

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° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : TELECOMMUNICATION

Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de master

Option : système de télécommunication (STLC)

Par : SLIMANI Hassen

SAIAHI Youcef

Intitulé

*Compensation des distorsions dans un système OFDM sous
différent types modulations numériques*

Soutenu devant le jury composé de:

.....	Université de M'sila	Président
M ^{me} . ZERDOUMI Zahra	Université de M'sila	Rapporteur
.....	Université de M'sila	Examineur

Année Universitaire : 2017-2018

Dédicace

Je dédie ce modeste travail avant tout à mes parents, qui ont tout sacrifié pour mon bien et qui ont éclairé ma route par leur compréhension, leur soutien.

Aux plus chers, mon père et ma mère.

Mes frères et chère sœur.

Mon Frère et mon binôme Youcef.

Mes amies et mes collègues d'études.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

Remerciements

Nous remercions Allah le Tout-Puissant qui nous a donné le courage pour élaborer ce modeste travail. Ce travail a été accompli à l'aide de plusieurs personnes que nous tenons à Remercier absolument.

Nous remercions tout d'abord notre encadreur Mme «ZERDOUMI Zahra » pour son aide. Nous remercions également les membres de jury de nous avoir fait l'honneur en acceptant d'examiner et de juger notre travail.

Mes remerciements vont aussi à tous mes professeurs, enseignants et toutes les personnes qui m'ont soutenu jusqu'au bout, et qui n'ont pas cessé de me donner des conseils très importants en signe de reconnaissance.

Finalement, nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Résumé

Il y a toujours un besoin de débit de données plus élevé et c'est pour cette raison que la technique OFDM est utilisée. À des hauts débits, la distorsion de canal est très importante et il est impossible de récupérer les données transmises avec un simple récepteur. Une structure de récepteur complexe est nécessaire qui utilise une égalisation coûteuse et des algorithmes d'estimation de canal. La technique OFDM peut simplifier le problème d'égalisation en changeant le canal sélectif en fréquence dans un canal plat. L'interférence intersymbole (ISI) peut se produire dans le signal reçu en raison de l'évanouissement par trajets multiples. Pour supprimer l'ISI de nombreux types d'égaliseurs peuvent être utilisés. Un égaliseur compense les imperfections du canal, telles que les distorsions d'amplitude et de phase ainsi que le retard de propagation. Ce mémoire se consacre à l'étude de la technique d'égalisation pour les modulations mono-porteuse et multi-porteuse. Les performances des algorithmes d'égalisation (NLMS, RLS), sont comparées et évaluées en termes de constellations des symboles égalisés, du BER et des courbes de convergence MSE.

ملخص

هناك دائما حاجة إلى تدفق بيانات أعلى وهو الدافع لاستخدام تقنية OFDM . عند السرعات العالية ، تشوه القناة مهم للغاية ويستحيل استرجاع البيانات المنقولة بواسطة جهاز استقبال بسيط. هناك حاجة إلى بنية استقبال معقدة التي تستخدم خوارزميات تكافؤ وتقدير القناة مكلفة. ويمكن لتقنية OFDM تبسيط مشكلة التكافؤ عن طريق تغيير قناة تردد اختيارية إلى قناة مسطحة. قد يحدث تداخل بين الرموز (ISI) في الإشارة المستقبلية بسبب تعدد المسارات. لإزالة ISI يمكن استخدام العديد من أنواع المعادلات. تعوض أداة التعادل عن عيوب القناة ، مثل تشويش الاتساع والطور وكذلك تأخير الانتشار. هذه الأطروحة مكرسة لدراسة تقنية المعادلة للتضمينات أحادية الموجة الناقل المتعددة الناقلات. تتم مقارنة وتقييم أداء خوارزميات المساواة (NLMS,RLS) من إنتشار الرموز ، و BER ، ومنحنيات تقارب MSE.

Abstract

There is always a need for higher data rate and for that the OFDM technique is used. At high speeds, channel distortion is very important and it is impossible to recover the data transmitted with a simple receiver. A complex receiver structure is needed that uses costly equalization and channel estimation algorithms. The OFDM technique can simplify the equalization problem by changing the frequency selective channel in a flat channel. Intersymbol interference (ISI) may occur in the received signal due to multipath fading. To remove the ISI many types of equalizers can be used. An equalizer compensates for channel imperfections, such as amplitude and phase distortions as well as propagation delay. This thesis is devoted to the study of the equalization technique for single-carrier and multi-carrier modulations. The performances of the equalization algorithms (NLMS, RLS) are compared and evaluated in terms of constellations of equalized symbols, BER and MSE convergence curves

Table des matières

Dédicace.....	I
Remerciement.....	II
Résumé.....	III
Table des matières.....	V
Liste des figures.....	IX
Liste des Tableaux.....	XII
Symboles et abréviations.....	XIII
Introduction générale.....	1

Chapitre 01 : Généralité sur la transmission numérique

I.1 Introduction.....	4
I.2 Chaîne de transmission numérique.....	4
I.3 transmission en bande de base.....	5
I.4 codage de l'information.....	5
I.4.1 Code binaire NRZ (Non Return to Zéro).....	6
I.4.2 Le codage Manchester (Biphasé).....	6
I.4.3 Le codage Miller.....	6
I.4.4 Le codage Bipolaire.....	6
I.5 Modulations numériques.....	6
I.5.1 Modulation ASK.....	7
I.5.2 Modulation FSK.....	8
I.5.3 Modulation PSK.....	9
I.5.4 Modulation QAM.....	10
I.6 Techniques de Modulations multi-porteuses.....	12
I.6.1 Notion d'orthogonalité.....	12
I.6.3 Technique de modulation OFDM.....	13
I.6.3.1 Principe de modulation OFDM.....	13
I.6.3.2 Implémentation numérique.....	16

I.6.3.3 Les différents types de technique OFDM	17
I.6.3.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM	18
I.7 Les mesure de performances dans les systèmes de communications.....	19
I.7.1 Le rapport signal sur bruit.....	19
I.7.2 L'erreur quadratique moyenne.....	19
I.7.3 La probabilité d'erreur.....	19
I.7.4 Le taux d'erreur par bit	20
I.8 Conclusion.....	20

Chapitre 02 : l'égalisation des canaux de transmission

II.1 Introduction:.....	21
II.2 Les filtres numériques	21
II.3 les types des filtres numériques:.....	22
II.3.1 Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF.....	22
II.3.2 Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII.....	23
II.3.3 Comparaison entre les filtres RIF et RII.....	24
II.4 Modèles de canaux de transmission :	25
II.4.1 Canal a bruit additive gaussien.....	25
II.4.2 Canal de Rayleigh	27
II.5 Les phénomènes perturbateurs dans les systèmes de communications.....	27
II.5.1 Le bruit.....	27
II.5.2 Propagation multi-trajets.....	27
II.5.3 Les interférence entre symbole.....	28
II.6 Estimation du canal	30
II.7 Egalisation du canal	31
II.8 Types d'égaliseurs	32
II.8.1 Egaliseurs linéaires	32
II.8.2 Égaliseur non linéaire	33
II.9 Egalisation temporelle et fréquentielle.....	34
II.9.1 Egalisation temporelle.....	34

II.9.2 Egalisation temporelle et fréquentielle.....	34
II.10 Algorithmes d'égalisation	35
II.10.1 Algorithme LMS :.....	35
II.10.2 Algorithme NLMS	36
II.10.3 Algorithme des moindres carrées récursifs (RLS)	37
II.11 Conclusion.....	38
 <i>Chapitre 03 : Simulation du système OFDM et étude de performances</i>	
III.1 Introduction	40
III.2 Présentation de Simulink.....	40
III.3 Réalisation de la chaine de transmission OFDM sous SIMULINK.....	41
III.3.1 Introduction.....	41
III.3.2 Description des différents blocs.....	41
III.3.2.1 Blocs en émission	42
III.3.2.2 blocs en Réception.....	44
III.3.2 Contexte de simulations.....	46
III.4 Etude des performances.....	47
III.4.1 Effets du bruit sur les symboles transmis.....	47
III.4.2 Représentation spectrale du signal OFDM.....	48
III.4.3 Taux d'erreur pour une modulation 16-QAM	48
III.5 Egalisation mon-porteuse	49
III.5.1 Implémentation des égaliseurs sous Simulink.....	49
III.5.2 Description de Canal et égaliseurs utilisés.....	50
III.5.2.1 bloc digital filter.....	50
III.5.2.2 Filtres NLMS et RLS.....	51
III.5.3 Performances des égaliseurs.....	52
III.5.3.1 Constellation de la modulation 16-QAM.....	52
III.5.3.2 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 16-QAM.....	54
III.5.3.3 Constellation de la modulation 8-PSK.....	55
III.5.3.4 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 8-PSK.....	57

III.5.3.5 Les courbes de convergence MSE.....	57
III.6 Égalisation multi-porteuse(OFDM).....	58
III.6.1 Implémentation sous Simulink.....	58
III.6.2 Performances des égaliseurs.....	58
III.6.2.1 Constellation de la modulation 16-QAM (OFDM).....	60
III.6.2.2 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, OFDM (16-QAM.....	62
III.6.2.3 Constellation de la modulation 8-PSK (OFDM).....	62
III.6.2 .4 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 8-PSK (OFDM)...	64
III.6.2.5 Les courbes de convergence MSE.....	65
III.7 Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	67
Bibliographie.....	68

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Constituants de base d'une chaîne de transmission numérique.....	4
Figure I.2: modulation d'amplitude ASK.....	8
Figure I.3: modulation de fréquence FSK.....	9
Figure I.4: Constellation BPSK.....	9
Figure I.5: constellation QPSK.....	10
Figure I.6: modulateur QAM.....	11
Figure I.7: constellation 16QAM.....	11
Figure I.8: modulation multi porteuse.....	12
Figure I.9: représentation temporelle et fréquentielle du signal OFDM.....	13
Figure I.10: Chaîne de transmission du système OFDM.....	14
Figure I.11: Principe de Modulateur OFDM.....	15
Figure I.12 : schéma de principe d'un Modulateur OFDM numérique.....	16
Figure I.13 : schéma de principe d'un Démodulateur OFDM numérique.....	17

Chapitre II

Figure II.1 : La structure générale d'un filtre numérique.....	22
Figure II.2 : Filtre à réponse impulsionnelle finie.....	23
Figure II.3 : Filtre à réponse impulsionnelle infinie.....	24
Figure II.4 : Représentation temporelle d'un bruit gaussien	26
Figure II.5 : Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif.....	26
Figure II.6 : Propagation à trajets multiples.....	28
Figure II.7 : Interférence entre symboles.....	29
Figure II, 8 : Technique d'égalisation.....	31

Figure II.9: Techniques d'égalisations et algorithmes correspondants.....	32
Figure II.10: Structure d'un égaliseur linéaire.....	33
Figure II.11 : Schéma de principe d'égaliseur DFE.....	33
Figure II.12 : Schéma de principe d'égaliseur MLSE	34
Figure II, 13: Filtres de Wiener.....	35
Figure II, 14: Principe algorithme NLMS.....	36

Chapitre III

Figure III.1 : Chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK.....	41
Figure III.2 : Générateur des entiers aléatoires.....	42
Figure III.3 : Modulateur M-QAM.....	42
Figure III.4 : Insertion des pilotes et DC nulles.....	43
Figure III.5 : Transformée de Fourier inverse.....	43
Figure III.6 : L'ajout du préfixe cyclique.....	44
Figure III.7 : canal a bruit blanc gaussien AWGN.....	44
Figure III.8 : Suppression du préfixe cyclique.....	44
Figure III.9: Transformé de Fourier rapide.....	45
Figure III.10 : Suppression des pilotes et DC nulles.....	45
Figure III.11 : Démodulation 16-QAM.....	45
Figure III.12: constellation diagram.....	46
Figure III.13: error rate calculaion.....	46
Figure III.14: Effets du bruit sur les symboles transmis 16-QAM: (a)symboles transmis (b) SNR=10dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=30dB.....	47
Figure III.15 : Spectre du signal OFDM avant et après le canal AWGN	48
Figure III.16 : BER en fonction d'E _b /N ₀ pour 16-QAM.....	48
Figure III.17: Performance des égaliseurs NLMS et RLS pour un signal mono-porteuse ...	49
Figure III.18 : bloc Digital filter.....	50
Figure III.19 : réponse impulsionnelle du filtre FIR.....	51
Figure III.20: blocs filtres NLMS et RLS en SIMULINK.....	51

Figure III.21 : Figure III.21: Symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles reçus, SNR=10 dB (c) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS.....	52
Figure III.22: Symboles 16 QAM, (a) Symboles reçus, SNR=10 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS.....	53
Figure III.23: Symboles 16 QAM, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS.....	54
Figure III.24: Symboles 8-PSK, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=10 dB (c) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS.....	55
Figure III.25: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=20 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS.....	56
Figure III.26: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS.....	56
Figure III.27 : Courbes de convergence MSE des égaliseurs (NLMS, RLS), (a)-16QAM, (b)-8-PSK.....	58
Figure III.28 : Egalisation du signal OFDM sous Simulink, filtre LMS et RLS.....	59
Figure III.29: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=10 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS.....	60
Figure III.30: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=20 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS.....	61
Figure III.31: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=30 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS.....	61
Figure III.32: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=10 dB (b) Symboles égalisés RLS, (c) Symboles égalisés, RLS.....	63
Figure III.33: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=20 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés, RLS.....	63
Figure III.34: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés, RLS.....	64
Figure III.35 : Courbes de convergence MSE des égaliseurs (NLMS, RLS), (a).OFDM - 16QAM, (b).OFDM-8-PSK.....	65

Liste des Tableaux

Tableau II.1 : Comparaison entre un filtre FIR et RII.....	25
Tableau III.1 : Comparaison du BER en fonction du SNR, modulation 16-QAM	54
Tableau III.2 : Comparaison du BER en fonction du SNR, modulation 8-PSK.....	56
Tableau III.3 Comparaison du BER en fonction du SNR, (OFDM 16QAM).....	62
Tableau III.4 : Comparaison du BER en fonction du SNR, (OFDM 8-PSK).....	64

Symboles et abbreviations

ASK	Amplitude Shift Keying.
BPSK	Binary phase shift keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio.
C-OFDM	Coded orthogonal frequency division multiplexing
DAB	Digital Audio Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO-OFDM	Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM
C-OFDM	Coded - OFDM
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT:	Fast Fourier Transform
GSM:	Global System for Mobile communication
IFFT :	Inverse Fast Fourier Transform
ICI :	Inter Carrier Interference
ISI :	Interférences inter symboles)
LTE	Long Term Evolution
MSE:	Mean square error (l'erreur quadratique moyenne)
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
LMS	Least Mean Square
RLS	Recursive Least Square

Introduction générale

Que ce soit la téléphonie, la télévision ou l'Internet, il est évident que nous sommes constamment entourés par des systèmes de communications. Cette popularité des communications nous pousse d'ailleurs à augmenter continuellement les capacités des systèmes de transmissions d'information et c'est cette quête d'augmenter le débit de données qui est la motivation principale des recherches effectuées en communications.

Les modulations à simple porteuse ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal.

La nature des applications de futures communications sans fil nécessite des débits de données élevés et pour cette quête la technique OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) est utilisée, la transmission OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. Elle convient à des types de propagation par trajets multiples. La répartition des symboles sur plusieurs sous porteuses est la propriété plus importante de la transmission OFDM. C'est elle qui engendre la robustesse contre le délai d'étalement et par conséquent diminue le taux de transmission par sous-porteuse.

Avec l'augmentation de la densité de l'information dans le canal, les effets de transmission défavorables deviennent plus importants par rapport à la quantité de données transférées. Pour compenser la distorsion, l'équipement radio actuel utilise des procédures spéciales qui impliquent une analyse de canal et un traitement de signal numérique. Avec de vastes capacités de traitement disponibles aujourd'hui, l'une des tâches essentielles d'un récepteur radio numérique est de s'adapter à l'environnement et d'améliorer sa capacité à récupérer les informations transmises. Ce mémoire se concentre sur les techniques d'égalisation adaptative dans un système OFDM avec l'intention de reproduire de vraies conditions de communication et implémenter des algorithmes robustes de correction d'erreur sur le matériel dédié. L'objectif est de démontrer la faisabilité et l'efficacité d'une telle application.

L'égaliseur nous permet alors de corriger les effets du canal de transmission et de retrouver le signal original. De plus, l'algorithme ajustant les paramètres de l'égaliseur doit être de nature adaptative, dans le sens où les paramètres de calcul doivent pouvoir être modifiés dans le temps. Cette particularité permet de pallier les variations des paramètres du canal à travers le temps. De plus, cette adaptation de paramètres permet de régler le filtre avec une connaissance minimale du canal de transmission.

Le but de ce mémoire est de réaliser une chaîne de transmission OFDM, Ensuite d'étudier la performance des algorithmes égaliseurs. Les simulations réalisées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission comme le nombre de porteuses, le choix de différents types de modulations des canaux, des sous-porteuses qui ont été ajustées en fonction des données à transmettre.

Le présent manuscrit est structuré en trois chapitres plus une introduction générale et une conclusion générale.

Le chapitre 1 présente la description du système de transmission numérique ainsi que ses constituants de base, et traite aussi les différentes modulations à simple porteuse ainsi que la technique multi-porteuse, à savoir l'OFDM.

Chapitre II décrit les types de filtrage numérique, et mis en évidence les modèles de canaux de transmission ainsi que les phénomènes perturbateurs en communication numériques. Il présente aussi les techniques d'égalisation linéaires et non linéaires et les algorithmes adaptatifs les plus utilisés.

Chapitre III se consacre à la simulation, l'implémentation du système OFDM sous SIMULINK ainsi que les égaliseurs. Il présente l'étude des performances des égaliseurs sous un système mono-porteuse et un système multi-porteuse pour les modulations à plusieurs états.

A la fin de ce manuscrit, une conclusion générale récapitule les apports essentiels de notre travail, ainsi que des suggestions pour des futurs travaux.

***Chapitre I : Généralité sur
la transmission numérique***

I.1 Introduction

Les systèmes de transmission véhiculent de l'information (son, image, texte, ...) entre une source et un destinataire. Cette opération est réalisée essentiellement grâce aux techniques numériques car ils garantissent un bon stockage des informations et une meilleure immunité aux bruits.

Dans ce chapitre, nous présenterons les éléments de la chaîne de transmission depuis la source jusqu'à la destination. Ainsi que quelques notions de base qui serviront à la bonne compréhension de ce mémoire

Nous allons décrire dans un premier temps le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique.

I.2 Chaîne de transmission numérique

Le rôle d'une chaîne de transmission est de transmettre une information d'un émetteur à un récepteur à travers un canal de communication avec autant de fiabilité que possible. L'information transmise est passée par plusieurs étapes de la source vers le destinataire. On décrit le fonctionnement des constituants d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, comme illustrées par le schéma bloc ci-dessous [1].

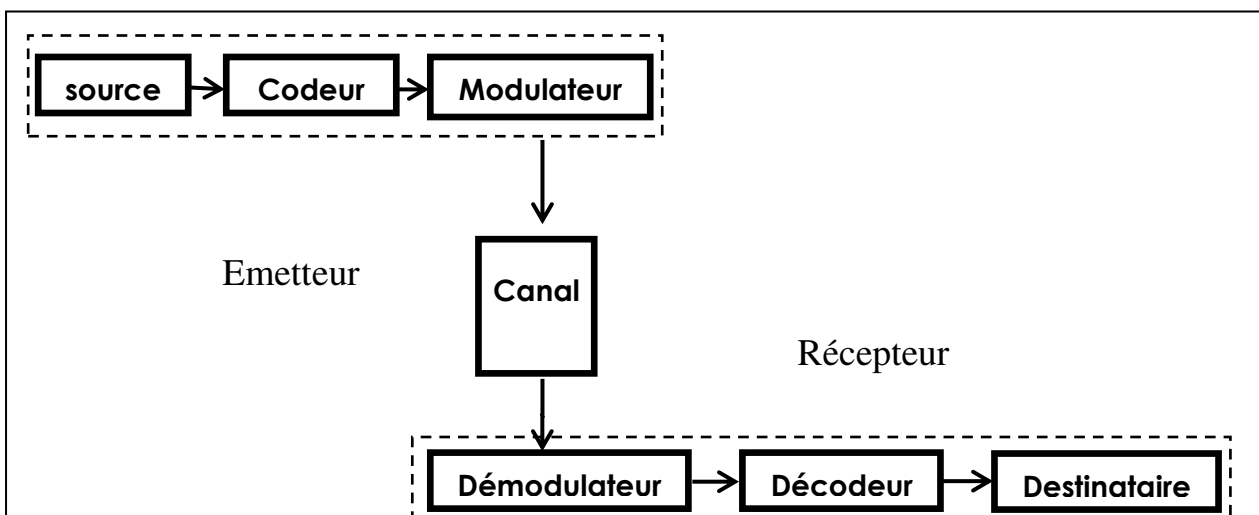


Figure I.1: Constituants de base d'une chaîne de transmission numérique

- ❖ **La source** : Émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires. La source peut être une voix, une image, un texte, ou des données informatiques. La sortie d'une source n'est pas connue à priori par le destinataire elle est par nature aléatoire. Néanmoins certains messages déterministes, telles que les séquences pilotes, générés par l'émetteur pour servir au bon fonctionnement du récepteur.
- ❖ **Le codeur** : Supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations
- ❖ **Canal de transmission** : Le canal de transmission est le dispositif qui assure le transport de l'information (signal) entre l'émetteur et le récepteur. A cause des obstacles dans ce parcours, le signal émis subit un phénomène appelé, phénomène de multi trajets (multi-paths) sélectif en fréquence dans la bande passante du signal
- ❖ **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.

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.

I.3 La transmission en bande de base

La transmission en bande de base consiste à transmettre les informations sur le support de transmission sans transformation du signal numérique en un signal analogique. Cette définition n'exclut nullement des modifications du signal pour mieux l'adapter aux caractéristiques du support de transmission.

Les principales difficultés rencontrées dans la transmission en bande de base sont dues essentiellement à la limitation de la bande passante dans les basses et hautes fréquences.

I.4 Codage de l'information

Le codage est une étape primordiale, il consiste à faire correspondre une forme de signal électrique ou optique à un ou plusieurs éléments binaires de la source. Il permet d'adapter la forme du signal à la ligne ou plus généralement au milieu de propagation. On fait donc correspondre à chaque niveau logique bas et haut l'état 0 ou l'état 1; la différence de tension entre deux fils et la présence/absence de courant dans un fil sont des exemples fréquents [2].

Les principaux codes utilisés sont [2] :

I.4.1 Code binaire NRZ (Non Return to Zéro)

Le codage NRZ est simple on a un état zéro (0) pour une tension négative et un état (1) pour une tension positive.

I.4.2 Le codage Manchester (Biphasé)

Il consiste à faire une transition au milieu de chaque temps bit. La transition positive est codée un état logique 1 et la transition négative par un état logique 0.

I.4.3 Le codage Miller

Dans le code Miller les états (1) a une transition au milieu du temps bit et les états (0) n'ont pas de transition. Mais un 0 suivi d'un 0 a une transition en fin du temps bit.

I.4.4 Le codage Bipolaire

ce type ne code qu'un type de bit (par exemple les 1) et en alternant leur polarité.

I.5 Les Modulations Numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse. Les paramètres modifiables sont : L'amplitude, la fréquence et la phase. Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, le paramètre prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits, ce qui correspond à un nombre d'états de $M=2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur [2].

- Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire. Lorsque $M=2$, le symbole est dit binaire.
- La rapidité de modulation R: $R=\frac{1}{T}$ elle s'exprime en bauds.
- Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde.
 $D=nR=\frac{1}{T_b}$ (durée d'un bit).
- L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta=\frac{D}{B}$, est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles Maires, on aura $\eta=\frac{1}{T.B} \log_2(M)$.

- Pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole $n = \log_2(M)$. C'est en effet la raison de la modulation M-aire.
- Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$C(t) = \sum_k C_k \cdot g(t - kT) \quad \text{avec } C_k = a_k + b_k \quad (1.1)$$

- la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$M(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k C_k e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (1.2)$$

$\omega_0 t$, φ_0 : pulsation et phase de la porteuse.

Dans la suite on va présenter les principaux types de modulations numériques.

I.5.1 La Modulation ASK

La technique de modulation numérique la plus simple est le déplacement d'amplitude (Amplitude Shift Keying), où un signal d'information binaire directement module l'amplitude d'une porteuse analogique. Cette modulation est parfois appelée modulation d'amplitude numérique [3]. Mathématiquement, la modulation par déplacement d'amplitude est :

$$v_{ask(t)} = [1 + v_m(t)] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega c t) \right] \quad (1.3)$$

Où :

- $v_{ask(t)}$ = onde du signal modulé.
- $v_m(t)$ = signal d'information numérique (modulant) (volts)
- $A / 2$ = amplitude de la porteuse non modulée (volts)
- ωc = fréquence radian porteuse analogique.

