

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTRONIQUE
OPTION : MICRO-ÉLECTRONIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: *Manna Waled Abdulmalik*
Tiaiba Hemza

Intitulé

**Compensation des distorsions des canaux de
communication sous Simulink**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. BENMEDDOUR Fadila	Université de M'sila	Président
M ^{me} . ZERDOUMI Zohra	Université de M'sila	Rapporteur
Dr. GUERMAT Noubeil	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2016 /2017

A decorative border of repeating floral motifs surrounds the text. The motifs are stylized, resembling small flowers or leaves, arranged in a continuous line.

Remerciement

Nous tenons d'abord à remercier ALLAH pour tout le courage qu'il nous a donné afin d'accomplir ce modeste travail.

Nos remerciements les plus sincères vont à notre encadreur

M^{me}Z. Zerdoumi pour son encadrement, sa disponibilité et

Son aide. Nos vifs remerciements aux membres de jury qui nous ont fait

l'honneur d'accepter de juger notre travail.

Nous remercions également l'ensemble d'enseignants de

L'université de M'SILA pour toutes

Les connaissances acquises auprès d'eux et qui ont beaucoup

Contribué pour la réalisation de ce travail.

Nous remercions les personnes qui nous ont aidées de près ou de loin pour leur précieuse aide dans la prise en charge des différentes analyses

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à ma mère, qui a toujours veillé sur moi, m'a
encouragé et m'a aidé avec ses prières,*

Mon père qui a travaillé dur pour que réalise mes études et mes succès,

A tous mes frères et sœurs qui m'ont toujours soutenue et encouragés,

A toute ma famille et mes amis,

Et à tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

MANEA Waled Abdulmalik

Dédicace

*Je dédie ce travail à la femme qui m'a mis au monde, ma mère qui a fait
de moi l'homme que je suis maintenant et m'a aidé avec ses prières,*

A tous mes frères et sœurs qui m'ont encouragés,

A ma femme qui m'a tant aidé et soutenu dans ce modeste travail,

A ma fille Meriem et mon fils Mohamed,

A toute ma famille et mes amis.

TIAIBA Hemza

1. Introduction générale

Les nouvelles technologies de communication comme L'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), GSM, UMTS connaissent une grande évolution ces dernières années. La recherche dans ce domaine est très active et les scientifiques doivent faire preuve d'ingéniosité, d'inventivité et d'anticipation pour proposer de nouvelles techniques de transmission permettant d'atteindre des qualités de service toujours plus importantes des débits toujours plus élevés. Les canaux de transmission peuvent constituer un obstacle contre la réalisation de ces objectifs dans les normes les plus meilleures. Ces canaux de transmission utilisés par l'émetteur pour transmettre les messages au récepteur introduisent souvent des distorsions qui peuvent provoquer des erreurs de transmission.

Les avantages d'un système numérique par rapport aux systèmes analogiques ne sont plus à démontrer. Avec les systèmes numériques, il est possible d'améliorer grandement la flexibilité des communications. Nous sommes aussi en mesure d'atteindre de meilleures performances au niveau de la fiabilité, de la simplicité et de la qualité de transmission. Avec les systèmes numériques, nous avons beaucoup plus de latitude sur le contrôle de la qualité du signal. Par exemple, dans les transmissions sur longue distance, il est possible de régénérer le signal transmis par des répéteurs ce qui élimine l'effet du canal et du bruit sur le signal original.

De cette façon, le signal reçu correspond exactement à ce qui a été transmis. En communication analogique, une telle régénération améliore certes la qualité du signal reçu mais le signal régénéré est toujours de moindre qualité que le signal transmis [1].

Il est possible d'éliminer cette redondance avant la modulation permettant de conserver la bande passante utile du canal de transmission au maximum. Enfin, le coût des systèmes de communications est souvent moindre que celui des systèmes de communications analogiques offrant les mêmes performances.

Puisque nous ne pouvons pas agir interagir sur les paramètres du canal de transmission, plusieurs techniques de traitement des signaux ont été développées pour minimiser son effet. Parmi ces techniques, celle dite d'égalisation des canaux de

transmission le premier rôle de l'égaliseur dans les systèmes de communication est d'annuler l'effet du canal sur le signal porteur d'information.

L'égaliseur linéaire compense les distorsions subies par le signal en inversant la fonction de transfert du canal. n en résulte un renforcement du bruit dans les plages de fréquence où les composantes spectrales du signal sont fortement atténuées, donc, une détérioration du rapport signal/bruit SNR. Par conséquent, ce type d'égaliseur n'est pas efficace sur les canaux à trajets multiples caractérisés par des creux profonds et une forte sélectivité en fréquence.

L'égaliseur non linéaire à structure récursive a été mis en œuvre, une amélioration importante des performances des égaliseurs peut être obtenue en ajoutant une décision dans la boucle de retour, une telle structure d'égaliseur se nomme égaliseur à retour de décision DFE (Decision Feedback Equalizer)[2,3]. L'égaliseur DFE possède deux filtres dans sa structure de base ; un filtre avant et un filtre arrière. C'est ce dernier qui apporte la récursivité à la structure du DFE, car les données à son entrée proviennent des décisions prises à la sortie de l'égaliseur. Etant donné la présence du filtre arrière, L'égaliseur DFE permet d'obtenir de meilleures performances qu'avec un simple égaliseur linéaire transverse LTE (Linear Transverse Filter).

