bit se dégrade pour le système mono porteuse. Nous observons que la performance en BER de la BPSK est la meilleure pour les faibles SNR, au delà de 25 dB les modulations BPSK et la QPSK produisent des performances semblables.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'implémentation d'un égaliseur non supervisé dans un système multi porteuse utilisant l'OFDM. Nous avons présenté les différents blocs de simulation entrant dans la chaîne de transmission (émission/réception). Le travail effectué sous Simulink a mis en évidence les performances de l'égaliseur CMA pour différents types de modulation et pour les deux systèmes mono porteuse et multi porteuse.

Les simulations que nous avons accomplies nous ont permis de mettre en relief les améliorations obtenues en utilisant l'égaliseur CMA dans un contexte multi porteuse OFDM étant donné que la technique OFDM est plus robuste aux interférences.

Conclusion Générale

Etant donné les besoins accrus des services de télécommunications, l'OFDM regagne des intérêts croissants en raison de sa robustesse aux évanouissements et aux interférences inter-symboles ainsi que son aptitude à accomplir une efficacité élevée de transmission.

Les performances exceptionnelles de l'OFDM ont poussé son utilisation dans plusieurs standards pour les systèmes sans fil, les réseaux cellulaires, sans oublier la télévision numérique.

Nous avons présenté les principes de conception de la technique OFDM et étudié ces performances pour différents types de modulation. Notre contribution porte essentiellement sur l'implémentation sous SIMULINK de MATLAB d'un égaliseur non supervisé de type CMA dans système multi porteuse utilisant l'OFDM.

Nous avons présenté les différents blocs de simulation composant dans la chaîne de transmission (émission/réception). Nous avons mis en évidence les performances de l'égaliseur CMA pour un environnement bruité matérialisé par un canal AWGN, en variant le type de modulation et pour les deux systèmes mono porteuse et multi porteuses.

Nous avons également éprouver les performances de l'égaliseur CMA dans un environnement plus sévère présentant des trajets multiples et un effet Doppler modélisé par un canal de Rayleigh en cascade avec un canal AWGN pour différents types de modulation utilisant l'OFDM et un système mono porteuse.

Les simulations que nous avons accomplies nous ont permis de mettre en relief les améliorations obtenues en utilisant l'égaliseur CMA dans un contexte multi porteuse OFDM étant donné la technique OFDM est plus robuste aux interférences.

Cependant lorsqu'on considère un milieu sévère l'égaliseur CMA requiert une correction de phase, ce qui constitue une perspective pour poursuivre notre étude. Nous proposons également de considérer d'autres types d'égaliseurs non supervisés, comme autre horizon pour notre travail.

Bibliographie

- [1] B. Cousin et C. Viho « Phénomènes caractérisant les supports de communication » Université Rennes 1.
- [2] Marie G, Florence Le Grand, Élisabeth Le Prettre « La chaîne de transmission » livre de Réviser son bac avec le monde 2020.
- [3] Marie G, Florence Le Grand, Élisabeth Le Prettre « transmission et stockage d'information » livre de Réviser son bac avec le monde 2020.
- [4] B. Cousin et C. Viho « Codage » Université Rennes 1.
- [5] K Patrice « Notion de base et principales définitions de transmission numérique » Ecole nationale supérieure électronique informatique et radiocommunications Bordeaux.
- [6] B. Cousin et C. Viho « Les principales qualités d'un code » Université Rennes 1.
- [7] R DIB, « Transmission en bande de base » Ecole de technologie supérieure université de Québec ,2020.
- [8] R DIB « Débit binaire et débit symbolique » école de technologie supérieure université de Québec,2020.
- [9] Bic J.C, Duponteil D, Imbeaux J.C "Eléments de communications numériques, Transmission sur fréquence porteuses" Paris, Dunod, 1986 Demod.
- [10] Yvon Sosthene Yameogo « Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA » traitement du signal et de l'image. Université Rennes 1, 2011.
- [11] A. Richard, S. Salah, B. Jean Michel,. « traitement numérique ». Disponible sur: http://www.meea.univmontp2.fr/phpmyFormation/user/doc_ue/tp_37_.pdf
- [12] <http://ebrois.free.fr/cours/electronique/am/am.htm> .
- [13] A. Elkhatabi « Conception du système de transmission OFDM codé pour les applications à haut débit », Université du Québec, 2008.

- [14] G. Pyskonova « Transmission OFDM pour la téléphonie cellulaire », Université du Québec, 2003.
- [15] M. Brandon « Optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses », thèse de doctorat, université de Cergy-Pontoise, 2012.
- [16] M. Abdellataif Khelil « Etude et performance d'un système de communication sans fil a base d'OFDMA MIMO », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas-Sétif-1, 2017.
- [17] RV. Née & R. Prasad « OFDM for Wireless MultiMedia communication », Artech House Publishers, 2000.
- [18] A. Rachini « Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM », Thèse de Doctorat, Université Bretagne, 2004.
- [19] Xu Zhang « Modeling & Performance Analysis of QAM-based COFDM System », University of Toledo, August 2011.
- [20] Virginie Dégardin « Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique base tension » Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2002.
- [21] N. Sofi « Etude et optimisation d'un système de communications sans fil MIMO-OFDM pour des applications WIFI et WIMAX », Thèse Doctorat, Université Aboubakr Belkaïd Telemcen, 2019.
- [22] MA. Mannah « Transmission de données par courants porteurs en ligne sur un réseau modulé en largeur d'impulsion » Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2010.
- [23] M. Chafii « Etude d'une nouvelle forme d'onde multi porteuses à PAPR réduit », thèse de Doctorat, Ecole doctorale Matisse, 2016.
- [24] R. DIB « Conception et validation d'un simulateur de système OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil », Université du Québec, 2003.
- [25] T. DUFOUR « Egaliseurs adaptatifs pipelinés par la technique de l'anticipation Relaxée », Université du Québec, 2002.

- [26] Alagha, Pujolle, Vivier « Réseaux de mobile et réseaux sans fil », Eyrolles, 2001.
- [27] S. Hara et R. Prasad « Multicarrier techniques for 4G mobile communications », Artech France, 2003.
- [28] JL. Verneuil « simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40Gbits », Thèse de doctorat, université de Limoges, 2003.
- [29] B. Koussa « Optimisation des performances d'un système de transmission MultiMedia sans fi basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes », Université de Poitiers, 2006.
- [30] F. Michaut, M. Bellanger, Filtrage adaptatif : théorie et applications, Volume 1- théorie et algorithmes, version 6, Lavoisier, 26 Juin 2005.
- [31] M. ZIDANE, « Contribution à l'identification et égalisation aveugles des canaux de transmission pour des systèmes de 4ème génération » MC-CDMA, Université Sultan Moulay Slimane Béni Mellal, Maroc 2015.
- [32] <http://blogs.univ-poitiers.fr/f-launay/tag/prefixe-cyclique/>.
- [33] Ye (Geoffrey) LI, Gordon Stuber. "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless communication". Georgia Institute of Technology, 2006.
- [34] A. Ahriche « Etude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets », Université du Québec, 2008.
- [35] S. Fki « Egalisation aveugle par méthodes à noyaux et techniques de classification automatique de modulations » l'Université de Bretagne, 8 Janvier 2015.
- [36] F. Bouguerra « Contribution à l'optimisation des télécommunications dans les réseaux mobiles » Université De Batna, Avril 2011.