Dans l'équation 1.3, le signal de modulation $[v_m(t)]$ est un forme d'onde binaire normalisée, où $+1 \text{ V} = 1$ logique 1 et $-1 \text{ V} = 0$ logique. Par conséquent, pour une entrée logique 1, $v_m(t) = +1 \text{ V}$, Equation 1.3 réduit à :

$$\begin{aligned}
 v_{ask}(t) &= [1+v_m(t)]\left[\frac{A}{2} \cos(\omega ct)\right] \\
 &= A \cos(\omega ct)
 \end{aligned}
 \tag{1.4}$$

Et pour une entrée logique 0, $v_m(t) = -1$ V, l'équation 1.3 se réduit à :

$$v_{ask}(t) = [1-1]\left[\frac{A}{2} \cos(\omega ct)\right] = 0 \tag{1.5}$$

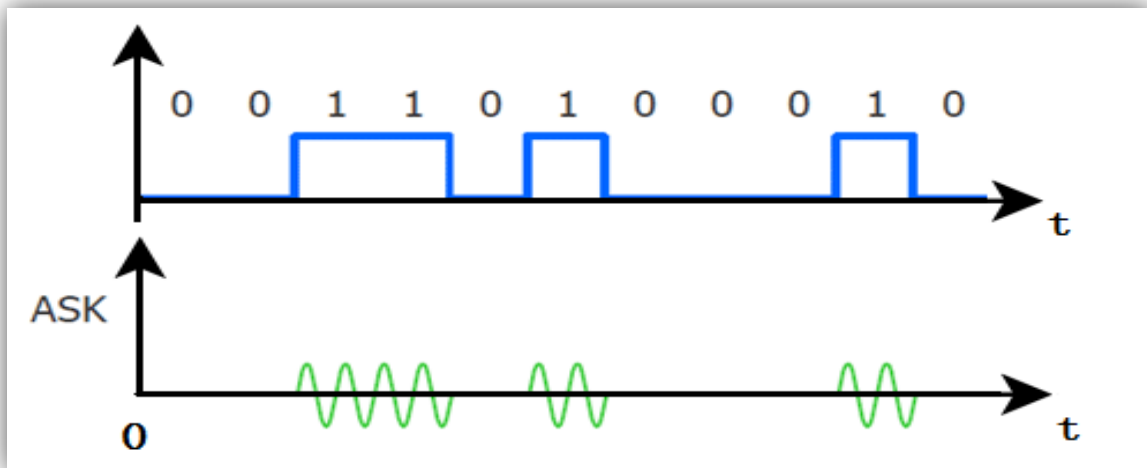


Figure I.2: modulation d'amplitude ASK.

I.5.2 La Modulation FSK

La modulation par déplacement de fréquence est une forme de modulation d'angle à amplitude constante similaire à la modulation de fréquence standard (FM) sauf le signal modulant est un signal binaire qui varie entre deux niveaux de tension discrets plutôt que d'un changement continu forme d'onde analogique [3]. Par conséquent, FSK est parfois appelé FSK binaire (BFSK). L'expression générale pour FSK est :

$$v_{FSK}(t) = v_c(t) \cdot \cos(\omega ct) \{2\pi[f_c + v_m(t) \cdot \Delta f]t\} \tag{1.6}$$

- $v_{FSK}(t)$ = forme d'onde FSK binaire
- $v_c(t)$ = amplitude porteuse analogique maximale (volts)
- f_c = fréquence centrale porteuse analogique (hertz)
- Δf = changement de crête (décalage) dans la fréquence porteuse analogique
- $v_m(t)$ = signal d'entrée binaire (modulant) (volts)

À partir de l'équation 1.6, on peut voir que le changement de la fréquence porteuse (Δf) est proportionnel à l'amplitude de signal d'entrée binaire ($v_{m(t)}$), et la direction du décalage est déterminée par la polarité. Le signal de modulation est une forme d'onde binaire normalisée logique 1 = + 1 V et une logique 0 = -1 V. Ainsi, pour une entrée logique $v_{m(t)} = + 1$, l'équation (1.6) peut être réécrite comme :

$$v_{FSK(t)} = v_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) \{ 2\pi [f_c + \Delta f] t \} \quad (1.7)$$

Pour une entrée logique 0, $v_{m(t)} = -1$, l'équation 1.6 devient :

$$v_{FSK(t)} = v_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) \{ 2\pi [f_c - \Delta f] t \} \quad (1.8)$$

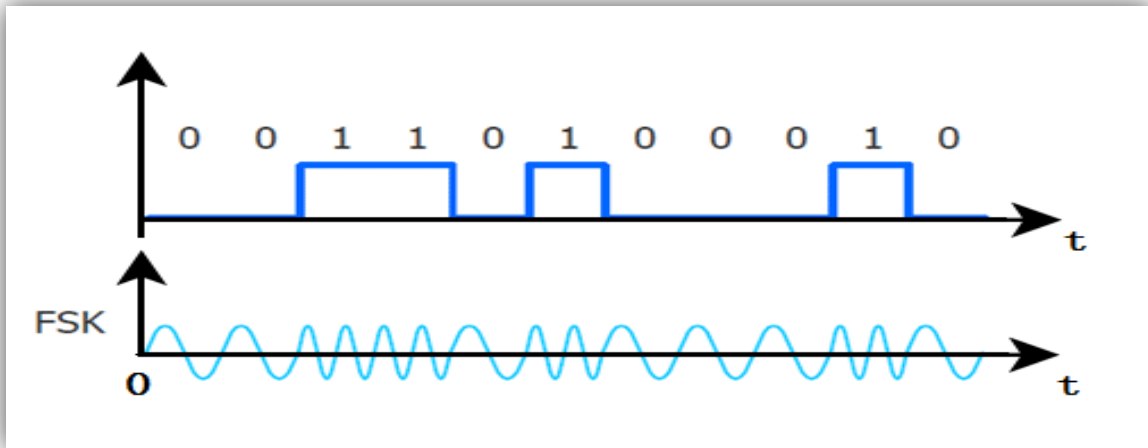


Figure I.3: modulation de fréquence FSK

I.5.3 La modulation PSK

Un exemple de la modulation numérique par déplacement de phase est la modulation binaire dite BPSK (Binary Phase Shift Keying), c'est une modulation de phase à 2 états 0 et π .

Dans la constellation, il n'y a que 2 points, un à 0° qui correspond au niveau logique 1 et un autre à 180° qui correspond au niveau logique 0 [4].

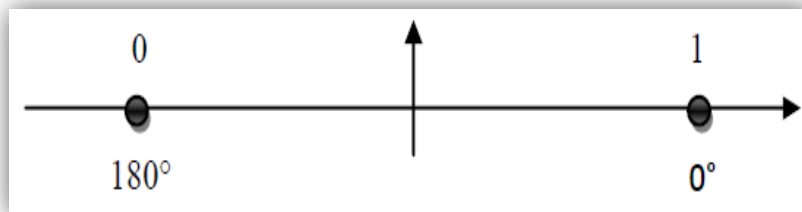


Figure I.4: Constellation BPSK

Un autre type de modulation numérique de phase est la PSK en quadrature ou (QPSK).

Le train de donnée binaire est séparé en deux "sous trains" appelés le composant cosinus (*I* ou *In-phase*) et le composant sinus (*Q* ou *Quadrature*). La paire de valeur (ou doublet) constitue ce que l'on appelle un symbole. Pour des considérations électroniques, les signaux *I* et *Q* sont centrés sur 0V. On peut donc considérer que *I* et *Q* prennent symboliquement deux niveaux +1, -1 correspondant aux états binaires [4].

L'état de phases du signal modulé se représentent en coordonnées polaires dans le plan *I, Q*. Suivant les combinaisons de *I* et *Q*, on obtient alors un diagramme que l'on appelle communément constellation. Le schéma ci-dessous montre les constellations de la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)[4].

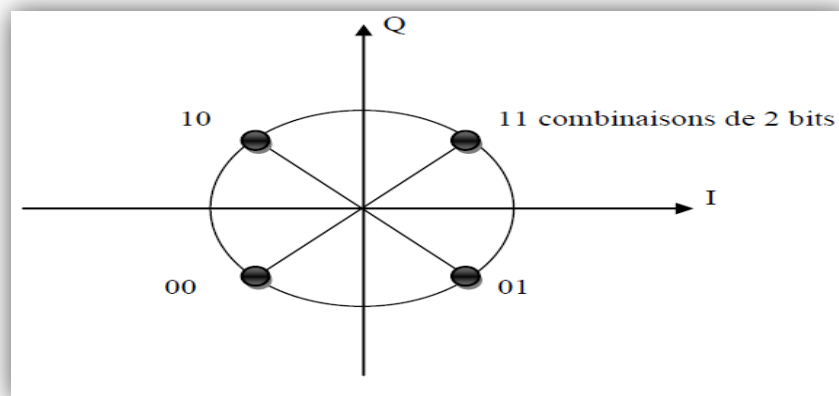


Figure I.5: constellation QPSK

I.5.4 La modulation QAM

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 [5].

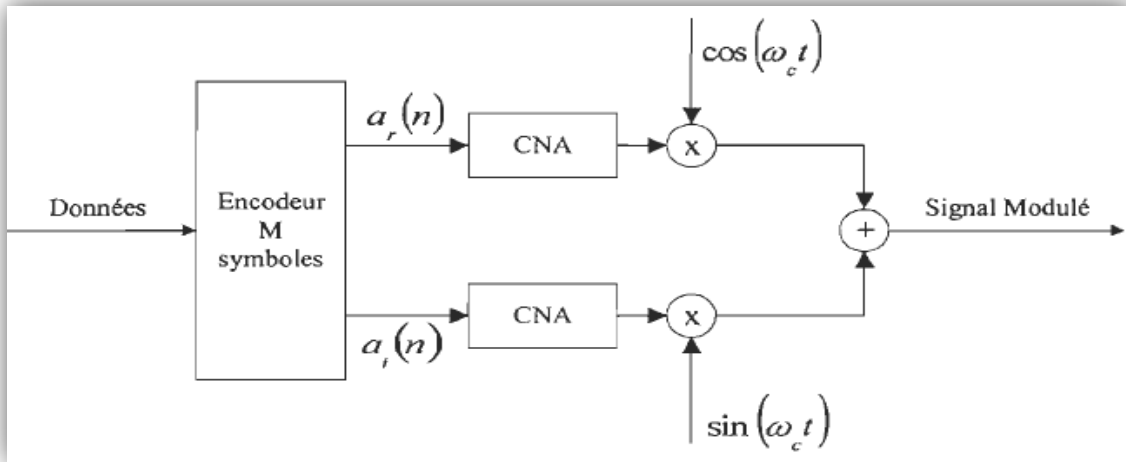


Figure I.6: modulateur QAM

Un exemple de la modulation QAM est la modulation QAM à seize états. La 16 QAM utilise 4 bits par symbole, 2 bits sur i et deux bits sur Q . La valeur de i peut être une des 4 amplitudes possibles. Il en est de même pour la valeur de Q . La constellation comporte 16 points ($2^4=16$) [4].

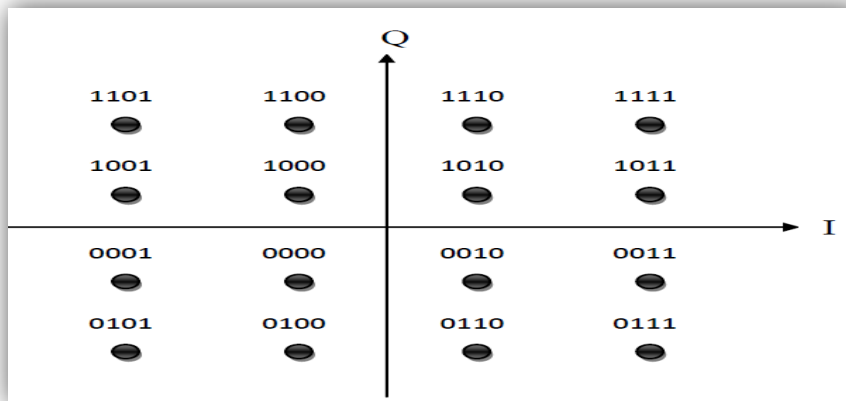


Figure I.7: constellation 16QAM

L'intérêt majeur des techniques de modulations numériques, réside dans la possibilité de leur insertion harmonieuse dans les réseaux intégrés numériques qui se développent de jour en jour. Un autre avantage réside dans la possibilité de conserver l'intégrité de l'information à transmettre, ce qui est tout à fait impossible avec une transmission analogique. Les systèmes modernes de communication numérique sont complexes et requièrent des circuits de modulation et de démodulation de plus en plus sophistiqués.

I.6 Modulation multi porteuse

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. L'implémentation de la modulation et de la démodulation se fait à l'aide de la transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform) [6].

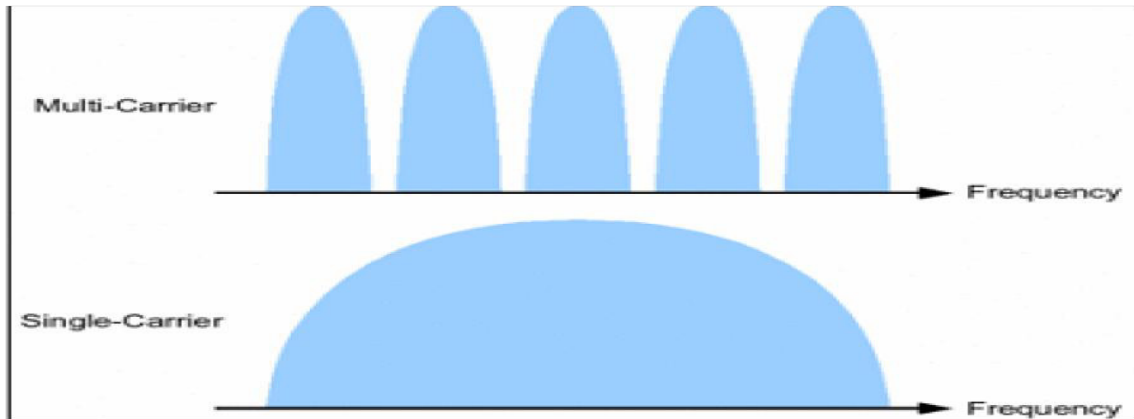


Figure I.8: modulation multi porteuse

La formulation d'un signal multi-porteur est réalisée par l'équation (I.10) :

En notant : $[n] = [m + nM]$:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_m^{M-1} x_m[n] \psi_{m,n}(t) \quad (1.9)$$

Base de formes d'onde modulantes $\{\psi_{m,n}(t), (m, n) \in \mathbb{Z}^2\}$

M : le nombre de fréquences porteuses.

I.6.1 Notion d'orthogonalité [7]

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

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

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad (1.10)$$

Il y a deux types d'orthogonalité :

- Orthogonalité temporelle.
- Orthogonalité fréquentielle.

I.6.3 Technique de modulation OFDM

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est utilisé dans les réseaux sans fil et les réseaux cellulaires, sans oublier la télévision numérique. Elle consiste à transmettre les données en parallèle sur un très grand nombre de sous-porteuses. Une telle transmission se fait simplement à partir de transformées de Fourier. [8]

I.6.3.1 Principe de modulation OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux. Comme le montre la Figure 1.9 :

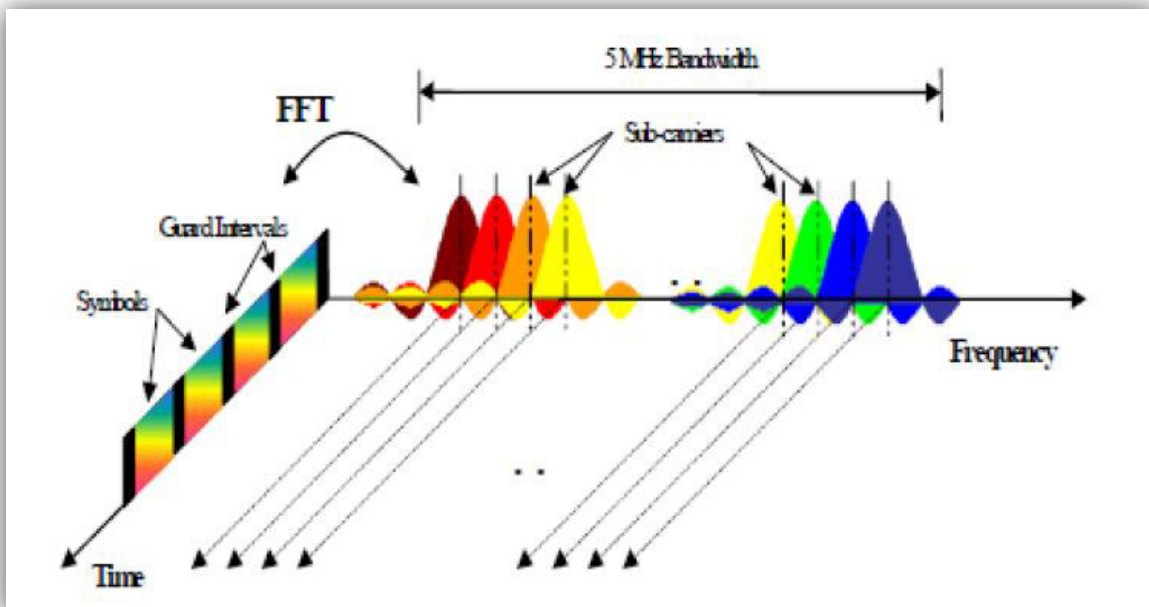


Figure I.9: représentation temporelle et fréquentielle du signal OFDM

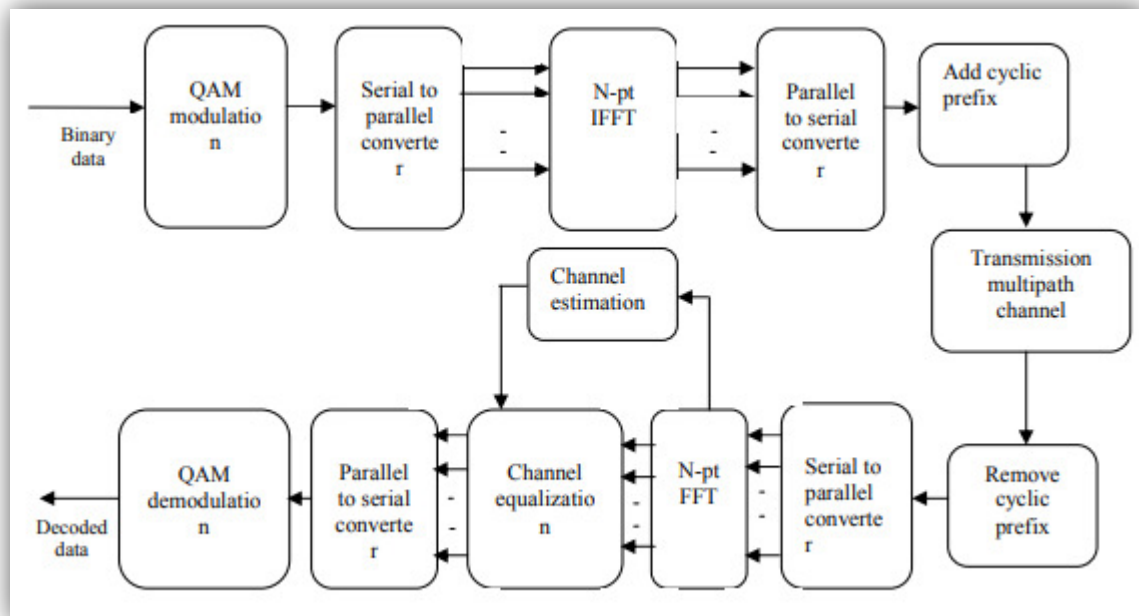


Figure I.10: Chaîne de transmission du system OFDM.

Le schéma ci-dessus illustre un système OFDM complet :

Les données binaires qui vont être transmises, passe par le bloc de modulation (QAM, PSK...), et démodulé utilisant le démodulateur à la réception. Après une conversion série/parallèle et parallèle/série, les blocs IFFT et FFT pour la modulation et la démodulation des sous-porteuses, Le préfixe cyclique ajouté au début du symbole et ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole, longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieur à la valeur maximale de délai du a l'effet de trajet multiple [9]

Dans un système OFDM, les bits d'informations pour chaque sous-porteuse sont modulés par les modulations numériques telles que QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), ou QAM. On peut augmenter le débit binaire en augmentant le nombre d'états dans une constellation, entraînant une diminution de distance entre les points de la constellation, ce qui accroît la sensibilité du système au bruit.

En général, la constellation de chaque sous-porteuse montre un changement aléatoire d'amplitude et de phase provoqué par l'environnement par trajets multiples. Parmi les modulations utilisées dans un système OFDM, la plus robuste est la modulation QPSK qui code 2 bits par symbole.

Les étapes suivantes décrivent Le principe d'un modulateur OFDM [10] :

- Considérons une séquence de N données S_0, S_1, \dots, S_{N-1}
- Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.
- Chaque donnée C_k (nombre complexe) module un signal à la fréquence f_k .
- Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2j\pi f_k t}$
- Le signal $S(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{I.11})$$

- Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$, Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad \text{et} \quad S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (\text{I.12})$$

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

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad (\text{I.13})$$

$H_k(t)$ Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} Y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = C_i H_i \quad (\text{I.14})$$

Parce que
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad \text{si } k \neq i, 1 \text{ si } k=i \quad (\text{I.15})$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier. [11]

I.6.3.2 Implémentation numérique :

Après un codage Bit/Symboles des bits à transmettre, les symboles complexes sont successivement regroupés par blocs de N (conversion série/parallèle), mis en forme sur une durée T (forme d'onde $g(t)$) puis envoyés sur les N porteuses afin de former le signal de sortie. le signal généré en bande de base dans l'intervalle de temps $[iT (i+ 1)T]$. peut s'écrire de la façon suivante :

$$S_i(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{i,n} e^{j\pi \frac{nt}{T}} \quad (\text{I.16})$$

En le discrétisant, nous obtenons :

$$S_i(k) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{i,n} e^{j\pi \frac{nk}{N}}, k = -N/2 \dots N/2 - 1 \quad (\text{I.17})$$

$\{s_i(k)\}_{k=-N/2 \dots N/2-1}$ Correspond aux N échantillons du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM. Nous les noterons $\{s_{i,n}(k)\}_{k=-N/2 \dots N/2-1}$. Ils peuvent être obtenus grâce à une transformée de Fourier discrète inverse des symboles $\{X_{i,n}\}_{n=-N/2 \dots N/2-1}$ à transmettre. En choisissant $N = 2^n$, l'algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier inverse (IFFT) peut être utilisé. Le schéma numérique d'un modulateur OFDM est alors décrit par la figure 1.11 :

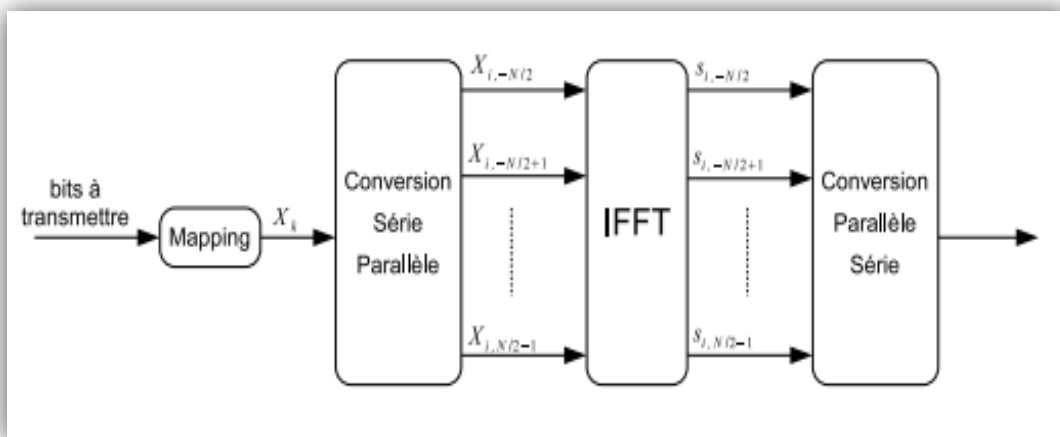


Figure I.11 : schéma de principe d'un Modulateur OFDM numérique

A la réception, la procédure inverse est appliquée. La démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier discrète directe des symboles reçus. [12]

Ceci peut être réalisé à l'aide de l'algorithme de la FFT. La figure 1.12 décrit le schéma d'un démodulateur OFDM numérique. Nous notons $\{Y_{i,n}\}_{n=-N/2 \dots N/2-1}$ les symboles reçus après la FFT du récepteur, correspondant aux symboles émis $\{X_{i,n}\}_{n=-N/2 \dots N/2-1}$ placés avant l'IFFT de l'émetteur.

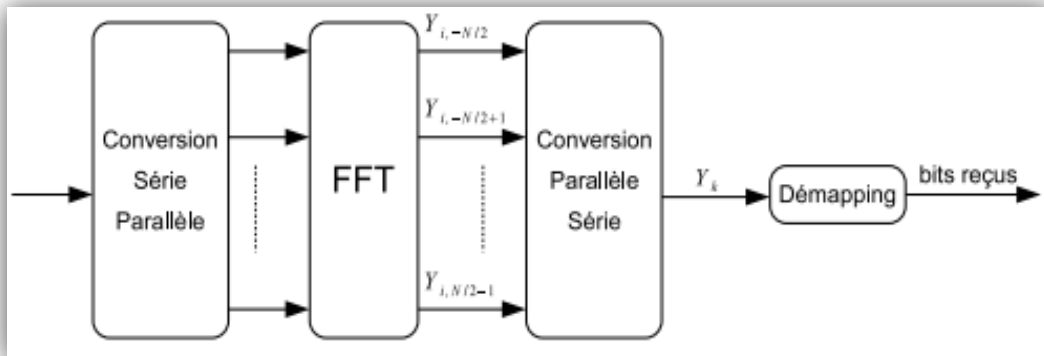


Figure I.12 : schéma de principe d'un Démodulateur OFDM numérique

I.6.3.3 Les différents types de technique OFDM [13]

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):

- Développé par CISCO.
- Augmente la couverture de l'abonné.
- Réduit le coût de provisionnement et le déploiement des infrastructures.
- Emploie la fréquence et la diversité spatiale.
- 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.

I.6.3.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM

OFDM a été utilisé dans de nombreux systèmes sans fil haut débit en raison des nombreux avantages qu'elle offre.

Résistance aux interférences : interférence apparaissant sur un canal peut être limitée de la bande passante et de cette façon n'affecteront pas toutes les sous-chaînes. Cela signifie que toutes les données sont perdues.

L'efficacité du spectre: un important avantage OFDM est qu'elle permet d'utiliser efficacement le spectre disponible.

Résistant à l'ISI : Un autre avantage de l'OFDM est qu'il est très résistant à l'inter-symbole et interférences. Cela résulte du faible taux de données sur chacun des sous-canaux. Résistantes aux effets à bande étroite : en utilisant l'entrelacement et codage de canal adéquat, il est possible de recouvrer des symboles perdues en raison de la sélectivité du canal et de l'interférence à bande étroite. Pas toutes les données ne sont perdues.

L'égalisation du canal plus simple: l'un des problèmes avec les systèmes CDMA était la complexité de l'égalisation du canal qui de varier être appliqués dans l'ensemble du canal. Un avantage de l'OFDM est que le recours à de multiples sous-canaux, l'égalisation du canal devient beaucoup plus simple.

Le système utilisant la technique d'OFDM n'est pas parfait, il a des inconvénients qu'il faut prendre en considération en faisant la conception et surtout au niveau de sa mise en œuvre matérielle. L'OFDM a en effet certains inconvénients mentionnés ci-dessous par rapport à la modulation d'une seule porteuse [14].

- L'OFDM est plus sensible au décalage de fréquence et au bruit de phase.
- Elle représente des variations d'amplitudes sur des intervalles dynamiques assez larges. Ceci exige des amplificateurs de puissances RF avec un taux de puissance crête relativement élevée.

I.7 Les mesures de performances dans les systèmes de communications

Les performances d'une transmission numérique dépendent 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.

I.7.1 Le rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit, plus connu sous l'acronyme SNR pour Signal to Noise Ratio, est la mesure de performance la plus répandue dans les systèmes de communication. Il permet de mesurer la contribution du bruit :

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} = \left(\frac{A_{\text{signal}}}{A_{\text{bruit}}} \right)^2 \quad (1.18)$$

SNR en décibel (dB) est donné par :

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} \right) \quad (1.19)$$

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{\text{signal}}}{A_{\text{bruit}}} \right) \quad (1.20)$$

I.7.2 L'erreur quadratique moyenne

L'erreur quadratique moyenne, plus connue 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.

I.7.3 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.

La probabilité d'erreur est notée P_e , elle est exprimée en fonction du rapport E_b/N_0 , pour une transmission binaire telle que la BPSK cette probabilité est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (1.21)$$

E_b est l'énergie du signal reçu, N_0 est la densité spectrale du bruit.

$\operatorname{erfc}(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire telle que : $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du \quad (1.22)$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-u^2) du \quad (1.23)$$

I.7.4 Le taux d'erreur par bit

Il est à noter que la probabilité d'erreur (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 tend vers l'infini.

I.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la chaîne représentative d'une transmission numérique l'intérêt de la modulation dans la transmission d'un signal sur un canal de transmission. Les différents types de modulation ont été exposés avec leurs principales caractéristiques. Le principe de base de la modulation OFDM a été expliqué, les deux grandes parties représentant les transformées de Fourier inverse et direct pour la modulation et démodulation OFDM ont été mises en évidence. La technique OFDM présente un énorme intérêt dans les canaux multi trajets.

Chapitre II : l'égalisation des canaux de transmission

II.1 Introduction

Le message transmis subit des distorsions qui se traduisent par des interprétations erronées au niveau du récepteur. Ces distorsions se produisent lors de la transmission du signal dans un environnement bruité et possédant des trajets multiples.

Ces distorsions nécessitent un traitement de signal spécifique au niveau du récepteur. Un moyen simple est d'utiliser un filtre adaptatif permettant de supprimer ces distorsions et par conséquent récupérer le message transmis. L'égalisation consiste à inverser la réponse du canal de manière à ce que le couple (canal-égaliseur) puisse être considéré comme un canal idéal.

L'application d'algorithmes adaptatifs d'optimisation est répandue parmi divers disciplines d'ingénierie et a créé une énorme quantité de littérature, à la fois théorique et appliquée. Les applications courantes incluent des sujets tels que l'identification du système, l'égalisation des canaux, le contrôle adaptatif, le filtrage adaptatif pour le traitement du signal et la reconnaissance des formes.

Ce chapitre donne une brève description du filtrage numérique et les techniques d'égalisations ainsi que les algorithmes adaptatifs correspondant.

II.2 Les filtres numériques

Un filtre numérique est un système utilisé pour modifier la distribution fréquentielle d'un signal numérique selon des spécifications données. Les filtres numériques sont, pour les signaux échantillonnés, les équivalents des filtres analogiques pour les signaux continus. En raison du développement des circuits intégrés rapides, les filtres numériques deviennent plus intéressants que les filtres analogiques en apportant de nombreux avantages : précision, fiabilité, stabilité, adaptabilité et facilité de commande [15]

Un filtre numérique est un algorithme de calcul qui fait correspondre à une suite d'échantillons $x(n)$ une autre suite d'échantillons $y(n)$. Dans le cas le plus général l'échantillon $y(n)$ s'écrit :

$$Y(n) = a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + \dots + a_p y(n-p) + b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_q x(n-q) \quad (\text{II.1})$$

En utilisant le symbole de sommation, l'équation peut être réécrite de la façon suivante :

$$Y[N] = \sum_{K=0}^N b_K \cdot x[n - K] - \sum_{K=1}^M a_K \cdot y[n - K] \quad (\text{II.2})$$

Cet algorithme conduit naturellement à la structure générale d'un filtre numérique.

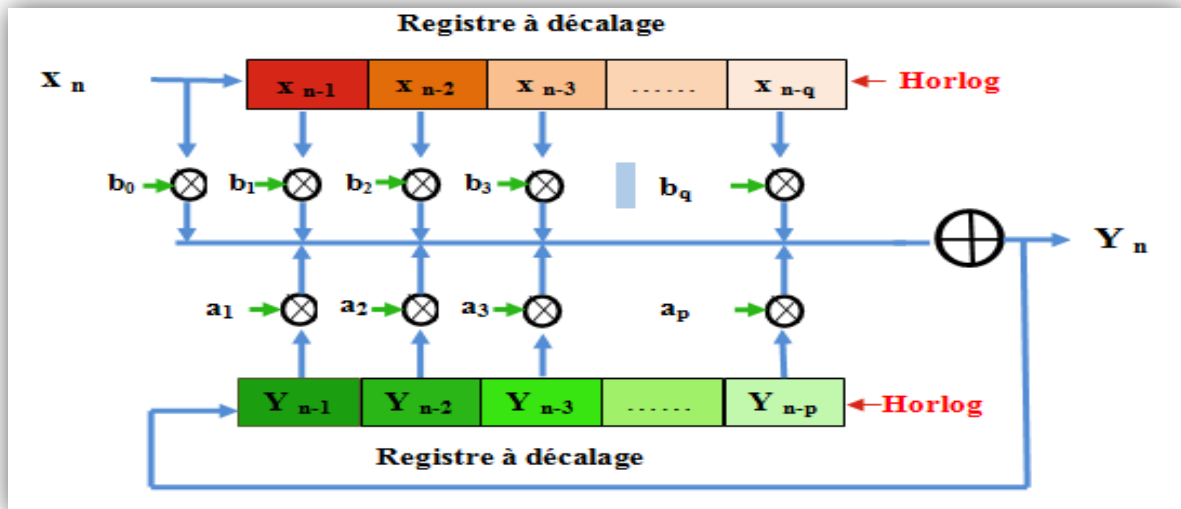


Figure II.1 : La structure générale d'un filtre numérique

II.3 Types des filtres numériques

On distingue deux grandes familles de filtres numériques :

- Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF
- Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII

II.3.1 Filtre à réponse impulsionnelle finie RIF

Parmi les filtres linéaires, les filtres à réponse impulsionnelle finie, sont opposés aux filtre à réponse impulsionnelle infinie (filtre RII). La réponse du filtre RIF ne dépend que des valeurs du signal d'entrée. Par conséquent, la réponse impulsionnelle d'un filtre RIF est toujours de durée finie [16].

De façon générale le filtre à réponse impulsionnelle finie est décrit par la combinaison linéaire suivante :

$$Y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n-1] + b_2 \cdot x[n-2] + \dots + b_N \cdot x[n-N] \quad (\text{II.3})$$

Où $x[i]$ $1 \leq i \leq n$ représente les valeurs du signal d'entrée et $y[i]$ $1 \leq i \leq n$ les valeurs du signal de sortie.

En utilisant le symbole de sommation, l'équation peut être réécrite de la façon suivante :

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x[n - k] \quad (\text{II.4})$$

Puisque la réponse est une somme d'un nombre fini de valeurs, le filtre RIF est naturellement stable d'après le critère entrée bornée/sortie bornée.

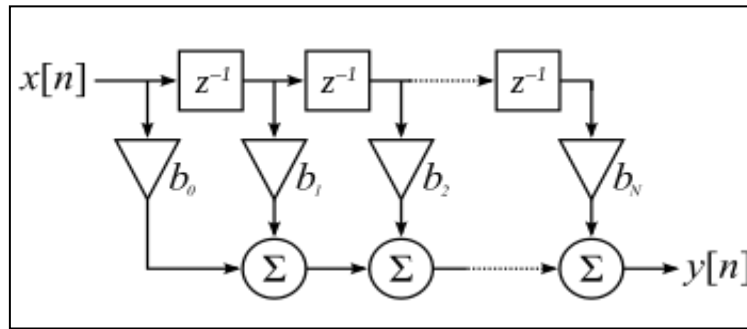


Figure II.2 : Filtre à réponse impulsionnelle finie

Les filtres numériques peuvent être réalisés à l'aide de trois éléments ou opérations de base. Soit l'élément gain, l'élément de sommation et le retard unitaire. Ces éléments sont suffisants pour réaliser tous les filtres numériques linéaires possibles. La réalisation présentée dans la figure (II.2) ci-dessus est une réalisation directe du filtre RIF.

II.3.2 Filtre à réponse impulsionnelle infinie RII

Un filtre à réponse impulsionnelle infinie ou filtre RII (en anglais infinite impulse response filter ou IIR filter) est un type de filtre caractérisé par une réponse basée sur les valeurs du signal d'entrée ainsi que les valeurs antérieures de cette même réponse. Il est nommé ainsi parce que dans la majorité des cas la réponse impulsionnelle de ce type de filtre est de durée théoriquement infinie. Il est aussi désigné par l'appellation de filtre récursif. Les filtres RII peuvent être réalisés avec des implémentations récursives qui remplacent une convolution sur une plage infinie, par un nombre fini d'états internes qui dépendent de l'entièreté de l'histoire passée du filtre. [16]

De façon générale le filtre à réponse impulsionnelle infinie est décrit par l'équation aux différences suivante où x représente les valeurs du signal d'entrée et y les valeurs du signal de sortie.

$$Y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n-1] + \dots + b_N \cdot x[n-N] - a_1 \cdot y[n-1] - \dots - a_m \cdot y[n-m] \quad (\text{II.5})$$

En utilisant le symbole de sommation, l'équation peut être réécrite de la façon suivante :

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x[n - k] - \sum_{k=1}^M a_k \cdot y[n - k] \quad (\text{II.6})$$

Les a_k et b_k sont les coefficients numériques qui définissent la nature du filtre

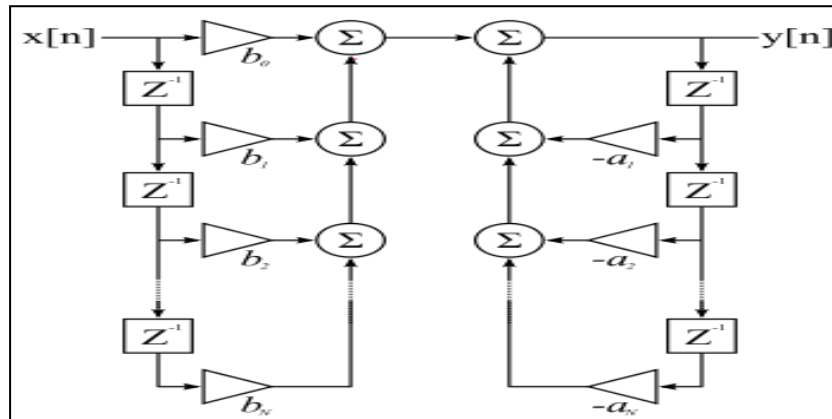


Figure II.3 : Filtre à réponse impulsionnelle infinie

Les filtres numériques peuvent être réalisés à l'aide de trois éléments ou opérations de base. Soit l'élément gain, l'élément de sommation et le retard unitaire. Ces éléments sont suffisants pour réaliser tous les filtres numériques linéaires possibles. La réalisation présentée dans la figure (II.3) est une réalisation directe du filtre RII.

II.3.3 Comparaison entre les filtres RIF et RII

- Les filtres RIF sont forcément stables, peu importe les coefficients utilisés. Les filtres RII ne sont pas forcément stables, la stabilité dépend de la position des pôles dans le plan complexe.
- La complexité d'un filtre RIF est moindre que celle d'un filtre RII du même ordre. Cette propriété peut être utile sur les plateformes limitées en puissance de calcul.
- Généralement, les filtres RIF sont moins sensibles aux erreurs de quantification que les filtres RII. L'absence de récursivité empêche les erreurs cumulatives. Alors que, les filtres RII sont sensibles aux erreurs de quantification. La récursivité peut générer des erreurs cumulatives.
- Un filtre RIF est moins sélectif qu'un filtre RII du même ordre. C'est-à-dire que la transition entre la bande passante et la bande rejetée est moins rapide que dans le cas du filtre RII.

- Contrairement à un RII, un filtre RIF peut avoir une réponse impulsionnelle symétrique et introduire un retard sur le signal mais aucun déphasage.

Critère	R.I.F	R.II.
Maîtrise de la phase	Oui	Non
Complexité	Très faible	Faible
Stabilité	Calcul possible par TFD	Problème en cas de précision de calcul insuffisante
Nombre de coefficients	Moyen	Faible
Précision nécessaire	Moyenne	Assez grande
Adapté à la multi-cadence	Oui	Non

Tableau II.1 : Comparaison entre un filtre FIR et RII

II.4 Modèles de canaux de transmission

Une transmission d'information se fait toujours à distance, un support physique assure le lien entre la source et le destinataire dans cette partie, nous allons présenter les principaux canaux de transmission couramment utilisés comme média de communications.

II.4.1 Canal a bruit additive gaussien

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 II.7. 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 II.4. 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 [17].

La densité de probabilité est donnée par :

$$f(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \tag{II.7}$$

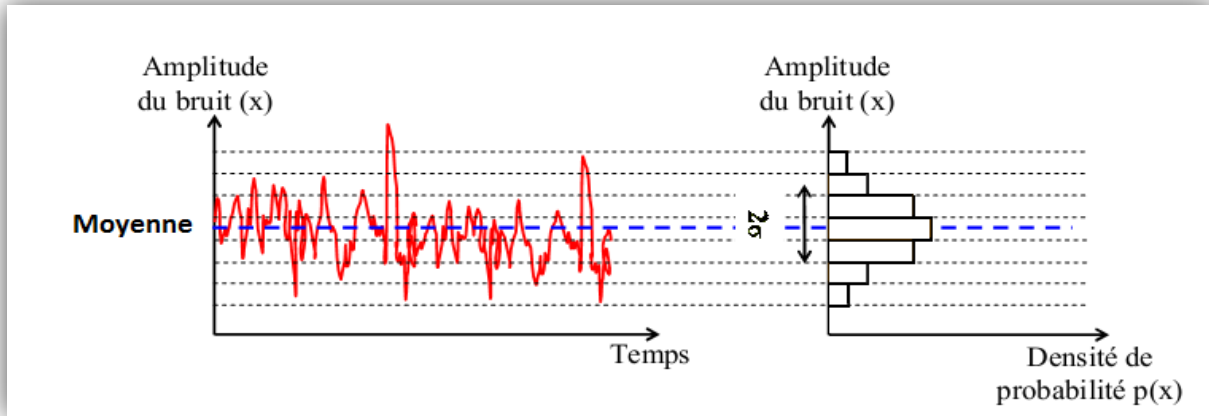


Figure II.4 : Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.

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 II.5 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.

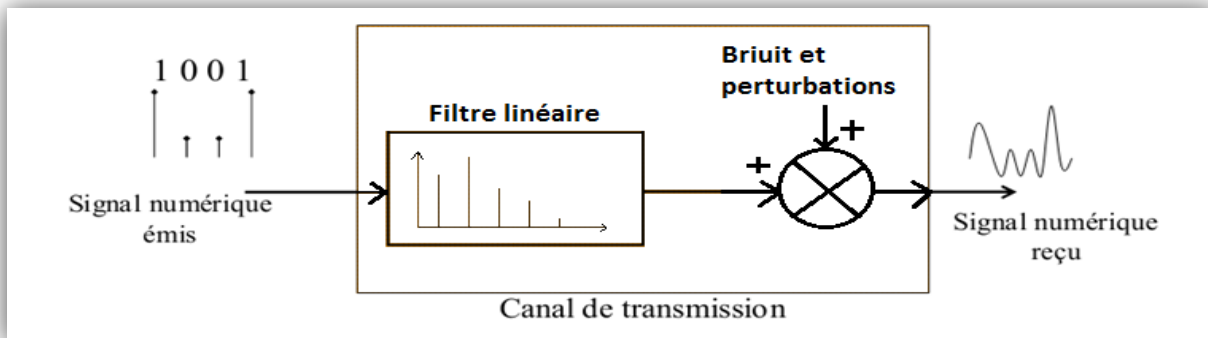


Figure II.5 : Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif

II.4.2. Canal de Rayleigh

Dans les liaisons radio-mobiles, les canaux de transmission évoluent en fonction du temps à cause des déplacements aléatoires des entités communicantes et l'existence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Il peut en résulter que le signal émis suit plusieurs trajets avant d'arriver au récepteur, conduisant à une variabilité importante du signal reçu due à l'addition de plusieurs signaux déphasés lorsque le débit de transmission est suffisamment faible, chaque symbole ne se superpose qu'avec lui-même, au moins sur une portion significative de sa durée un canal de Rayleigh permet de prendre en compte ces effets : réflexions multiples, évanouissements, fluctuations à grande et petite échelle et effet Doppler. L'amplitude et la phase du signal reçu apparaissent comme des variables aléatoires qui suivent une loi de Rayleigh exprimée par l'équation (II.8) [18]. Ce modèle est particulièrement adapté à une représentation statistique d'un canal radio- mobile :

$$p(x) = \frac{x^2}{\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II.8})$$

II.5 Les phénomènes perturbateurs dans les systèmes de communications

II.5.1 Le bruit

Dans tous systèmes de communication, il y a toujours une certaine quantité de bruit introduite. Le bruit consiste en des signaux parasites qui se superposent au signal transporté et qui donnent, en définitive, un signal déformé.

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales. Les sources de bruit situées à l'extérieur du système de traitement et les sources de bruit interne au système, créant un bruit propre indépendant des conditions extérieures.

II.5.2 Propagation multi-trajets

Les trajets multiples sont engendrés par les phénomènes physiques propres aux ondes électromagnétiques tels que la réflexion et la diffraction causées par le milieu de propagation (immeubles, collines, voitures, ...), comme le montre le scénario présenté sur la figure II.6, le nombre de trajets empruntés par un même signal peut être important, mais dans la modélisation du canal, seuls les trajets significatifs sont pris en compte ainsi, pour un canal comportant L trajets significatifs, le récepteur reçoit L répliques du signal émis provenant de diverses directions avec des retards, des atténuations et des phases propres.

Les différents retards sont calculés par rapport au premier trajet détecté par le récepteur l'échantillon du signal reçu r_k peuvent alors s'écrire comme la somme des échantillons d'un même signal émis, suivant L chemins différents, avec des échantillons de bruit blanc additif gaussien comme exprimé l'équation suivante [19]:

$$r_k = \sum_{i=0}^{L-1} (h_{k,i} x_{k-L} + w_k) \quad (\text{II.9})$$

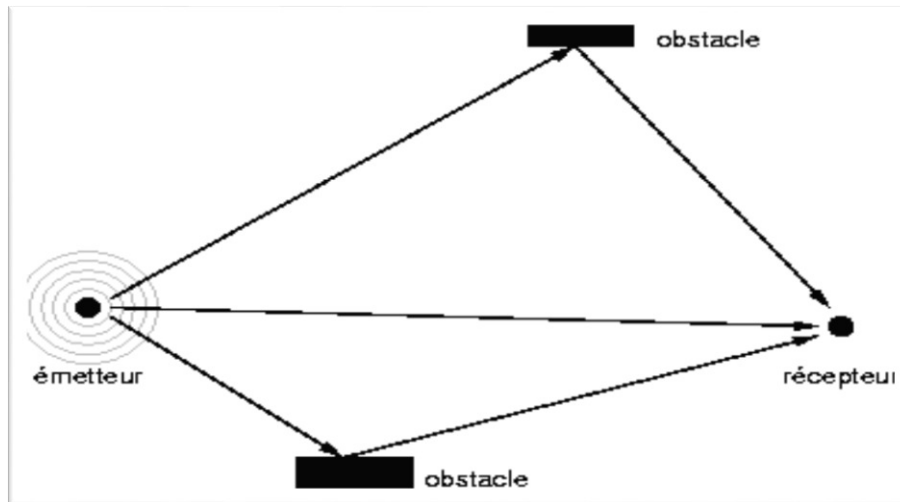


Figure II.6 : Propagation à trajets multiples.

II.5.3 Les interférence entre symboles

Dans un canal à bande passante infinie aussi appelé canal idéal (qui n'a pas de réalité physique), la bande passante est suffisamment large pour transmettre les signaux modulés sans distorsion. Tel canal n'est plus utilisable lorsque le canal est partagé entre plusieurs utilisateurs. Pratiquement, les canaux de communication ont une bande passante limitée, et, par conséquent, les impulsions transmises ont tendance à s'étaler lors de leur propagation. L'étalement des impulsions conduit aux chevauchements des impulsions adjacentes comme le montre la figure ci-dessous

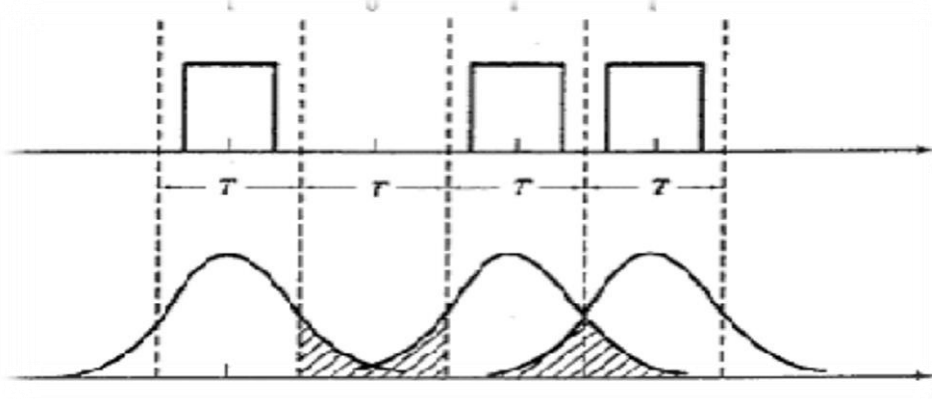


Figure II.7 : Interférence entre symboles

Ce chevauchement entre les impulsions est appelé interférence entre les symboles (IES) peut causer une mauvaise interprétation des données reçues par le récepteur. La transmission multi-trajets produit aussi les IES. La figure II.7 illustre un cas concret ; dans cette situation, l'onde émise peut emprunter deux chemins pour atteindre le récepteur : un trajet direct et un trajet réfléchi. Les temps de propagation étant différents sur ces deux trajets, le récepteur observe la superposition de deux versions décalées du signal émis. Nous pouvons donc décomposer l'échantillon y_k en une somme de trois termes :

$$y_k = a_k g_0 + \sum_{n \neq k} a_n g_{k-n} + W_k \quad (\text{II.10})$$

Le premier terme dépend du symbole a_k , le deuxième terme est appelé terme d'Interférence Entre Symboles (IES) et le troisième représente le bruit. Autrement dit y_k dépend de la donnée présente a_k et de des données voisins passées et futures.

La présence du terme d'IES, qui dépend de plusieurs symboles émis, ne permet pas d'effectuer une décision symbole par symbole qui soit en même temps une décision optimale. On peut alors considérer trois approches : la première consiste à faire en sorte que le terme d'IES soit toujours nul ; elle aboutit au critère de Nyquist. Toutefois cette approche présente des faiblesses dans la mesure où elle ne permet pas de tirer au mieux profit de la bande disponible. La deuxième et la troisième approche sont l'égalisation linéaire (égaliseur sous optimale) et l'algorithme de Viterbi (égaliseur optimale) respectivement. L'objectif de l'égalisation est d'annuler les distorsions introduites par le canal de transmission et restituer le message émis à partir des observations reçues [20].

II.6 Estimation du canal

Dans le cas des systèmes OFDM, une estimation dynamique du canal est très nécessaire avant la démodulation puisque le canal radio est sélectif en fréquence et variable dans le temps pour les systèmes de communication mobile à large bande [21]. Dans les littératures, on trouve qu'une manière plus simple d'estimer le canal est l'utilisation du filtre de Wiener (WF). Les filtres de Wiener sont fondamentalement une classe de filtres linéaires optimaux qui impliquent une estimation linéaire d'une séquence de signal désirée d'une autre séquence connexe. Les coefficients d'un filtre de Wiener sont calculés pour minimiser la distance au carré moyenne entre la sortie du filtre et un signal désiré. L'équation de Wiener-Hopf qui constitue la base du filtre de Wiener est donnée comme :

$$\underline{Rw_o} = p \quad (II.11)$$

$$\text{Ou : } w_o = [\omega_{o,0}, \omega_{o,1}, \dots, \omega_{o,M-1}]$$

$$\text{La solution est défini par : } w_o = R^{-1}p \quad (II.12)$$

L'utilisation de cette estimation de canal est faite comme suit :

$$W^0 = Rx^{-1}Pdx \quad (II.13)$$

Où Rx est la matrice d'autocorrélation de la séquence d'entrée, et Pdx est la matrice de corrélation croisée entre l'entrée du filtre et la réponse désirée, W0 indique les coefficients du filtre de Wiener.

L'estimation de canal peut également être effectuée en utilisant l'approche de domaine fréquentiel (FD). Il diminue principalement la complexité de calcul que l'on trouve dans le domaine temporel. La relation entrée-sortie dans le domaine fréquentiel est donnée par l'équation (I).

$$Y = \text{diag}(X)H + n = \text{diag}(X)Q_{p+1} + n \quad (II.14)$$

Où Y, X et H sont des FFT de longueur N de y (sortie), x (entrée) et h (canal) respectivement et n est un bruit gaussien blanc additif. Qp+1 est la matrice qui contient les premières colonnes P + 1 de Q (Q est la matrice × DFT).

II.7 Egalisation du canal

L'égalisation de canal est le processus de réduction des distorsions d'amplitude, de fréquence et de phase dans un canal dans le but d'améliorer les performances de transmission. L'opération de base de l'égalisation des canaux consiste à inverser l'effet du canal. L'égalisation des canaux est toujours effectuée après l'estimation du canal. L'égalisation adaptative est une technique qui s'adapte automatiquement aux propriétés variables du temps du canal de communication. L'algorithme LMS est l'un des algorithmes très populaire utilisé pour l'égalisation adaptative des canaux. Le critère utilisé dans cet algorithme est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre la sortie d'égaliseur souhaitée et la sortie d'égaliseur réelle [21]

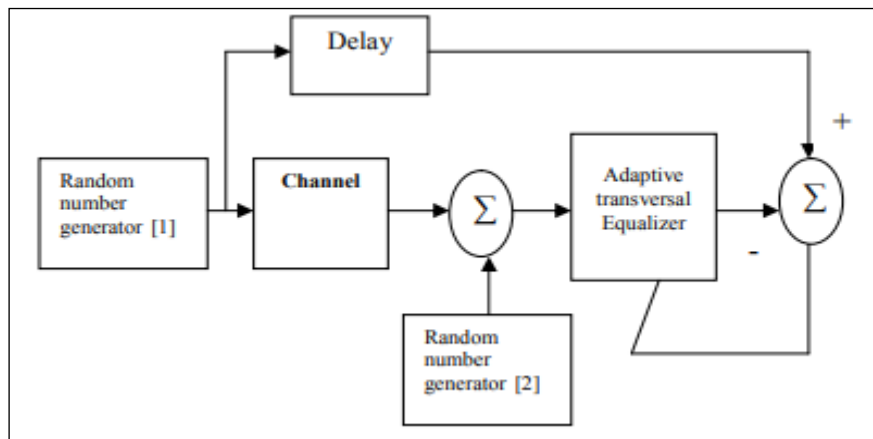


Figure II.8 : Technique d'égalisation.

L'égalisation des canaux peut également être effectuée dans le domaine fréquentiel. Dans le cas de l'OFDM, étant donné que chaque sous-canal a un gain différent, un ajustement de gain à un instant peut être appliqué pour compenser la mise à l'échelle du sous-canal. L'égalisation est utilisée pour faciliter l'utilisation du même dispositif de décision modulaire sur tous les sous-canaux. L'égalisation à un tap est si simple qu'elle peut être décrite en une seule équation. L'équation (II.15) montre comment l'égalisation du canal est effectuée :

$$Y = \text{inv}(\text{diag}(hf))X \quad hf = \text{fft canal} \quad (\text{II.15})$$

Où Y, hf et X sont des FFT du signal de sortie, du canal et du signal d'entrée vers le canal. De l'équation, il peut être déduit que le canal doit être connu. Ainsi, pour une égalisation en une seule tap, l'estimation correcte du canal est essentielle. Mais dans le cas de l'algorithme LMS,

seulement avec l'aide du signal désiré et de la sortie du canal, les prises de l'égaliseur sont trouvées par une méthode itérative et cela est utilisé pour trouver le signal égalisé.

II.8 Types d'égaliseurs

Il existe deux types d'égaliseurs à savoir les égaliseurs linéaires qui sont sous-optimaux mais simples et les égaliseurs non linéaires utilisés pour les canaux graves et bruyants. Les techniques d'égalisation ainsi que les algorithmes d'adaptation sont donnés à la figure suivante. [22]

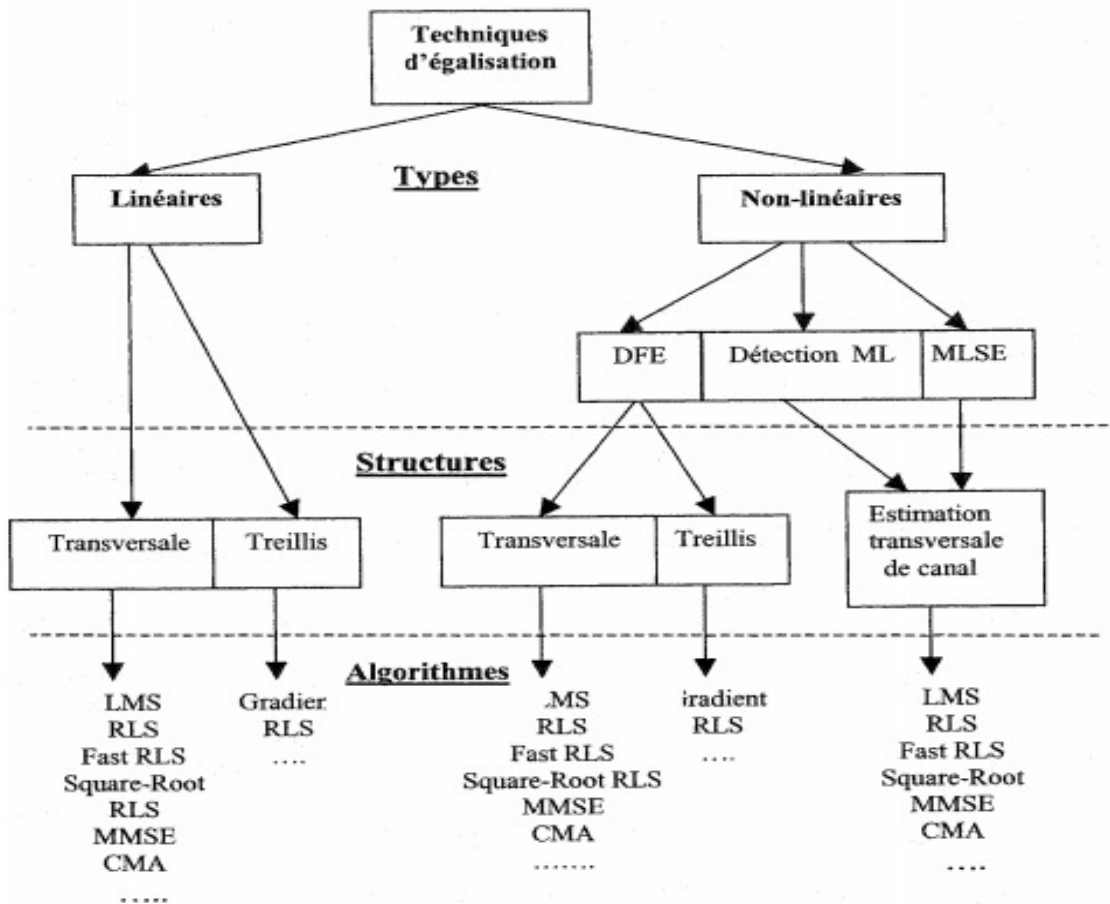


Figure II.9: Techniques d'égalisations et algorithmes correspondants

II.8.1 Les égaliseurs linéaires

Le type d'égaliseur de canal le plus simple et le plus commun utilisé en pratique pour réduire l'ISI est un égaliseur linéaire. L'égaliseur linéaire peut être mis en œuvre comme un filtre FIR également connu sous le nom filtre transversal [23]. Dans cet égaliseur, les valeurs du signal reçu sont pondérées linéairement par le coefficient de filtre réglable et additionné pour produire la sortie comme indiqué sur la figure II.10.

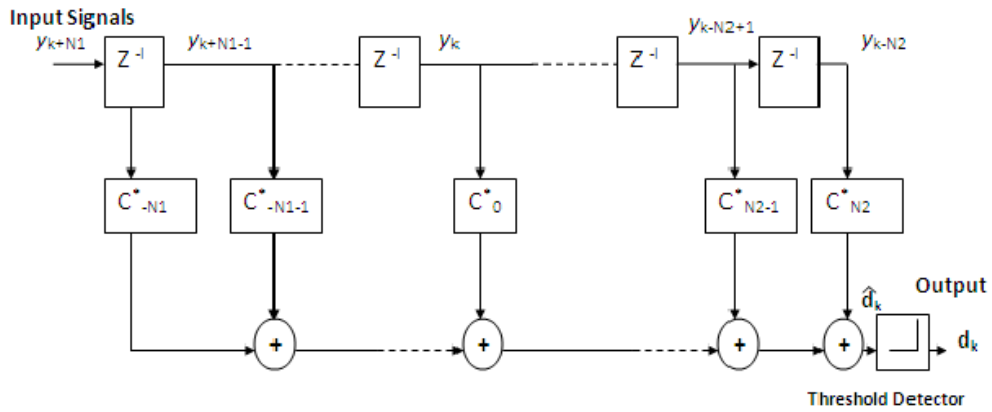


Figure II.10: structure d'un égaliseur linéaire

II.8.2 Égaliseurs non linéaires

Les égaliseurs non linéaires sont utilisés dans les applications où la distorsion de canal est sévère pour un égaliseur linéaire pour atténuer l'effet des dégradations de canal. La raison du choix égaliseurs non linéaires sur égaliseur linéaire est que ce dernier les performances dans le canal qui affichent des valeurs nulles n'est pas efficace. Amélioration du bruit dans ces régions et longue impulsion la réponse est un problème [24]. La raison fondamentale de ce problème est que dans le filtrage linéaire et le bruit sont traités ensemble, provoquant un problème d'amélioration du bruit.

En fonction de l'importance, le bruit-linéaire sont classés comme:

- L'égaliseur de retour de décision DFE- Decision feedback equalizer, figure II.11
- L'égaliseur MLSE-Maximum likelihood sequence estimation, figure II.12

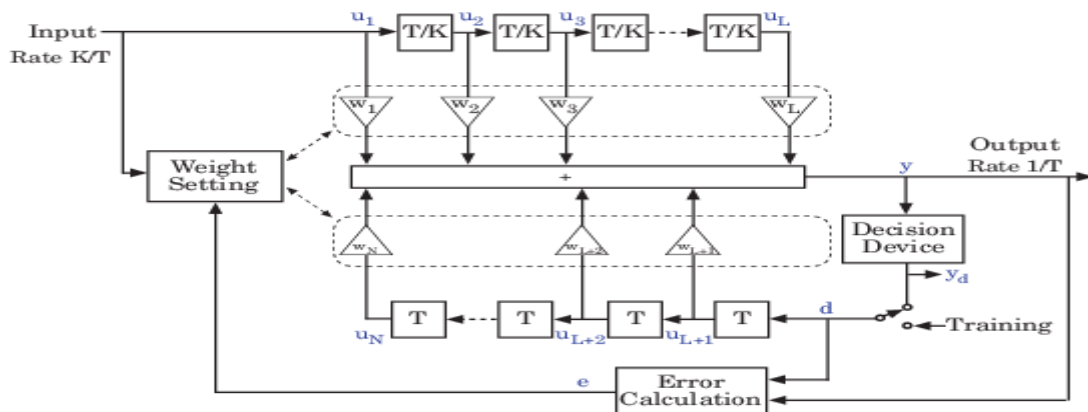


Figure II.11 : Schéma de principe de l'égaliseur DFE.

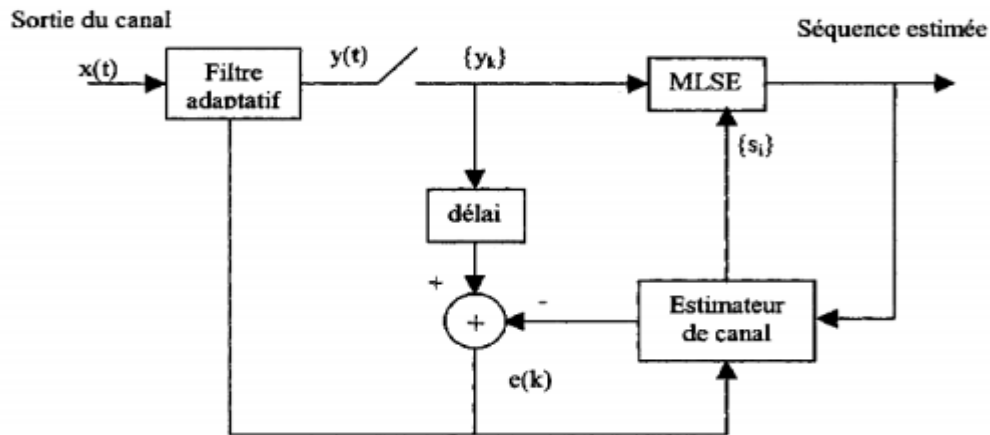


Figure II.12 : Schéma de principe de l'égaliseur MLSE

II.9 Egalisation temporelle et fréquentielle

Les types des égaliseurs énumérés ci-dessus peuvent opérer dans les deux domaines temporelle ou fréquentiel.

II.9.1 Egalisation temporelle

L'égalisation dans le domaine temporel est une technique utilisée sur des systèmes de transmission mono-porteuse qui sont des systèmes qui transmettent les données de façon séquentielle sur une seule bande de fréquence ou canal physique, autour d'une seule porteuse. Cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais nécessite l'utilisation de techniques élaborées d'estimation et d'égalisation de canal au niveau récepteur, lorsque nous sommes en présence de canaux multi-trajets très sélectifs. Les multiples trajets introduisent les IES qui affecte la qualité de la transmission lorsqu'ils ne sont pas compensés en réception [25]. Des techniques d'estimation et d'égalisation de s'imposent au niveau récepteur. Cette technique n'est pas adaptée aux nouveaux systèmes de communication qui requièrent une largeur de bande passante plus importante pour véhiculer plus de débit.

II.9.2 Egalisation fréquentielle

L'égalisation dans le domaine fréquentiel est une alternative à l'égalisation temporelle. Bien que les performances en termes de taux d'erreurs binaires soient pratiquement les mêmes. Le produit de convolution entre le signal reçu et la réponse impulsionnelle de l'égaliseur dans le domaine temporel devient donc une multiplication terme à terme dans le domaine fréquentiel. Les performances de l'égalisation temporelle et de l'égalisation fréquentielle sont

équivalentes. Cependant, l'égalisation fréquentielle réduit la complexité calculatoire par rapport à l'égalisation temporelle, et ce d'autant que la réponse impulsionnelle du canal augmente. La réalisation d'une égalisation fréquentielle est basée sur la transformée de Fourier [26].

II.10 Les algorithmes d'égalisation

II.10.1 L' algorithme LMS

L'algorithme LMS change (adapte) les poids du filtre de sorte que $e(n)$ est minimisé au sens du carré moyen. Lorsque les processus $x(n)$ & $d(n)$ sont conjointement stationnaires, cet algorithme converge vers un ensemble de poids de prise qui, en moyenne, sont égaux à la solution de Wiener-Hopf [27].

L'algorithme LMS est un schéma pratique pour réaliser Les filtres de Wiener, sans résoudre explicitement le Wiener-Hopf équation. Ceci est montré dans la figure3.

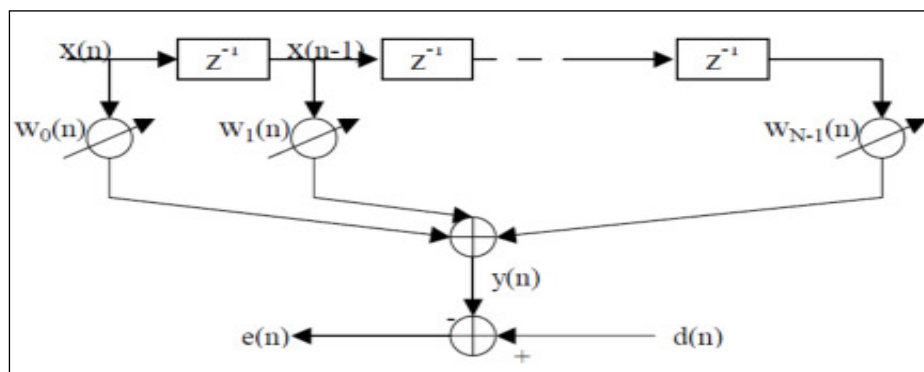


Figure II.12: filtres de Wiener

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \quad (\text{II.16})$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (\text{II.17})$$

La fonction de coût $J(t)$ choisie pour la descente la plus raide l'algorithme de l'équation (II.29) détermine la solution du coefficient obtenu en utilisant un filtre adaptatif.

$$J_{MSE} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^2(t) p_t(e(t)) de(t) \quad (\text{II.18})$$

Si la fonction de coût MSE dans (2.29) est choisie, le résultat l'algorithme dépend des statistiques de $s(t)$ et $d(t)$ en raison de l'opération d'attente qui définit ce coût fonction. Une telle fonction de coût est le coût des moindres carrés fonction donnée par :

$$J_{LS}(t) = \sum_{i=0}^t a(i)(d(i) - W^T(t)S(i))^2 \tag{II.19}$$

L'équation de mise à jour de poids pour LMS peut être représentée comme :

$$W(t+1) = W(t) + \mu e(t)S(t) \tag{II.20}$$

Où μ est le facteur d'apprentissage, l'équation (2.31) ne nécessite que multiplications et ajouts à mettre en œuvre. En fait, le nombre et type d'opérations nécessaires pour le LMS l'algorithme est presque le même que celui du filtre FIR structure avec des valeurs de coefficients fixes et donc LMS a devenir très populaire

En effet, la nature itérative du coefficient LMS mises à jour est une forme de moyennage du temps qui lisse les erreurs dans les calculs de gradient instantanés pour obtenir un estimation plus raisonnable du vrai gradient.

II.10.2 Algorithme NLMS

Habituellement, l'algorithme adaptatif consiste en un transfert filtre pour traiter l'entrée unique et un algorithme unité pour mettre à jour les coefficients du filtre de transfert. $x(n)$ le signal d'entrée $w(n) = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_l]$ est le vecteur de le coefficient de filtre de transfert; $d(n)$ est la fonction désirée du filtre de transfert; $y(n)$ est la sortie de la fonction de transfert $e(n)$ est la valeur de l'erreur, et il peut être écrit comme:

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{II.21}$$

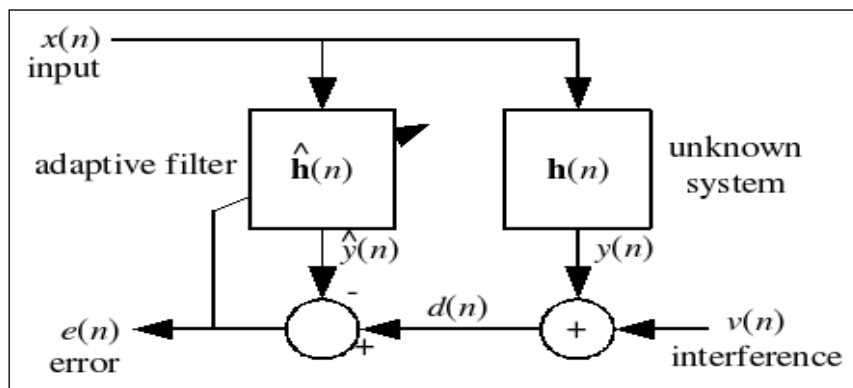


Figure II.13: principe algorithme NLMS

L'unité d'algorithme adaptatif représente un algorithme mettre à jour les coefficients du filtre de transfert. Pour LMS algorithme, la méthode pour mettre à jour les coefficients du le filtre de transfert est donné comme suit:

$$W(n) = W(n+1) + \mu^* x(n)^* e(t) \tag{II.22}$$

μ , est l'étape de l'algorithme LMS.[28]

L'inconvénient principal de l'algorithme LMS "pur" est qu'il est sensible à la mise à l'échelle de son entrée $x(n)$. Cela rend très difficile (voire impossible) de choisir un apprentissage taux μ qui garantit la stabilité de l'algorithme. Le filtre des moindres carrés normalisés (NLMS) est une variante de l'algorithme LMS qui résout ce problème en normalisant avec la puissance de l'entrée. Le NLMS L'algorithme peut être résumé comme suit:

Paramètres: p = ordre de filtre μ = taille de pas Initialisation

$$\hat{h}(0) = 0$$

Calcul: Pour $n = 0, 1, 2, \dots$

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p+1)]^T \quad (\text{II.23})$$

$$e(n) = d(n) - \hat{h}^H(n)X(n) \quad (\text{II.24})$$

$$\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + \frac{\mu e^*(n)X(n)}{X^H(n)X(n)} \quad (\text{II.25})$$

II.10.3 Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS)

Le filtre adaptatif des moindres carrés récursifs (RLS) est un algorithme qui trouve récursivement les coefficients de filtre qui minimisent une fonction de coût des moindres carrés linéaires pondérés se rapportant aux signaux d'entrée. Les algorithmes RLS sont connus pour leurs excellentes performances. Lorsque l'on travaille dans des environnements variables dans le temps, mais au prix d'une complexité de calcul accrue et de problèmes de stabilité.[29] Dans cet algorithme, le vecteur de poids du filtre est mis à jour en utilisant l'équation suivante.

$$w(n) = w^{-T}(n-1) + k(n)e_{n-1}(n) \quad (\text{II.26})$$

$$k(n) = u(n) / (\lambda + X^T(n)u(n)) \quad (\text{II.27})$$

$$u(n) = \bar{w}_\lambda^{-1}(n-1)X(n) \quad (\text{II.28})$$

Les l'équation (II.38) et (II.39) sont un vecteur de gain intermédiaire utilisé pour calculer les poids des égaliseurs.

La sortie du filtre ainsi que le terme d'erreur sont calculés comme suit:

$$\bar{y}_{n-1}(n) = w^{-T}(n-1)X(n) \quad (\text{II.29})$$

$$\bar{e}_{n-1}(n) = d(n) - \bar{y}_{n-1}(n) \quad (\text{II.30})$$

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le filtrage numérique, les différents modèles de canaux de transmission et ses caractéristiques, puis on a étudié les phénomènes perturbateurs comme le multi trajets qui agit sur la qualité de transmission numérique. Le rôle des égaliseurs et d'annuler l'effet de ces phénomènes au niveau de réception. Pour récupérer notre information. Les égaliseurs sont divisés en deux groupes: Linéaires et non-Linéaires, selon les spécifications du canal parcouru par le message transmis, nous avons mis en évidence les algorithmes adaptatives d'égalisations les plus communs.

*Chapitre III : Simulation du
système OFDM et étude des
performances*

III.1 Introduction

En transmission numérique le canal a une dispersion d'amplitude et de phase qui entraîne l'interférence des signaux transmis entre eux [30]. Pour palier à ce problème, les égaliseurs sont conçus. L'égaliseur est destiné travailler de manière à ce que le taux d'erreur binaire (BER) soit faible [31].

Dans ce chapitre, nous présentons une chaîne de transmission OFDM mise en œuvre à l'aide de l'outil Simulink disponible dans le logiciel Matlab. L'objectif est de démontrer les étapes suivies dans la conception d'un simulateur OFDM. Nous présenterons l'égalisation temporelle mono porteuse et l'égalisation fréquentielle sur un système OFDM.

Ensuite nous discutons les simulations et analysons les résultats en comparant les performances des égaliseurs dans le domaine temporel et fréquentiel chaque pour les différentes modulations. Les comparaisons vont s'effectuer en termes des constellations, du taux d'erreur binaire et de l'erreur quadratique moyenne MSE.

III.2 Présentation de Simulink [32]

Simulink est un logiciel servant à la modélisation, simulation et analyse des systèmes dynamiques. Il comporte plusieurs bibliothèques appelées Blocksets. Dans la simulation, on a utilisé essentiellement deux Blocksets de l'environnement Simulink à savoir :

- ❖ **Communications blockset** : représente une extension du Simulink fournissant une librairie pour la conception et la simulation des éléments de la couche physique d'un système de communication. L'intégration avec Matlab et Communications Toolbox est possible pour des analyses après simulation.
- ❖ **Signal processing blockset** : est un outil pour la simulation des algorithmes de traitement des signaux numériques. Il contient des blocs qui peuvent être connectés afin de créer des modèles sophistiqués capables d'opérer pour le traitement des algorithmes de réception et de communications numériques.

III.3 Réalisation de la chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK

III.3.1 Introduction

Dans cette partie on va simuler une chaîne de transmission basée sur la technique OFDM. La chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK est formée de deux parties ; à savoir une partie en émission (modulation OFDM) et la deuxième en réception (démodulation OFDM), comme illustre la Figure (III.1) :

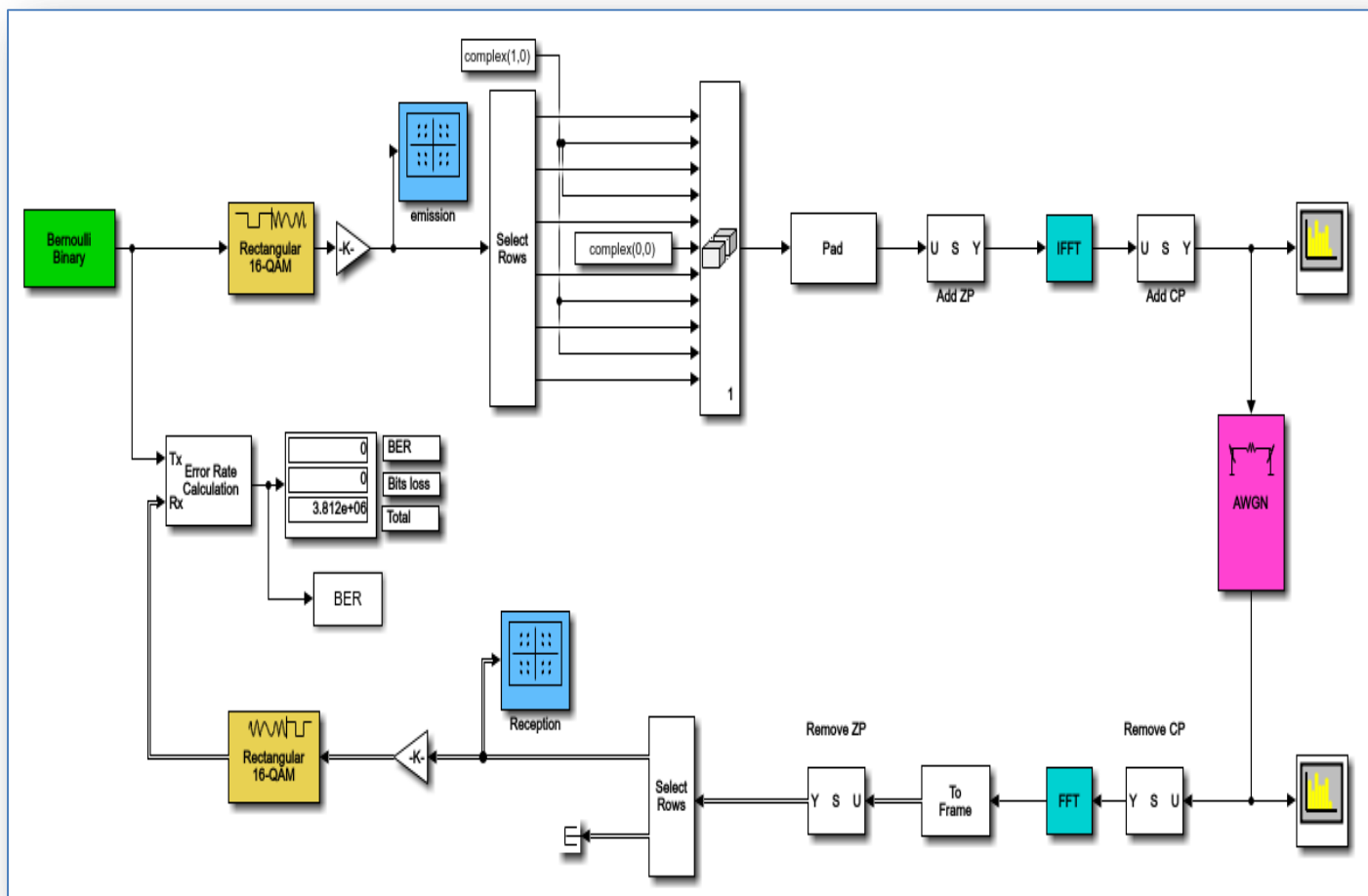


Figure III.1 : Chaîne de transmission OFDM sous SIMULINK.

III.3.2 Description des différents blocs

Dans la suite on va présenter une description de chaque partie et le rôle de chaque bloc, à commencer par les blocs en émission.

III.3.2.1 Blocs en émission

❖ Source de données

Le bloc de Bernoulli binaire générateur génère des nombres binaires aléatoires grâce à une loi de Bernoulli.

La distribution de Bernoulli avec 'p' paramètre produit l'entier zéro avec probabilité p et l'entier '1' avec probabilité 1-p. La distribution de Bernoulli a une valeur moyenne de (1-p) et une variance de p(1-p).



Figure III.2 : Générateur des entiers aléatoires

❖ La Modulation

Le type de modulation est la modulation en quadrature QAM-16. Les deux paramètres sont le facteur de normalisation et l'ordre de la modulation.

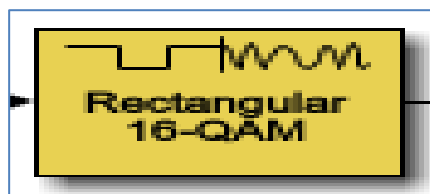


Figure III.3 : Modulateur M-QAM

❖ Insertion des pilotes et DC nulles

Ici, nous avons 48 sous-porteuses de données, 4 sous-porteuses pilotes et une sous-porteuse DC insérée parmi les sous-porteuses de données. Si la longueur FFT est 64, le nombre de bandes de garde sera $64 - 48 - 4 - 1 = 11$, On va intégrer une DC Sub-Carrier au milieu de la trame et un Pilote Sub-Carriers.

- **Multiplex-Selector** : Pour découper les symboles en 6 groupes de vecteurs, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.
- On va intégrer nos Pilot Sub-Carriers et au milieu la porteuse centrale. Entre chaque sous ensemble.
- Le tout est assemblé par le bloc Matrix Concaténation.

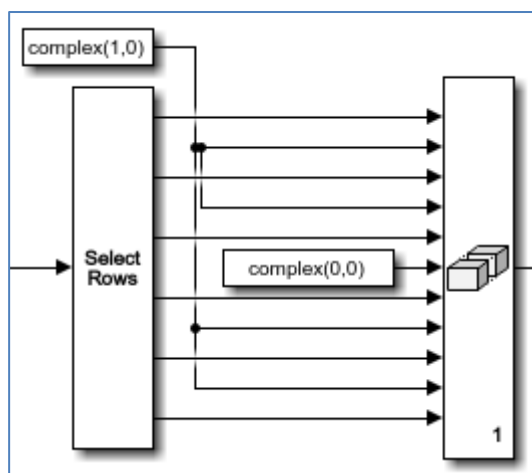


Figure III.4 : Insertion des pilotes et DC nulles

❖ Intervalles de garde.

Les intervalles de garde sont utilisés pour éliminer les interférences entre canaux. Le bloc de Zéro-Pad ajoutera tous les zéros à la fin de chaque vecteur c'est-à-dire chaque symbole OFDM.

❖ Bloc de modulation IFFT

La modulation OFDM est réalisée par le bloc IFFT (transformée de Fourier inverse) étudié dans le chapitre I. Il figure dans la librairie du Simulink à partir de la bibliothèque (Signal Processing Blockset) pour un vecteur d'entrée de longueur puissance de 2. Il suffit de choisir la taille de la FFT de même ordre que les données utilisées en entrée.

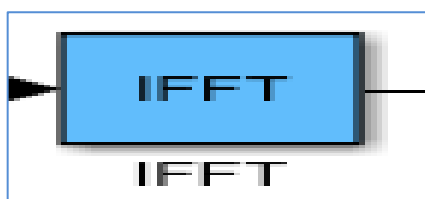


Figure III.5 : Transformée de Fourier inverse

❖ Ajout du préfixe cyclique a l'émission

Préfixe cyclique Dans OFDM, le préfixe cyclique est utilisé pour éliminer les interférences entre symboles. Assuré par le bloc selector.

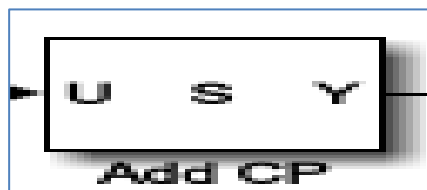


Figure III.6 : L'ajout du préfixe cyclique

❖ Canal de transmission

Le bruit blanc gaussien est modélisé à l'aide du bloc AWGN, qu'on a utilisé pour vérifier si tous les blocs numériques ont été correctement implémentés et pour établir les performances idéales du système. Le canal AWGN nous permet de Préciser le paramètre rapport signal sur bruit (SNR), et le niveau de la puissance d'entrée.

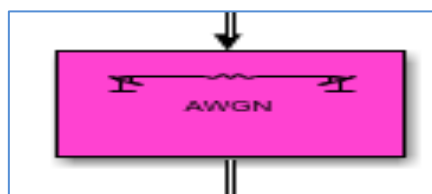


Figure III.7 : canal a bruit blanc gaussien AWGN

III.3.2.2 blocs en Réception

❖ Suppression du préfixe cyclique

La suppression du préfixe cyclique (suppression des ajouts faits en émission) est assurée par le bloc illustré par ci-dessous.

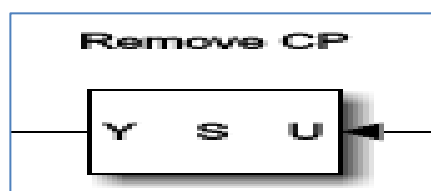


Figure III.8 : Suppression du préfixe cyclique

❖ Bloc FFT

La démodulation est assurée par le bloc FFT étudié dans le chapitre I et qui traite les données à la réception. Pour un vecteur d'entrée de taille multiple d'une puissance de 2. La fiabilité

de transmission dépend de la longueur du FFT qui doit être identique à celui du bloc IFFT d'émission.

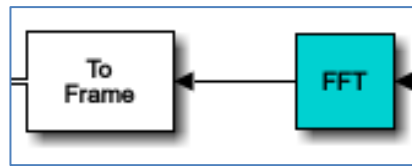


Figure III.9: Transformé de Fourier rapide

❖ Suppression des pilotes et DC nulle

La suppression à la réception des pilotes est réalisée par les blocs suivants. A l'aide du bloc multiport selector on va diviser le signal reçu en 2 parties. Les données vers la démodulation et les pilotes ajoutés en émission seront supprimés ce qui nous permet à récupérer les données émises par la source.

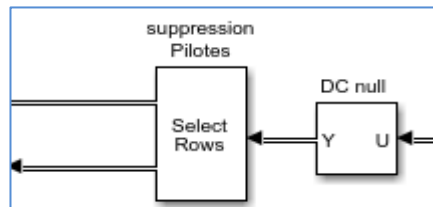


Figure III.10 : Suppression des pilotes et DC nulles

❖ Démodulation

La démodulation OFDM est simulée à l'aide du module illustré par le bloc ci-dessous. Ce module utilise deux paramètres dépendants du niveau de la modulation utilisée : QAM-16. Les deux paramètres sont le facteur de normalisation et l'ordre de la modulation.

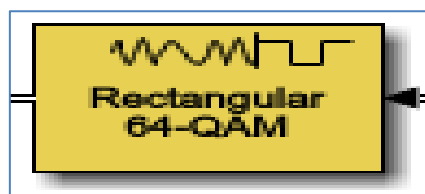


Figure III.11 : Démodulation 16-QAM

III.3.2 Contexte de simulations

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 (Tx) et les bits reçus (Rx) après démodulation. Le bloc (constellation diagram) permet de tracer les constellations des symboles.

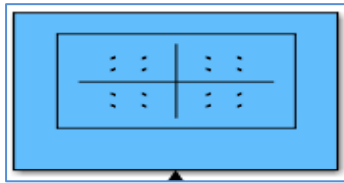


Figure III.12: Diagramme de constellation



Figure III.13 : Calcul du taux d'erreur

Nous présentons ci-dessous, les paramètres utilisés en simulation.

- Modulation 16-QAM
- Codage de gray
- Probabilité de zéros : 0.5
- Débit binaire : 192 kbps
- 192 échantillons/trame
- Bande passante : 20 MHz
- Longueur FFT: 64 (48 data, 4pilot, 11 de garde)
- Longueur préfixe cyclique : 16
- Canal : AWGN

III.4 Etude des performances

III.4.1 Effets du bruit sur les symboles transmis

Dans cette phase de simulation, nous montrerons en évidence l'influence du bruit blanc gaussien sur la constellation des symboles transmis et ceci en faisant varier le rapport signal sur bruit SNR.

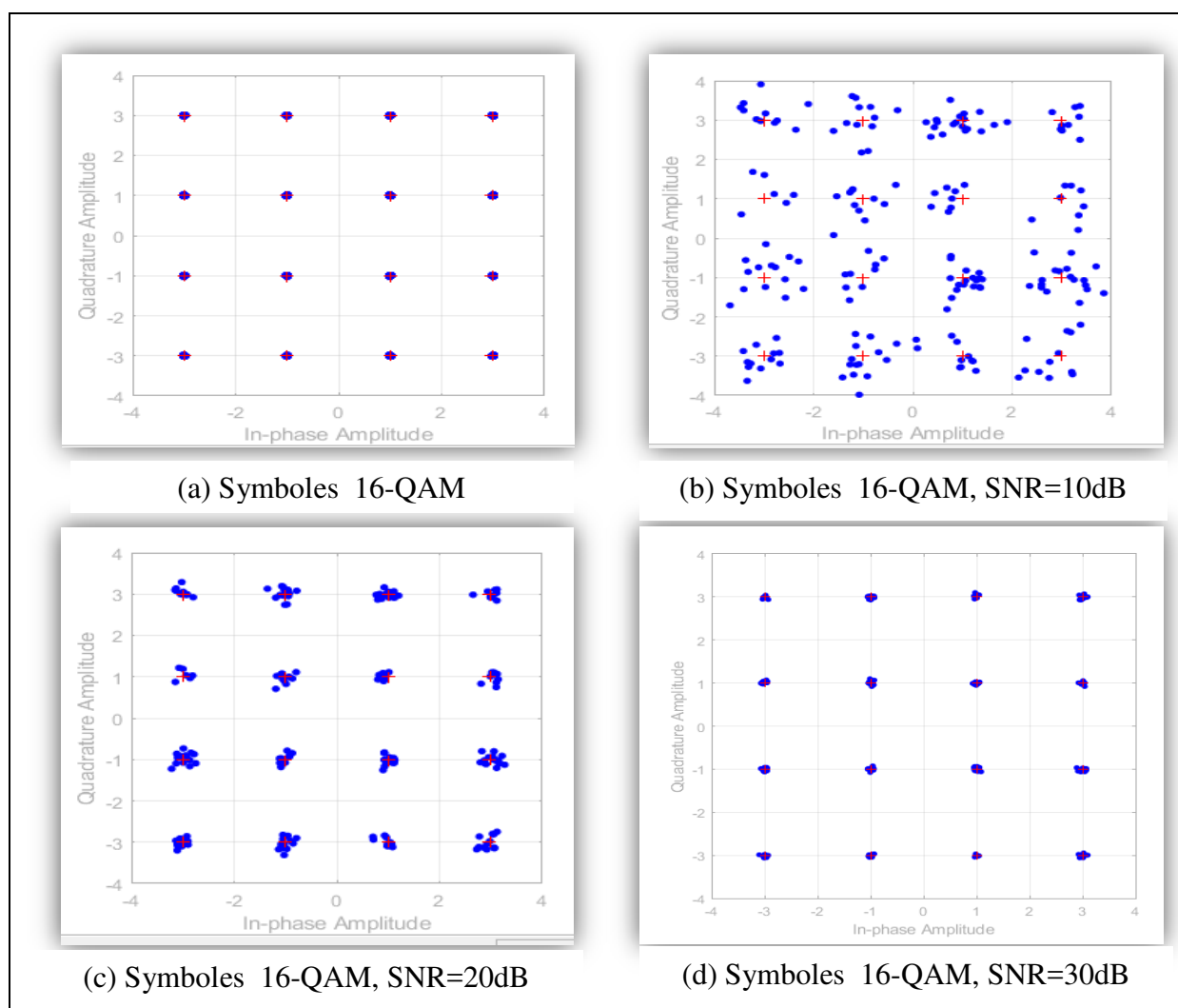


Figure III.14: Effets du bruit sur les symboles transmis 16-QAM: (a)symboles transmis (b) SNR=10dB, (c) SNR=20dB, (d) SNR=30dB

On note une forte dispersion des symboles, le nuage du bruit augmente plus pour la faible valeur du SNR, la distinction entre les différents symboles devient difficile.

III.4.2 Représentation spectrale du signal OFDM

La figure III.15 montre le spectre du signal OFDM avant (en jaune) et après le canal AWGN. 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. Les deux spectres sont presque identiques, le spectre du signal OFDM n'est pas dégradé par le bruit introduit par le canal, pour une valeur SNR de 20dB.

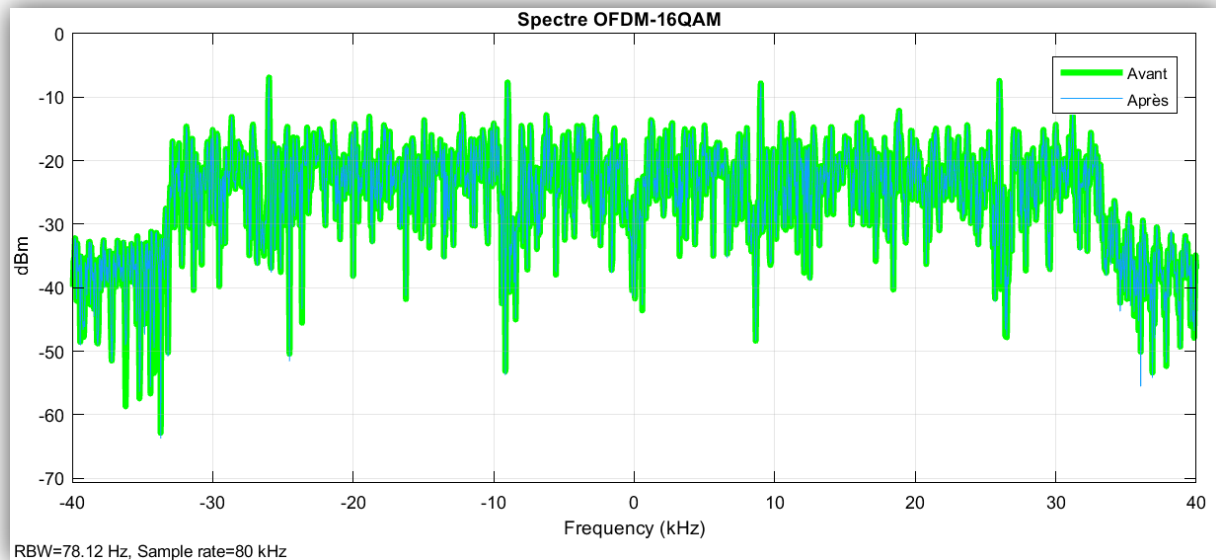


Figure III.15 : Spectre du signal OFDM avant et après le canal AWGN

III.4.3 Taux d'erreur pour une modulation 16-QAM

L'évolution du taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N_0 pour la modulation 16-QAM, est illustrée dans la figure III.16:

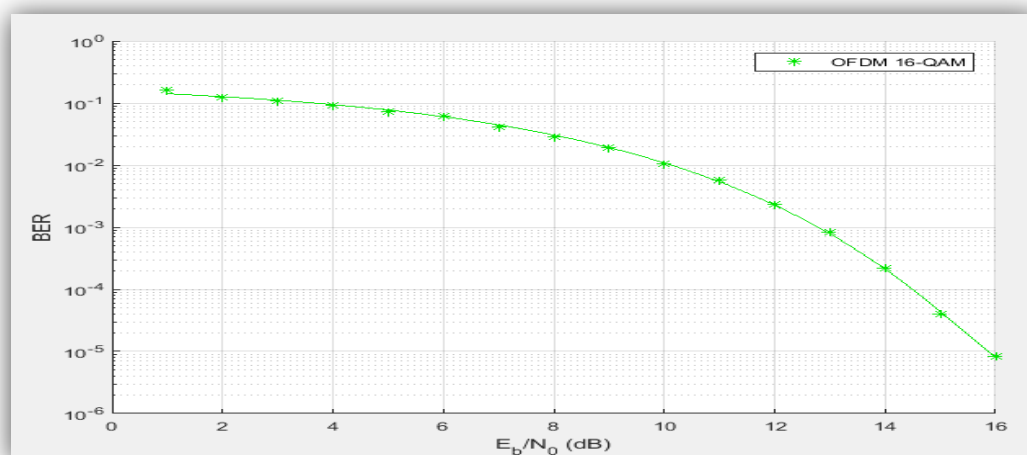


Figure III.16 : BER en fonction d' E_b/N_0 pour 16-QAM

Nous constatons que le rapport signal sur bruit SNR a une grande influence sur le taux d'erreur BER, avec l'augmentation de E_b/N_0 , le BER diminue. L'ordre de modulation aussi a une influence sur le BER lorsque la valeur de M (nombre des états) est petite le BER est aussi le petit possible ce qui implique forcément une meilleure transmission. Le canal utilisé dans la simulation est le canal AWGN.

III.5 Egalisation non-porteuse

III.5.1 Implémentation sous Simulink

Dans cette partie on va tester la performance de deux égaliseurs (NLMS, RLS) avec les modulations mono-porteuses. Le modèle est construit en utilisant un générateur de signal aléatoire, les données sont modulées en utilisant la modulation (16-QAM, 8-PSK,) qu'on a étudié dans le chapitre I, puis le signal est transmis à travers un canal matérialisé par un filtre numérique (FIR Digital filter) qui va introduire des distorsions. La réponse en fréquence de ce canal est donné à la figure III.19. Ce Bloc en cascade avec un canal générant un bruit blanc gaussien (AWGN) constituent le canal de transmission global. Après le canal bruité on applique chaque fois un type d'égaliseur et on observe la constellation reçue et le taux binaire BER, Le modèle SIMULINK est illustré dans la figure (III.17).

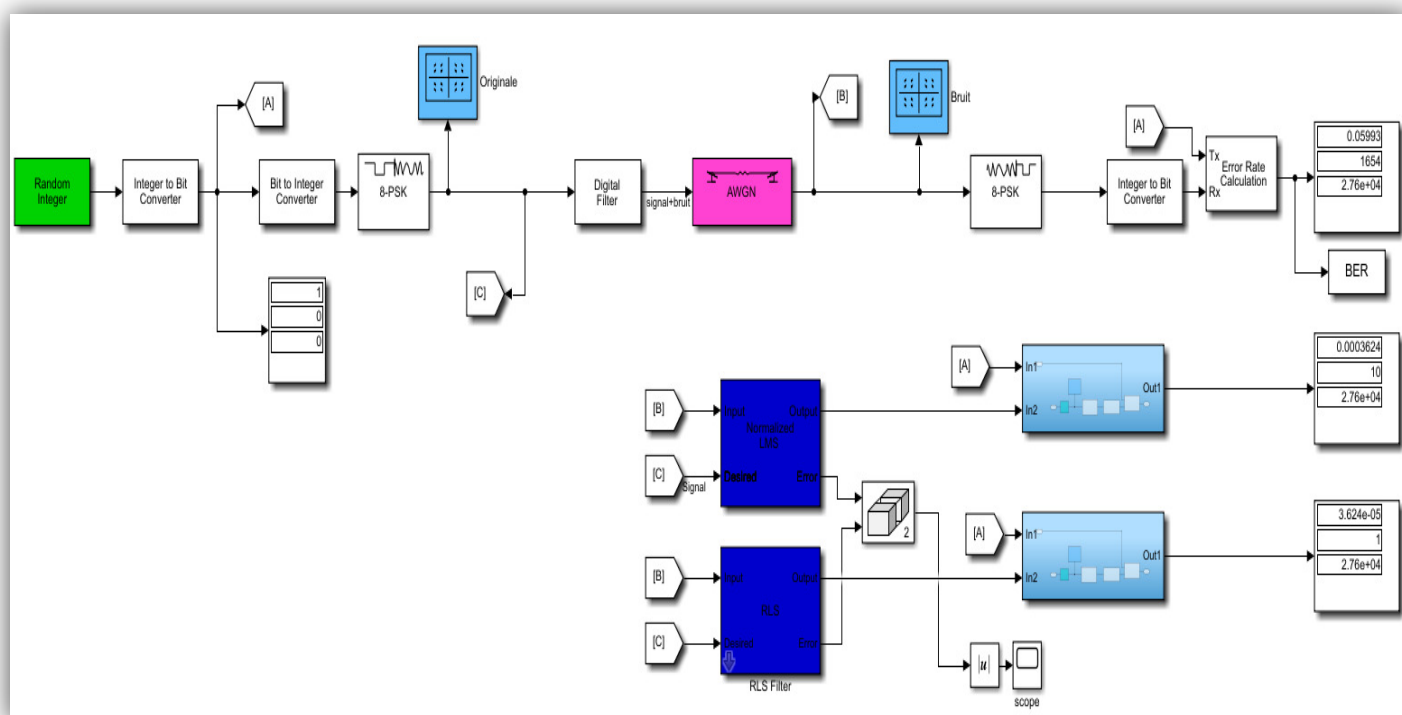


Figure III.17: Implémentation sous Simulink, égaliseurs NLMS et RLS

III.5.2 Description du Canal et des égaliseurs utilisés

III.5.2.1 Bloc du canal à filtre numérique

Ce bloc représente un filtre numérique de type FIR tout zéros qui mis en évidence les problèmes du canal tels que les multi trajets, les problèmes d'interférence entre symboles (ISI). Ce bloc en cascade avec un bruit blanc gaussien (AWGN) constituent le canal de transmission global. Le bloc peut implémenter des filtres statiques avec des coefficients fixes, ainsi que filtres variables dans le temps avec des coefficients qui changent au fil du temps. Les coefficients d'un filtre statique peuvent être réglés pendant la simulation.

Paramètres du bloc

- Fonction de transfert : FIR (all zeros $H = 1 - 0.3Z^{-1} + 0.1Z^{-2} + 0.2jZ^{-3}$)
- Structure de filtre : direct form transposed
- Coefficients de numérateur : [1 -0.3 .1 .2j]
- Traitement d'entrée : frame based
- États initiaux : 0

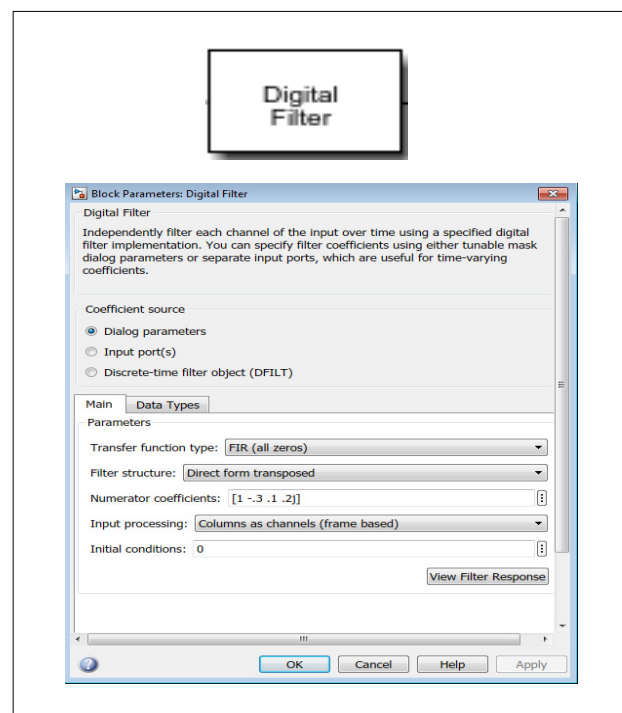


Figure III.18 : Bloc canal à filtre numérique

La réponse en fréquence du filtre FIR utilisé présente deux creux relativement profonds aux fréquences normalisées de -0,18 et 0,45 présentant des atténuations d'amplitude d'environ -4,5dB et -3dB respectivement.

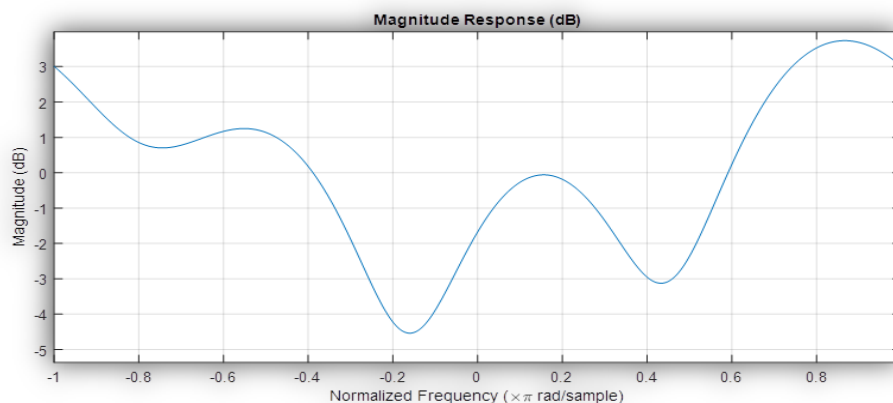


Figure III.19 : Réponse en fréquence du filtre FIR

III.5.2.2 Filtres NLMS et RLS

Les blocs des filtres LMS et RLS peuvent implémenter des filtres adaptatifs à l'aide des différents algorithmes nous nous sommes intéressés aux algorithmes NLMS, et RLS. Des simulations sont aussi réalisées pour l'algorithme LMS mais ce dernier ne fournit pas des performances optimales pour la modulation multi-porteuse.

Les blocs permettent d'estimer les poids des filtres, ou coefficients, nécessaires pour minimiser l'erreur entre le signal de sortie et le signal désiré. Le signal d'entrée du filtre est le signal reçu. Le signal désiré doit avoir le même type de données, complexité et dimensions que le signal d'entrée. Le port de sortie renvoie le signal d'entrée filtré, qui est l'estimation du signal désiré. Le port d'erreur renvoie le résultat de la soustraction du signal de sortie du signal désiré.

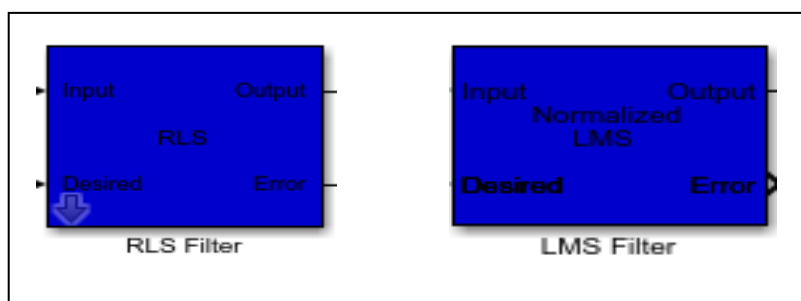


Figure III.20: Blocs des filtres NLMS et RLS

III.5.3 Performances des égaliseurs

Le test de performances est fait par la comparaison des constellations obtenues en sortie de chaque filtre égaliseur pour les deux algorithmes RLS et NLMS, pour différentes valeurs du rapport SNR. Les performances sont aussi obtenues en inspectant les taux d'erreur par bit et l'erreur quadratique moyenne MSE. Les résultats sont montrés dans les figures ci-dessous :

III.5.3.1 Constellation de la modulation 16-QAM

Les figures III-21- III-23 représentent les symboles en sorties des filtres égaliseurs en considérant les algorithmes NLMS et RLS.

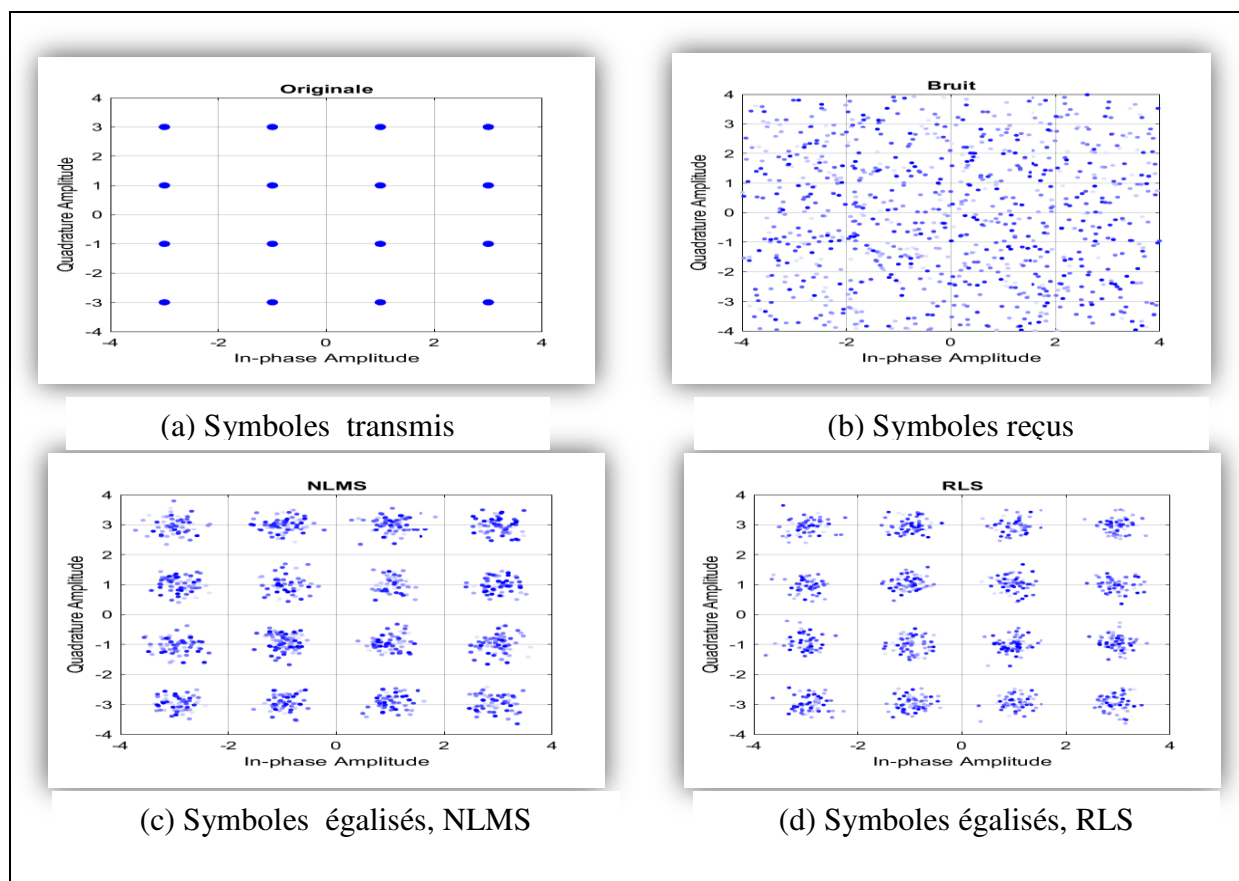


Figure III.21: Symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles reçus, SNR=10 dB
 (c) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS

Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entaché des effets de distorsions. Etant donné que cette partie et la même pour toutes les figures elle n'est pas répétée. Les symboles reçus (parties (b)) sont complètement distordus par l'effet du canal plus le bruit cette distorsion s'accroît d'avantage pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=10dB). Les symboles reçus sont décalés de leurs positions initiales ceci est dû aux déphasages et

dégradations du signal en parcourant le canal radio. Ces symboles sont tellement dispersés qu'on ne peut faire une distinction entre eux, la détection sans aucun processus de correction engendrera des erreurs. Les symboles en sorties des filtres égaliseurs NLMS et RLS (parties (c) et (d)) respectivement se localisent dans leurs zones de départ, ce qui signifie que l'égaliseur a éliminé l'ISI et donne un signal qui peut être facilement démodulé en sa sortie.

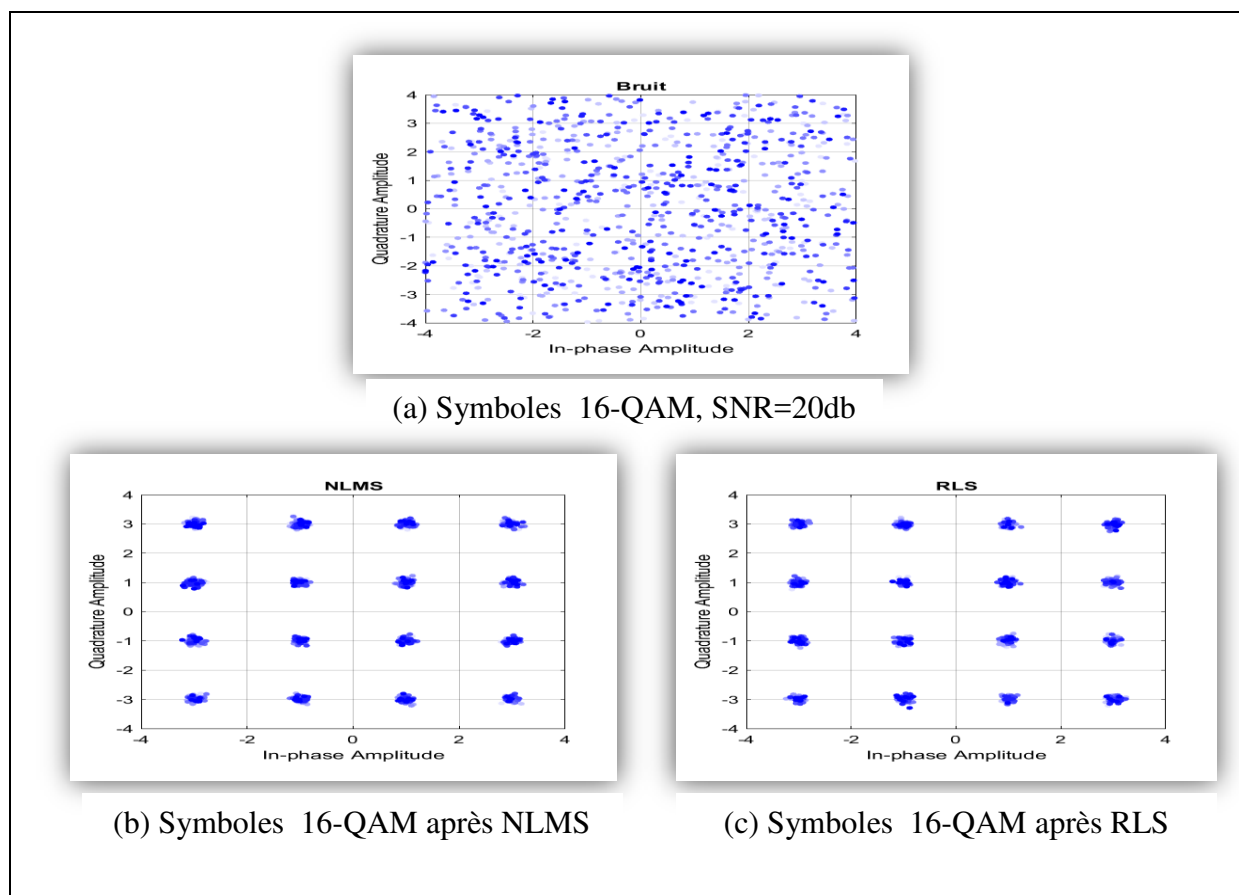


Figure III.22: Symboles 16 QAM, (a) Symboles reçus, SNR=10 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS

Nous remarquerons également qu'à partir de 20 dB, les symboles sont presque dans leurs régions de décision. En augmentant le rapport signal sur bruit à 30dB, cela rend la correction du signal et la récupération des symboles plus facile pour les égaliseurs et par conséquent, les symboles en sorties des filtres égaliseurs sont proches de ceux à l'émission.

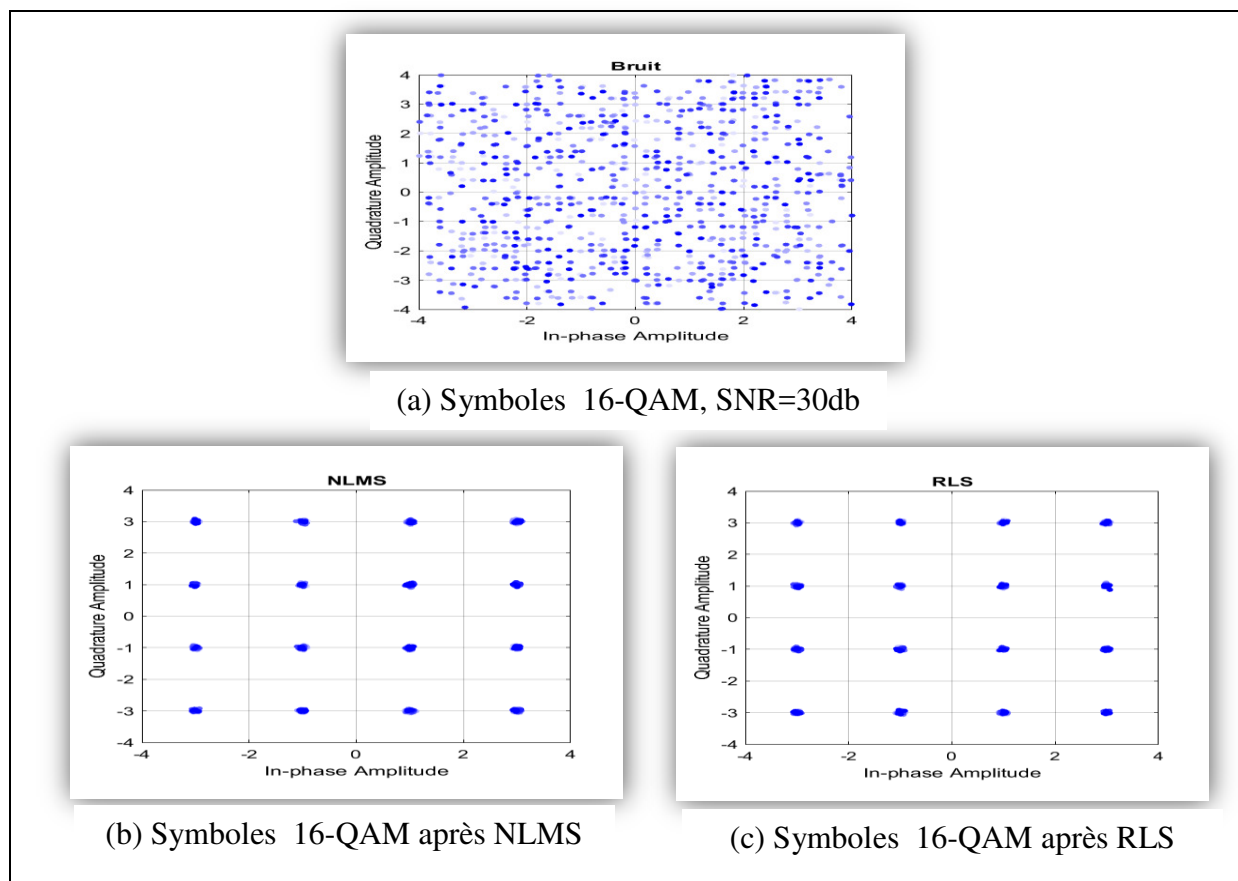


Figure III.23: Symboles 16 QAM, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS

III.5.3.2 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 16-QAM

Dans cette phase de simulation, nous représentons les performances des égaliseurs en terme du taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate). Le BER représente le quotient du nombre de bits erronés et du nombre total de bits transmis. C'est un indicateur très utile pour la robustesse des algorithmes vis-à-vis des erreurs de transmission engendrées par les différentes distorsions des canaux de transmission.

Le tableau III.1 représente l'analyse du BER des filtres égaliseurs NLMS et RLS pour un canal linéaire en cascade avec un bruit AWGN pour différents valeurs du SNR en considérant la modulation 16-QAM.

BER \ SNR	Sans égalisation	NLMS	RLS
10	0.1364	0.0190	0.0012
20	0.1336	0.0063	0.0008
30	0.1304	0.0010	0.0001

Tableau III.1 : Comparaison du BER en fonction du SNR, modulation 16-QAM

L'effet de bruit est apparait dans une perte de plus 13% des données émises, après la correction et la compensation au moyens des filtres égaliseurs, nous observons une diminution du taux d'erreur. Nous remarquons aussi que l'algorithme RLS engendre des taux d'erreurs plus faible par rapport à l'algorithme NLMS

III.5.3.3 Constellation de la modulation 8-PSK

Le même principe que précédemment est utilisé en considérants la modulation 8-PSK et les résultats sont illustrés aux figures la figure III.24- III.26.

Nous remarquons que pour la modulation 8-PSK, les performances des filtres égaliseurs NLMS et RLS se dégradent pour la valeur faible du SNR (10dB). Leurs performances sont sous optimales et engendrent des erreurs de détections. En augmentant les valeurs du SNR (20dB et 30dB) les constellations en sorties s'améliorent davantage et les symboles se localisent dans leurs zones de départ.

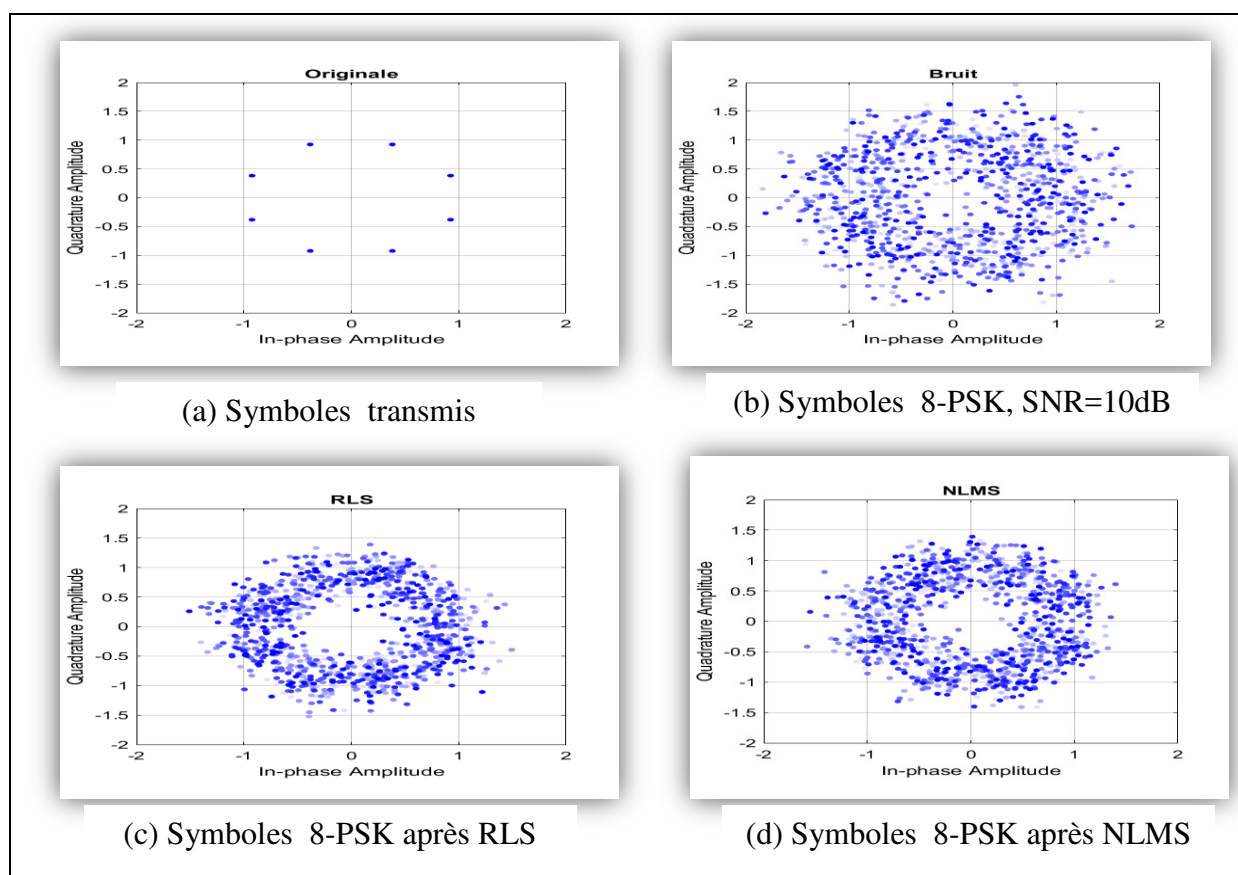


Figure III.24: Symboles 8-PSK, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=10 dB (c) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS

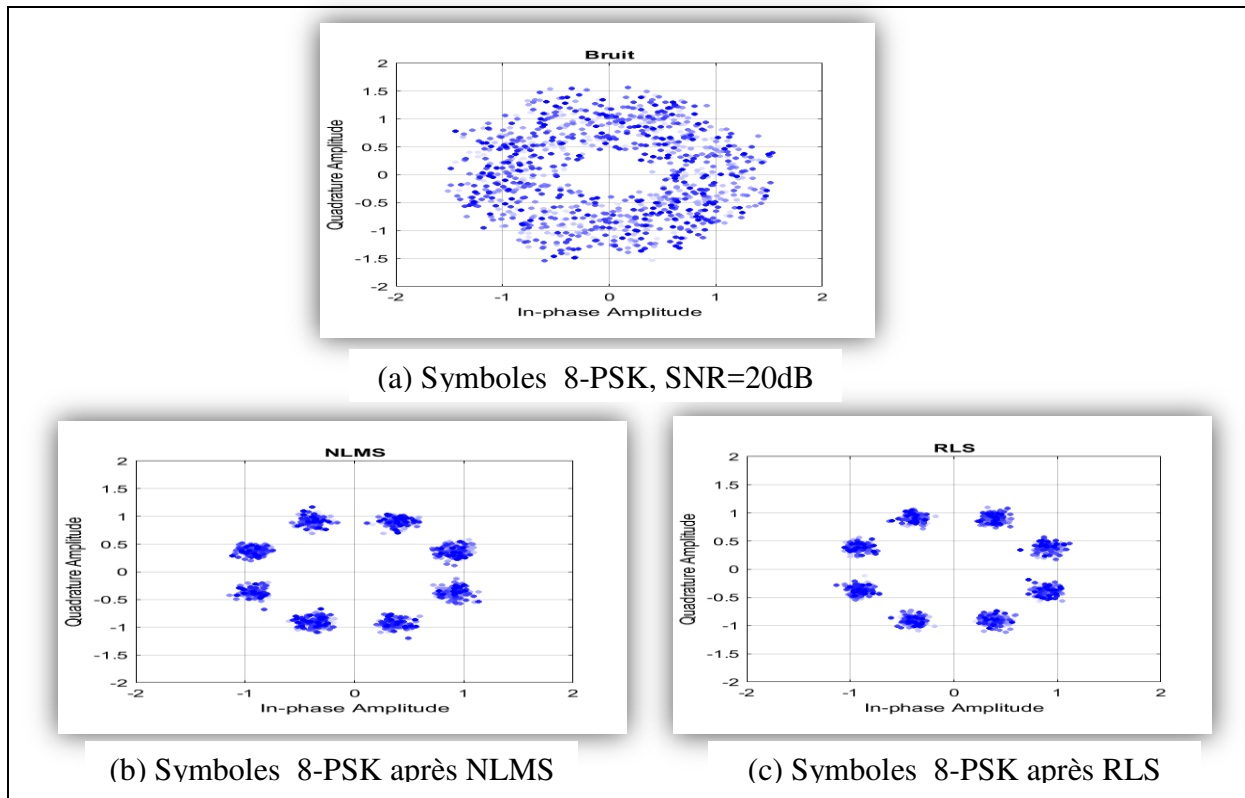


Figure III.25: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=20 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés RLS

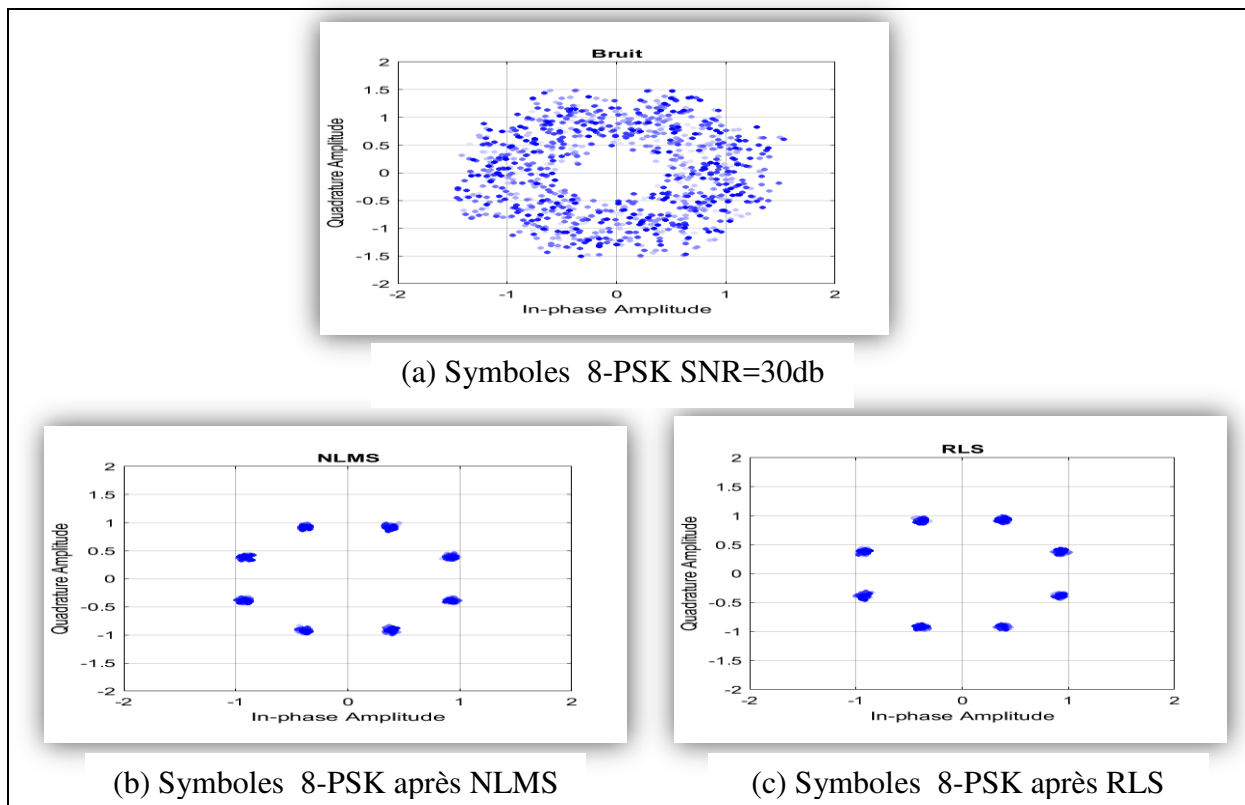


Figure III.26: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (d) Symboles égalisés RLS

III.5.3.4 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 8-PSK

De même pour la modulation 8-PSK, nous représentons les performances des filtres égaliseurs en termes de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate).

Le tableau III.2 représente le calcul du BER en sorties des filtres égaliseurs NLMS et RLS pour un canal linéaire en cascade avec un bruit AWGN pour différents valeurs du SNR en considérant la modulation 8-PSK. Nous remarquons que les taux d'erreur s'améliorent d'avantage en utilisant un circuit de compensation comme le filtre égaliseur. L'algorithme RLS donne les meilleures performances en taux d'erreurs pour toutes les valeurs du SNR.

BER \ SNR	Sans égalisation	NLMS	RLS
10	0.2802	0.1204	0.1080
20	0.1868	0.0022	0.0001
30	0.1602	0.0009	6.05. e-05

Tableau III.2 : Comparaison du BER en fonction du SNR, modulation 8-PSK

III.5.3.5 Les courbes de convergence MSE

La comparaison de la vitesse de convergence MSE (Erreur quadratique moyenne) des algorithmes NLMS et RLS pour les deux modulations (16QAM et 8-PSK) est illustrée aux figures III.27.(a) et III.27. (b)

Ces figures montrent que l'erreur quadratique moyenne converge vers le niveau minimal pour les deux algorithmes cependant avec des vitesses distinctes. La convergence de l'algorithme RLS est plus rapide que le NLMS. Nous remarquons une augmentation de l'effet de bruit et de l'ISI en sorties de l'égaliseur NLMS, contrairement à l'égaliseur RLS.

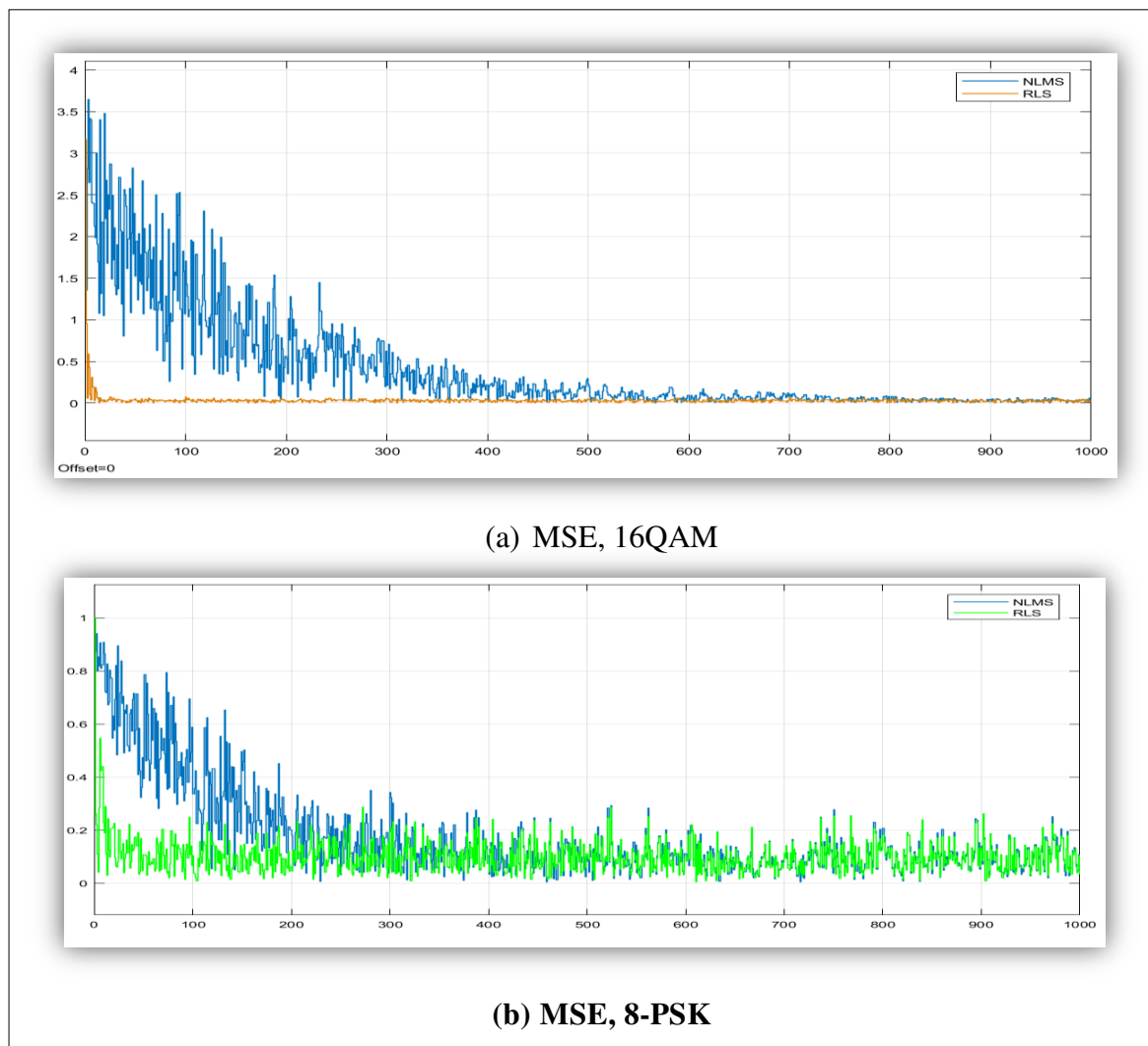


Figure III.27 : Courbes de convergence MSE des égaliseurs (NLMS, RLS), (a)-16QAM, (b)-8-PSK

III.6 Égalisation multi-porteuse(OFDM)

III.6.1 Implémentation sous Simulink

Dans cette partie on va appliquer l'égalisation a notre schéma OFDM sous les mêmes conditions précédents.

Dans le schéma ci-dessous Les données sont générées en utilisant un générateur de Bernoulli, les données sont modulée en utilisant une technique de modulation numérique (8-PSK et 16-QAM). Après cela la modulation OFDM est appliquée, puis les symboles passent par le canal (filtre FIR + AWGN). La sortie du canal est passée à travers deux égaliseurs (NLMS, RLS) .la démodulation OFDM est effectuée sur la sortie égalisée et ensuite la démodulation

(16QAM, 8-PSK). La sortie démodulée est passée à travers le calculateur de taux d'erreur pour déterminer la valeur du BER. La valeur BER est calculée pour deux techniques d'égalisation (NLMS, RLS). Une analyse comparative du BER est effectuée pour deux techniques d'égalisation.

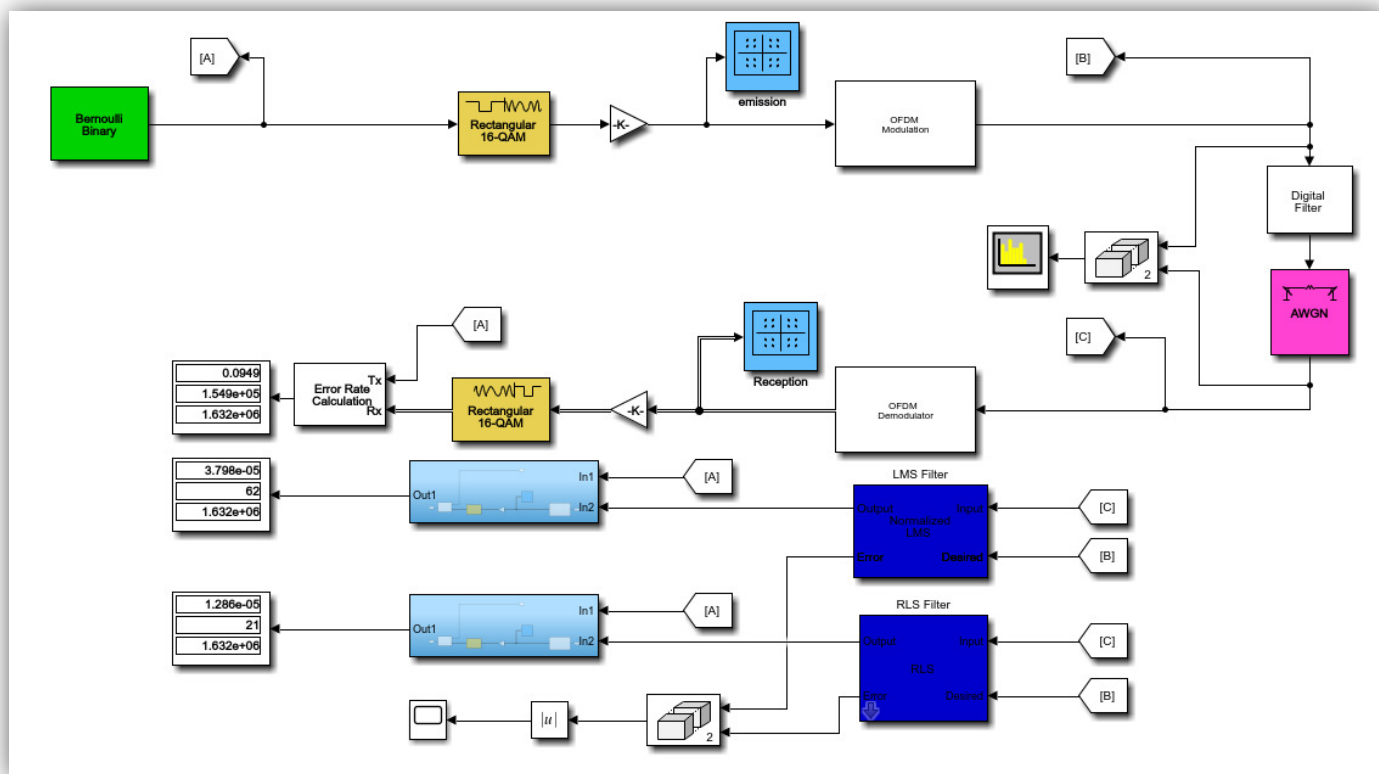


Figure III.28 : Egalisation du signal OFDM sous Simulink, filtre LMS et RLS

III.6.2 Performances des égaliseurs

Comme pour l'égalisation mono-porteuse, les performances sont présentées à travers la comparaison des constellations obtenues en sortie de chaque filtre égaliseur pour les deux algorithmes RLS et NLMS, pour différentes valeurs du rapport SNR. Les performances sont aussi obtenues en observant les taux d'erreur par bit et l'erreur quadratique moyenne MSE. Les résultats sont montrés aux figures suivantes.

III.6.2.1 Constellation de la modulation 16-QAM (OFDM)

Les figures III-29- III-31 représentent les symboles en sorties des filtres égaliseurs en considérant la technique OFDM, pour les algorithmes NLMS et RLS. Les symboles émis

(partie(a)) à travers le canal sont non contaminé des effets de distorsions. Les symboles reçus (parties (b)) sont délogés de leur emplacement initial et complètement dispersé par l'imperfection du canal. Ces symboles sont tellement dispersés qu'on ne peut faire une distinction entre eux, la détection sans aucun processus de correction engendrera des erreurs. On note que la dispersion des symboles est d'autant plus forte pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=10dB). Les symboles en sorties des filtres égaliseurs NLMS et RLS (parties (c) et (d)) respectivement se délimitent dans leurs zones de départ, ce qui signifie que l'égaliseur a éliminé l'ISI et donne un signal qui peut être facilement démodulé en sa sortie. En augmentant le rapport signal sur bruit à 30dB, cela rend la récupération des symboles plus facile pour les égaliseurs et par conséquent, les symboles en sorties sont proches de ceux émis.

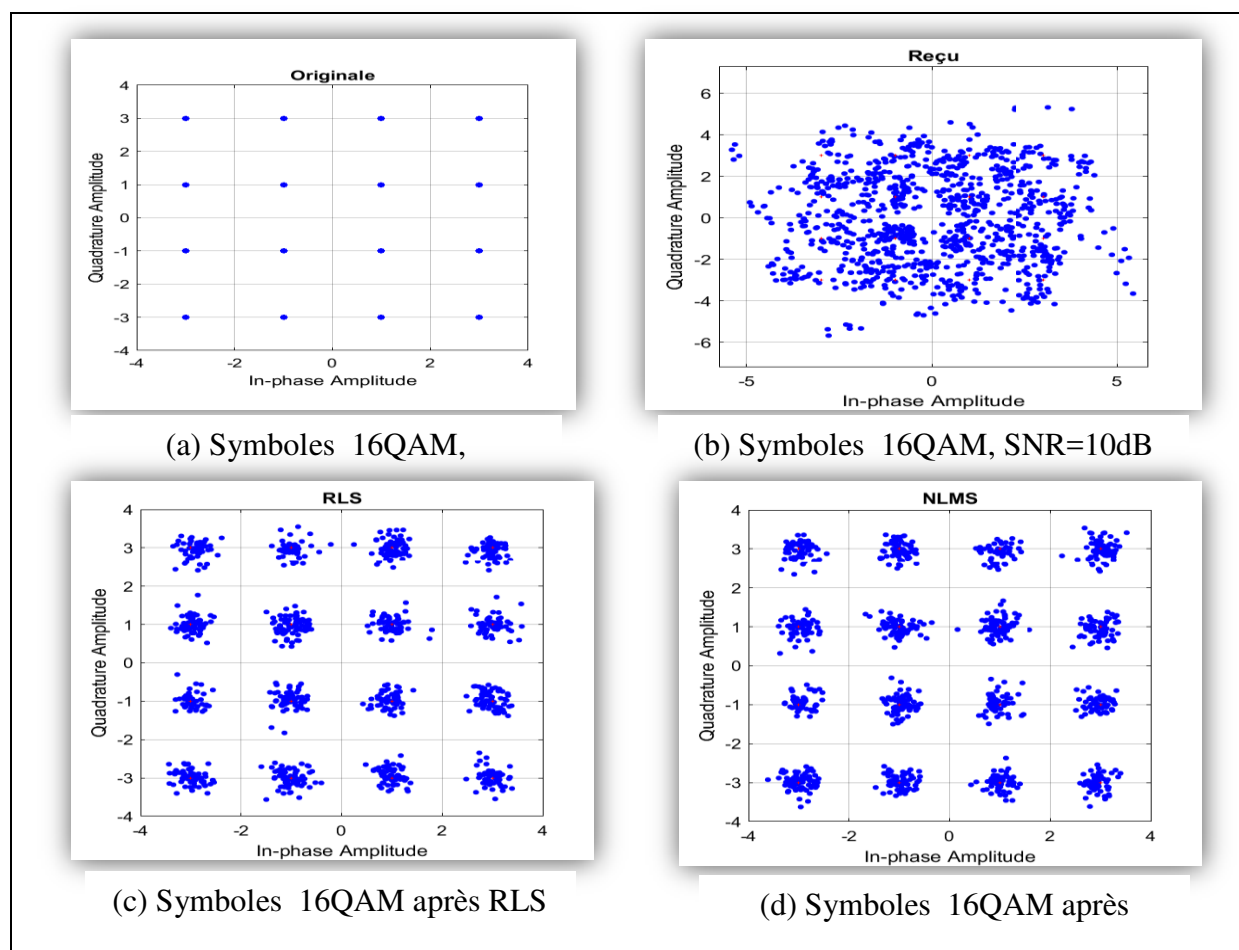


Figure III.29: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=10 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS

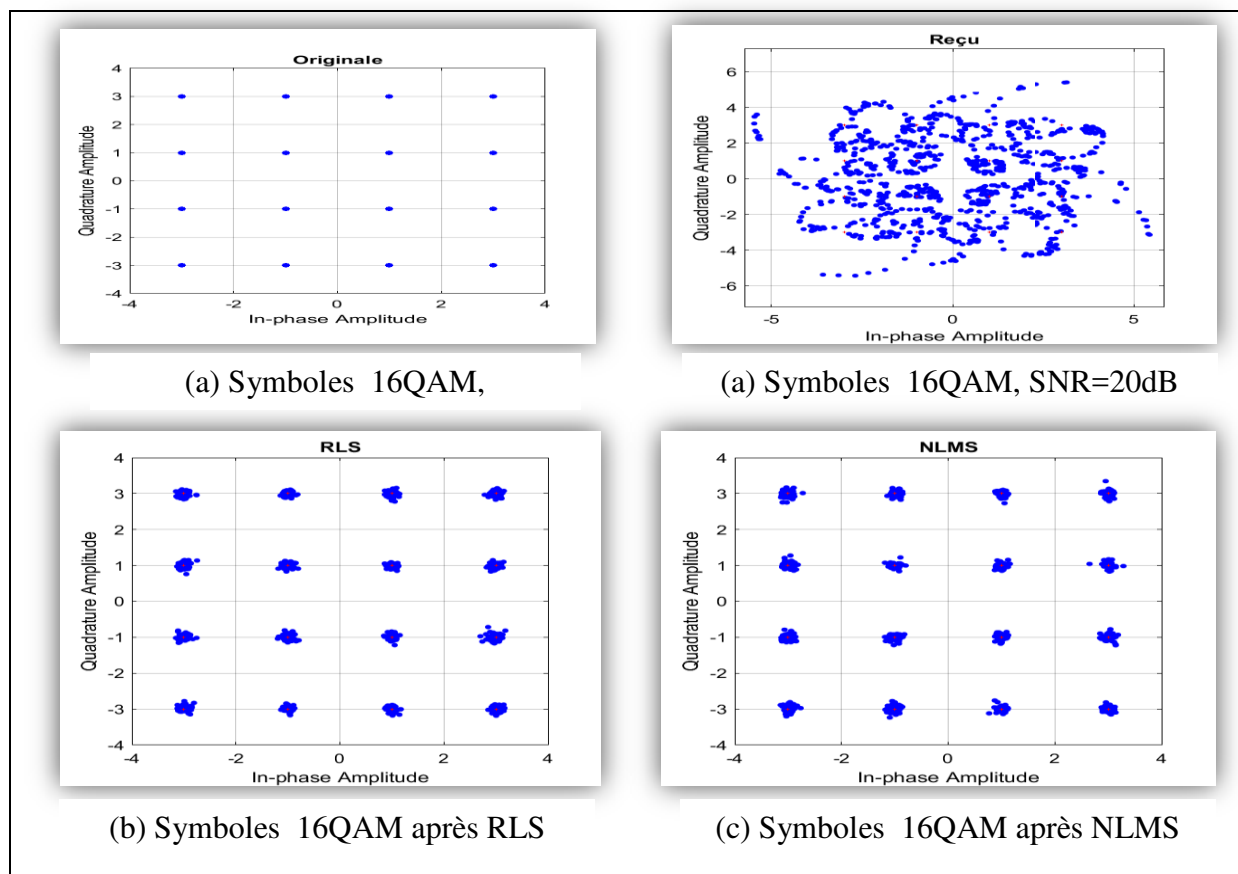


Figure III.30: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=20 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS

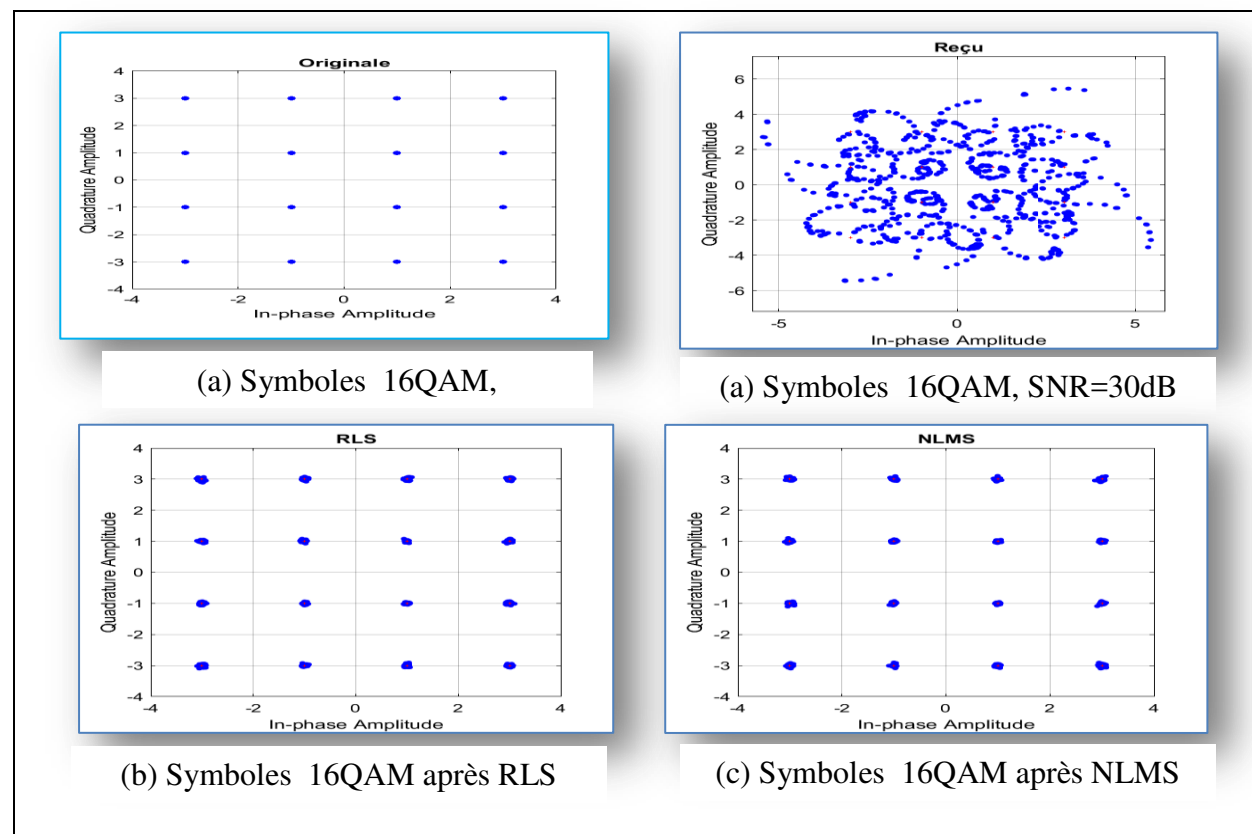


Figure III.31: Symboles 16QAM, (a) Symboles Transmis (b) Symboles reçus, SNR=30 dB (c) Symboles égalisés RLS, (d) Symboles égalisés, NLMS

La tâche des filtres égaliseurs est plus aisée pour les systèmes de transmission OFDM car cette technique permet de minimiser les interférences. Les constellations des symboles en sorties des filtres est similaire à celles de l'égalisation mono-porteuse malgré le débit élevé réalisé en égalisation multi-porteuse.

III.6.2.2 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, OFDM (16-QAM)

Dans cette phase, nous représentons les performances des égaliseurs en termes de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate), cas de l'OFDM (16-QAM).

Le tableau III.3 représente l'analyse du BER des filtres égaliseurs NLMS et RLS pour un canal linéaire en cascade avec un bruit AWGN pour différents valeurs du SNR en considérant la modulation 16-QAM en OFDM. Nous remarquons que l'effet du bruit diminue relativement à la modulation mono-porteuse (colonne sans égalisation). Après la correction au moyen de l'égalisation en utilisant les algorithmes NLMS et RLS, nous obtenons des taux d'erreurs relativement faibles en comparaison avec ceux obtenues en cas de modulation mono-porteuse. L'algorithme RLS offre toujours les meilleures performances en taux d'erreurs.

SNR \ BER	Sans égalisation	NLMS	RLS
10	0.0900	4.37e-05	2.49e-05
20	0.0881	2.47e-06	0?
30	0.0842	1.42e-06	0

Tableau III.3 Comparaison du BER en fonction du SNR, (OFDM 16QAM)

III.6.2.2 Constellation de la modulation 8-PSK (OFDM)

Le même principe que précédemment en considérant la modulation 8-PSK, les résultats sont illustrés aux figures III.32- III.34.

Nous remarquons que pour la modulation 8-PSK, les performances des filtres égaliseurs NLMS et RLS se dégradent pour la valeur faible du SNR (10dB). Celles-ci sont sous-optimales et engendrent des erreurs de détections. En augmentant les valeurs du SNR (20dB et 30dB) les constellations en sorties s'améliorent davantage et nous observons qu'il y a une régénération de symboles numériques dans leurs propres régions de décision.

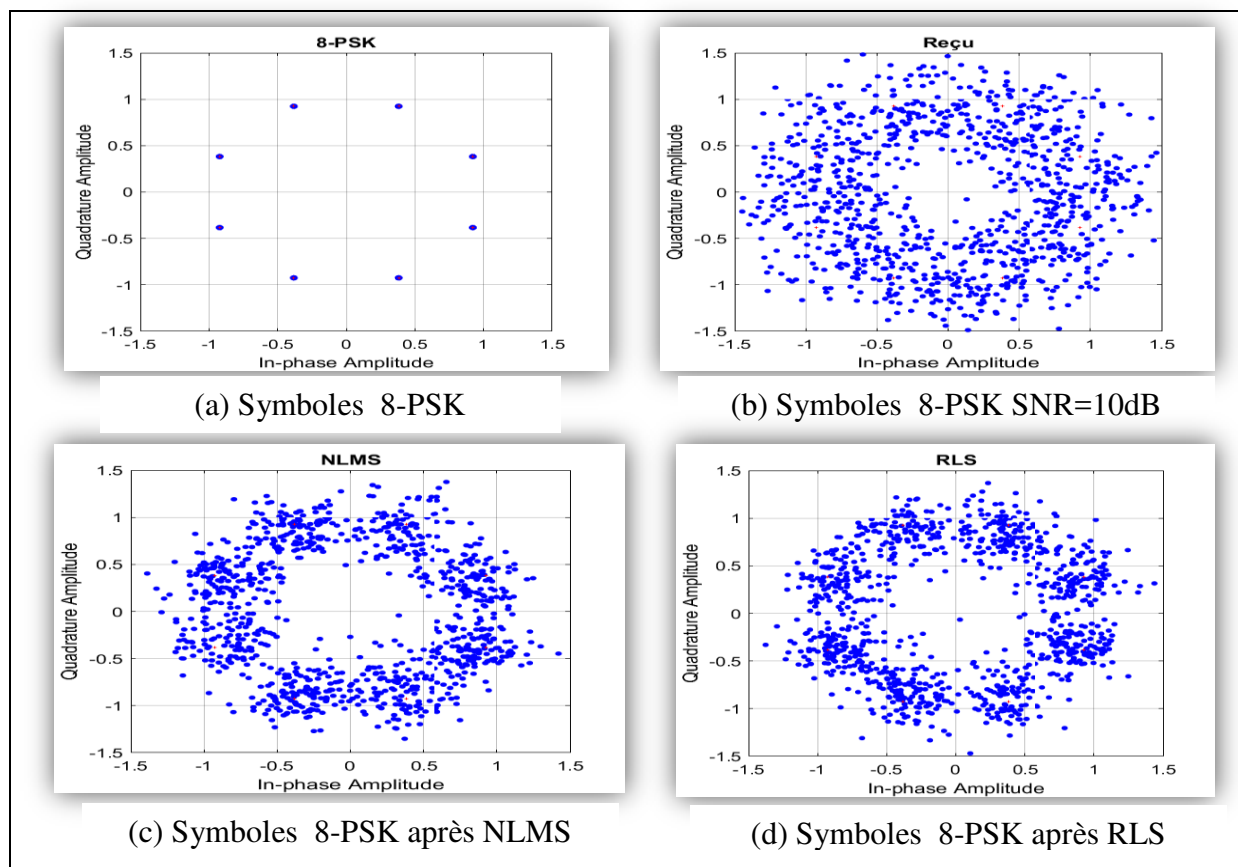


Figure III.32: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=10 dB (b) Symboles égalisés RLS, (c) Symboles égalisés, NLMS

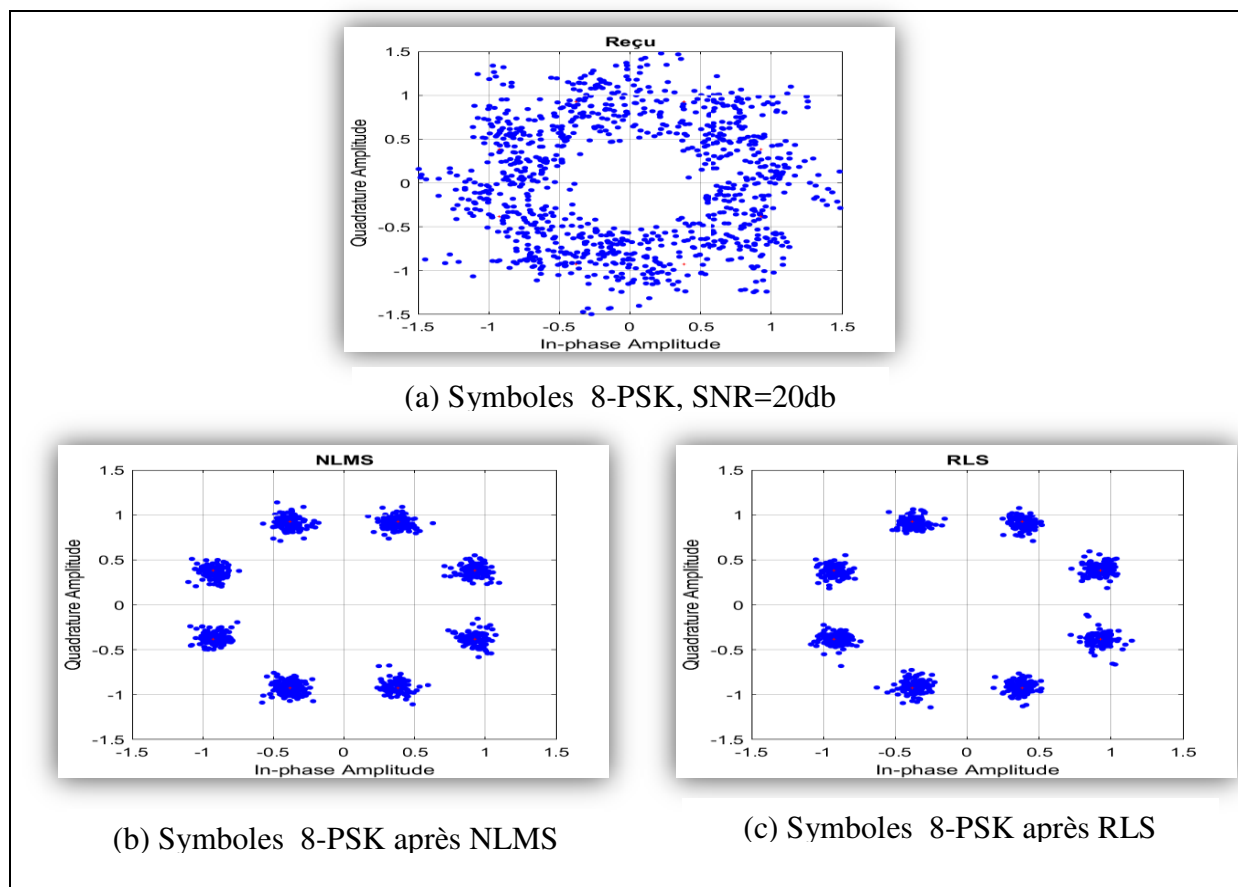


Figure III.33: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=20 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés, RLS

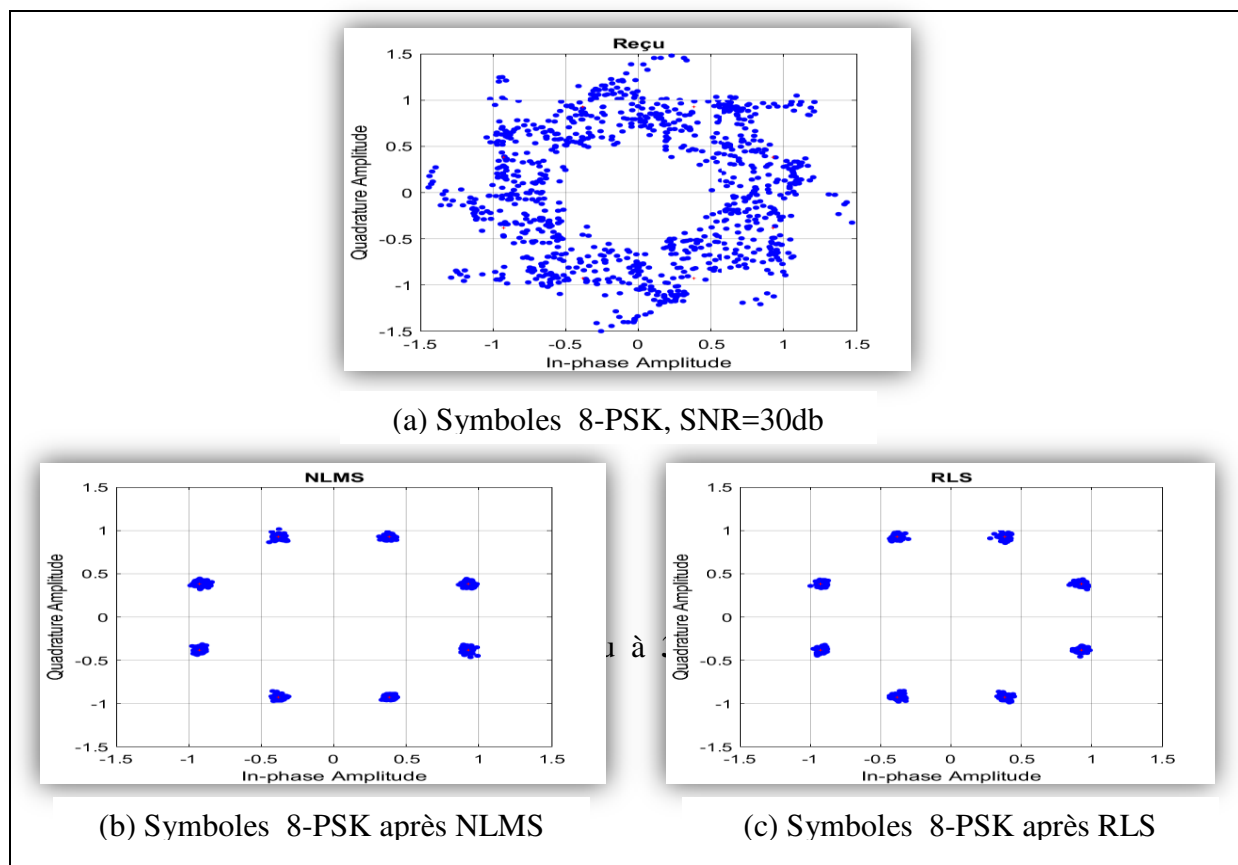


Figure III.34: Symboles 8-PSK, (a) Symboles reçus, SNR=30 dB (b) Symboles égalisés NLMS, (c) Symboles égalisés, RLS

III.6.2 .3 Taux d'erreur en sorties des égaliseurs, modulation 8-PSK (OFDM)

Nous représentons les performances des filtres égaliseurs en termes de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate).

Le tableau III.4 représente le calcul du BER en sorties des filtres égaliseurs NLMS et RLS pour différentes valeurs du SNR en considérant l'OFDM et la modulation 8-PSK. Nous remarquons que le taux d'erreur s'améliore d'avantage relativement au système mono-porteuse et l'ajout d'un circuit de compensation améliore encore mieux le taux d'erreur. L'algorithme RLS donne les meilleures performances en taux d'erreurs pour toutes les valeurs du SNR.

SNR \ BER	Sans	NLMS	RLS
10	0.1023	0.0003	1.02e-04
20	0.0965	3.20e-05	4.2e-06
30	0.0928	2.55e-06	0

Tableau III.4 : Comparaison du BER en fonction du SNR, (OFDM 8-PSK)

D'après les résultats obtenus, nous constatons que le système OFDM est plus robuste au bruit et l'interférence inter-symboles que les modulations mono-porteuses.

III.6.2.4 Les courbes de convergence MSE

Les courbes de convergence MSE des algorithmes NLMS et RLS, cas de la technique OFDM pour les modulations (16QAM et 8-PSK) sont illustrées à la figures III.35.

Ces figures montrent que l'erreur quadratique moyenne MSE converge vers le niveau minimal pour les deux algorithmes cependant avec des vitesses différentes.

Nous remarquons que le filtre RLS est plus performant que le NLMS. L'algorithme RLS présente une vitesse de convergence initial élevé et converge plus rapidement vers les vraies valeurs, l'algorithme NLMS converge mais lentement à cause de son dépendance de son pas d'apprentissage.

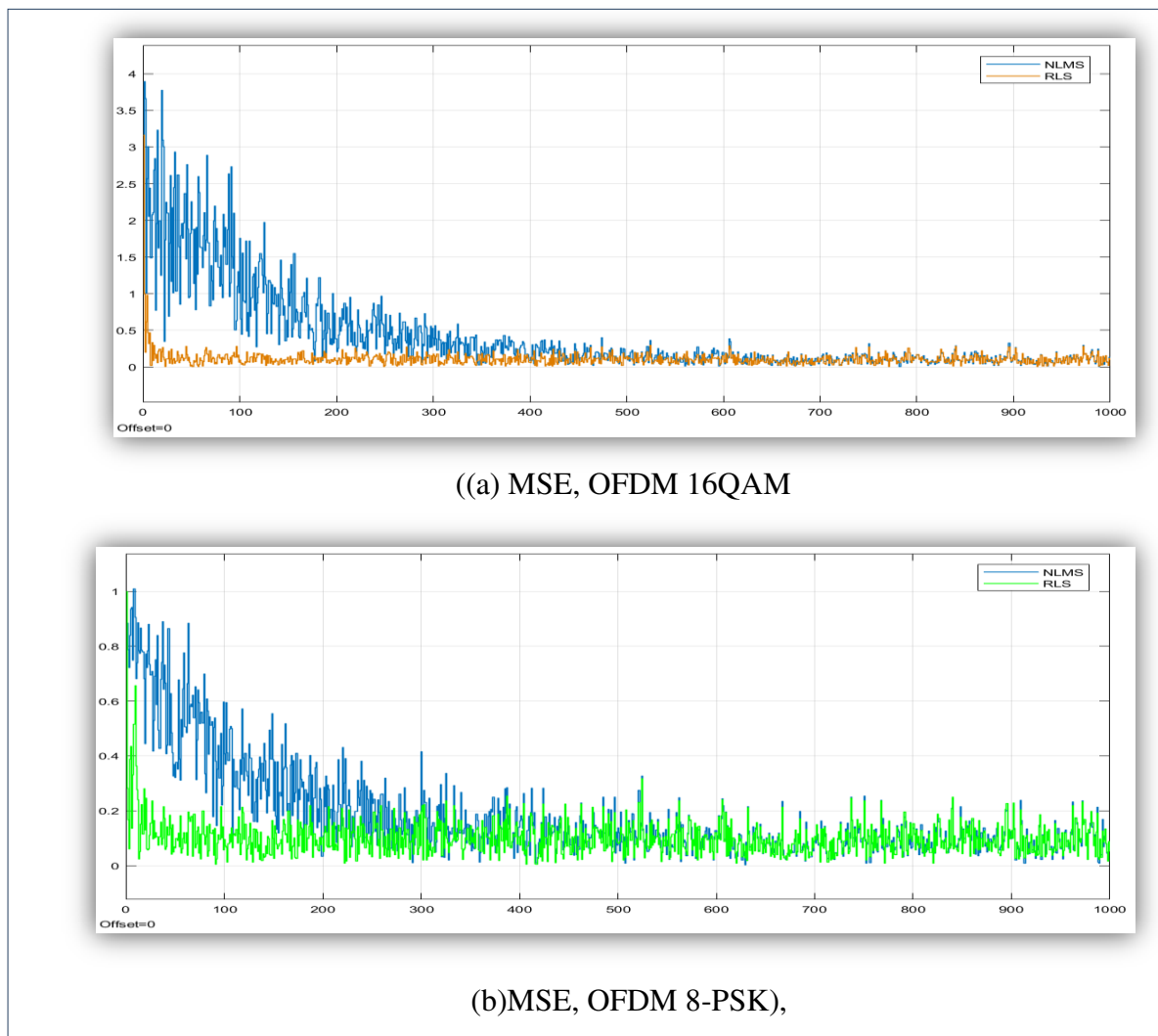


Figure III.35 : Courbes de convergence MSE des égaliseurs (NLMS, RLS), (a).OFDM_16QAM, (b).OFDM_8-PSK

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une étude de simulation sur un système de transmission à base de la technique OFDM sous l'environnement Simulink de Matlab. Les différents blocs de simulation entrant dans la chaîne de transmission (émission/réception) ont été présentés, Le travail effectué sous Simulink a mis en évidence les performances de la technique OFDM en termes de BER.

L'étude de la technique d'égalisation est réalisée en deux étapes pour faire une comparaison de performance des deux algorithmes d'égalisation (NLMS, RLS), entre les modulations mono-porteuse et multi-porteuse, la première étape donc est pour tester leurs performance dans les modulations à simple porteuse, on a choisi les modulations (16QAM et 8-PSK), le signal est subit d'une distorsion après son passage sous le canal tels que les multi trajets, les problèmes d'interférence entre symboles (ISI), la deuxième est consacré à l'égalisation du signal OFDM, sous les mêmes circonstances, l'étude est sous forme du taux d'erreur binaire BER et les constellations, aussi l'erreur quadratique moyenne (MSE).

Les résultats obtenus montrent que l'algorithme RLS est plus performant en terme du BER et MSE que le NLMS. aussi la technique OFDM est plus robuste au effet par rapport à la modulation mon-porteuse,

Conclusion générale

Dans le cadre de ce mémoire nous avons étudié la compensation des distorsions des canaux de communication numérique, dans un système multi-porteuse OFDM, en utilisant la technique dite d'égalisation. Nous avons commencé par donner des généralités sur le contexte des communications numériques, tels que les principaux blocs constituant un système de communication, les modulations numériques, l'OFDM ainsi que les phénomènes de propagation.

Nous avons ensuite présenté les filtres numériques ainsi que la technique d'égalisation, à travers laquelle on peut affronter les interférences entre symboles qui constitue l'un des principaux problèmes rencontrés lors d'une transmission d'un signal dans un canal de transmission. Nous nous sommes focalisé l'égaliseur transversale linéaire et les algorithmes d'optimisation NLMS et RLS et ceci pour les systèmes mono- porteuse et multi-porteuse.

Les simulations que nous avons réalisées nous ont permis de mettre en relief les intérêts d'une modulation OFDM d'un point de vue réduction des interférences et par conséquent du taux d'erreur binaire. Les performances de l'OFDM peuvent être encore améliorées en l'utilisant conjointement avec diverses méthodes d'égalisation de canal en utilisant les algorithmes tels que NLMS et RLS. Les simulations ont démontré qu'il est possible de diminuer et dans certains cas d'éliminer l'interférence entre symbole pour un système multi-porteuse pour les modulations (M-QAM, M-PSK).

Les résultats obtenus montre que l'égalisation sur un système utilisant la technique OFDM est plus robuste relativement à un système utilisant une seule porteuse.

Les résultats montrent aussi que l'algorithme RLS donne une valeur minimale de BER et une vitesse de convergence plus rapide relativement à l'algorithme NLMS.

Les travaux que nous avons accomplis, dans ce mémoire, ouvrent plusieurs perspectives de futurs travaux. Nous envisageons par exemple d'étendre ce travail aux systèmes à entrées multiples sorties multiples MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Nous pouvons aussi envisager l'utilisation des techniques d'égalisation n'utilisant pas de séquence d'apprentissage dite non supervisées. Ce qui a pour effet d'augmenter l'efficacité du système de communication c'est-à-dire son débit.

Bibliographie

- [1] Basel RIHAWI : « *Analyse et réduction du power ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes* » pour obtenir le grade de docteur de l'Université de Rennes I Soutenu le 20 Mars 2008.
- [2] Glavieux Alain, Livre : « *Introduction Communications numériques* ».2eme Édition : Dunod Paris Masson. Aout 2007,
- [3] Simon Haykin, Livre: « *Introduction to Analog and Digital Communications* ». Edition: Phoenix Color Corp, 2007
- [4] MORI, Y. « *Electronique pour le traitement du signal, volume 2-Notions de signal et de bruit* », Edition: *Hermès, Lavoisier*, Paris, 2006.
- [5] Xu Zhang: «*Modeling & Performance Analysis of QAM-based COFDM System* », University of Toledo August 2011
- [6] BAOUNI ABDELKHALEK, « *Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM* », MEMOIRE Présenté pour obtenir le diplôme de Magister, UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE, Disponible sur : <https://fr.scribd.com/doc/242265896/Baouni-A-pdf>
- [7] Ben Jemâa Ahmed Bassem :« *étude comparative des canaux WSSUS en standard DVB* » université de Tunis el Manar Soutenu le 4 décembre 2004 <https://fr.scribd.com/doc/67439060/2/I-2-Principe-de-la-modulation-multi-porteuses>,
- [8] Matthieu Gautier. « *Algorithmes et architectures de récepteurs pour les systèmes multi porteuses par paquets d'ondelettes.* » Traitement du signal et de l'image. Institut National Polytechnique de Grenoble- INPG, 2006. Français.
- [9] D. Prêle : « *SQUIDS et Méthodes de Multiplexage* ». École thématique. Détection de Rayonnements à Très Basse Température (Fréjus) 6ième école thématique du 11 au 15 mai 2009,

-
- [10] Khouni Sadika : «*Simulation et Optimisation D'un Réseau GSM en utilisant la Technologie OFDM* ». Mémoire Magister électronique, université Ferhat Abbas-Sétif, 2010
- [11] R.V. Née & R. Prasad, « *OFDM for Wireless Multimedia Communications* », Artech House Publisher, 2000.
- [12] HO Anh Tai : « *Application des techniques multiporteuses de type OFDM pfuturs systèmes de télécommunications par satellite* ». THÈSE En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE. Présentée et soutenue le : 30 Mars 2009
- [13] Jean-Louis VERNEUIL, « *Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s* », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003, disponible sur :<http://epublications.unilim.fr/theses/>
- [14] Manjushree Bhardwaj «*A Review on OFDM: Concept, Scope and its Applications* », Department of electronics and instrumentation disponible sur: www.iosrjournals.org
- [15] Mémoire Présenté Pour l'obtention de diplôme MASTER En « Télécommunication » Option : « Systèmes de télécommunications » Titre : Étude et implémentation de filtres numériques sur MATLAB « Réalisation d'une interface graphique », et sur DSP en utilisant « TMS320C6000 DSP Platform »
- [16] Tan Li, Jiang Jean, « *Digital signal processing : fundamentals and applications* » Elsevier, 2013.
- [17] H. Shu, « Algorithmes de poursuite pour l'estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : applications pour les systèmes ofdm », Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2013
- [18] F. Ben Salem, « *Réception particulière pour canaux multi-trajets évanescents en communications radio mobiles* », Thèse de doctorat, Toulouse 3, 2002.
- [19] P .Djiknavorian, « *MIMO pour les nuls* », Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, Janvier 2006.
- [20] J. G. Proakis, « *Digital Communications* ». McGraw-Hill International Editions, ISBN 0-07-113814-5, 1995.

-
- [21] C. R. Johnson, Jr. et al., « *Blind equalization using the constant modulus criterion: A review* » Proc. IEEE, vol. 86, pp. 1927–1949, Oct. 1998.
- [22] CHRISTOF, « *L’Egalisation autodidacte et la turbo-égalisation. Application aux Canaux sélectifs en fréquence* »Thèse de doctorat, L’université de RENNES 1, Juillet 1997.
- [23] JEAN.M B, « *Signal et Communication numérique : Egalisation et synchronisation* »,Hermes Science, 1997.
- [24] M. Ajakane, « *Fonctionnement conjoint de l’égalisation aveugle avec la récupération de l’horloge*», Mémoire maitrise en génie électrique, Université de Québec 2003.
- [25] Y. S. Yameogo, « *Etudes de nouvelles techniques d’estimation et d’égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA* »Thèse de doctorat université de rennes, 2011.
- [26] A.Youcef, « *Amélioration des performances du traitement d’interférences dans le domaine fréquentiel pour les communications acoustiques sous-marines* » Thèse de Doctorat, Université de Télécom Bretagne, 2013.
- [27] Alok Pandey « *Comparative Study of LMS and NLMS Algorithms in Adaptive Equalizer*». International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA). May-Jun 2012,
- [28] Emilio Soria, Javier Calpe « *A Novel Approach to Introducing Adaptive Filters Based on the LMS Algorithm and Its Variants* » IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 47, NO. 1, FEBRUARY 2004
- [29] Pratima Manhas: « *Performance Evaluation of various Channel Equalization Techniques in terms of BER for OFDM System* », Article·October 2016
- [30] Gurve AC, Wasnik SS, Yerlekar ABAS, Chide N. « *Study of OFDM Variants and Implementation of OFDM Using fft/iff.* » .International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 3, Issue 7, July 2014
- [31] Marchetti N, Rahman MI, Kumar S, Prasad R. « *OFDM: Principles and challenges. In New directions in wireless communications research.* » Springer, US. 2009: 29-62.

- [32] Sebastian Prot, Kent Palmkvist, TSTE91 System *Design Communications System Simulation Using Simulink Electronic Systems.*