Plusieurs algorithmes ont été proposés pour l'adaptation des égaliseurs, on cite à titre d'exemple les méthodes du gradient stochastique (LMS: Least Mean Square) et des moindres carrés récursifs (RLS: Recursive Least Square) [4]. Ces méthodes implémentées pour un égaliseur linéaire s'avèrent efficaces seulement si le système est linéaire. Dans certains systèmes, on retrouve la présence de non linéarité ce qui exige une certaine structure non linéaire de l'égaliseur comme l'égaliseur à retour de décision cité ci-dessus. Des propositions d'égaliseurs non linéaires ont d'ailleurs été présentées dans [5].

Dans ce mémoire nous étudions la compensation de distorsion des canaux de communication sous Matlab Simulink à l'aide d'utilisation des techniques d'égalisation linéaire et non linéaire.

Deux égaliseurs sans et avec retour de décision seront présentés, soient le LTE (Linear Transverse Equaliser) et le DFE (Decision Feedback Equalizer). Nous allons

examiner la fonctionnalité de ces égaliseurs à résoudre le problème d'égalisation des canaux linéaires et non linéaires.

Les performances de ces deux égaliseurs en termes de constellations des symboles égalisés ainsi que le taux d'erreur par bit BER pour (bit error rate) seront examinées pour différents types de canaux de transmission.

3. Organisation du mémoire

Ce mémoire est organisé en trois chapitres plus une introduction générale et une conclusion générale qui sont présentés comme suit :

Le chapitre 1 est consacré à la description du système de transmission numérique expliquant les principaux blocs et les principales techniques utilisées pour la transmission de l'information depuis la source jusqu'à la destination. Certains types de modulation numériques sera étudié ainsi que la modélisation des canaux utilisés dans les simulations. Un aperçu sur les filtres numériques sera donné à la fin de ce chapitre.

Le chapitre 2 est réservé à l'étude des techniques d'égalisation adaptative supervisée des canaux de communication numériques particulièrement l'étude de l'égaliseur linéaire (Linear Transversal Equalizer) LTE, l'égaliseur non linéaire à retour de décision (Décision Feedback Equaliser) DFE et l'égaliseur (Maximum-Likelihood Sequence Estimation)MLSE. Nous étudions les algorithmes d'adaptations des égaliseurs soient le LMS, NLMS et RLS.

Le chapitre 3 est dédié aux résultats de simulations des égaliseurs linéaire et non linéaire pour différent canaux de transmission, en considérants des modulations a plusieurs états. Les performances des égaliseurs étudiés seront présentées en termes de constellations des symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate), en sorties des égaliseurs.

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et une destination en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transmis peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image, etc...) mais convertis sous une forme numérique. L'objectif du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec un minimum d'erreur. Des études ont montré que dans les canaux hertziens micro-ondes à grandes capacités, la propagation par trajets multiples est la cause principale de la dégradation de la qualité de transmission. Pour compenser les effets dispersifs de ces canaux, on a recours à plusieurs techniques dite d'égalisation. 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 [7].

1.2 La communication numérique

Les avantages d'un système numérique par rapport aux systèmes analogiques ne sont plus à démontrer. Avec les systèmes numériques, il est possible d'améliorer grandement la flexibilité des communications. Nous sommes aussi en mesure d'atteindre de meilleures performances au niveau de la fiabilité, de la simplicité et de la qualité de transmission.

Avec les systèmes numériques, nous avons beaucoup plus de latitude sur le contrôle de la qualité du signal. Par exemple, dans les transmissions sur longue distance, il est possible de régénérer le signal transmis par des répéteurs ce qui élimine l'effet du canal et du bruit sur le signal original. De cette façon, le signal reçu correspond exactement à ce qui a été transmis. En communication analogique, une telle régénération améliore certes la qualité du signal reçu mais le signal régénéré est toujours de moindre qualité que le signal transmis [1].

Un autre avantage se situe au niveau de la redondance dans l'information. Dans les systèmes numériques, il est possible d'éliminer cette redondance avant la modulation permettant de conserver la bande passante utile du canal de transmission au maximum.

Enfin, le coût des systèmes de communications est souvent moindre que celui des systèmes de communications analogiques offrant les mêmes performances.

Le schéma général d'un système de communication numérique est présenté à la Figure 1.1:

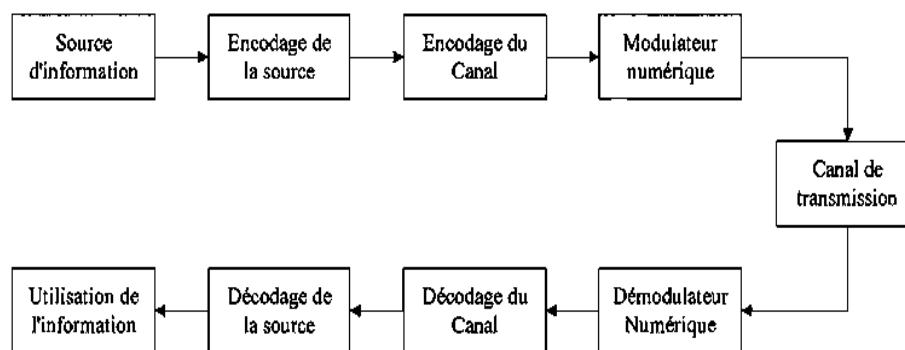


Figure 1.1: *Système de communication numérique* [1].

Dans ce schéma, la source d'information peut être un signal de nature numérique ou analogique. Dans le cas d'un signal analogique, il faut le convertir en un signal numérique de dimension finie. Dans la plupart des cas, les signaux numériques sont en fait une séquence de nombres binaires. De façon idéale, il faut coder l'information sur le moins de bits possibles pour garder le débit d'information le plus bas possible. Cette fonction de quantification est assurée par le bloc *Encodage de la source*. On peut aussi retrouver des techniques de compression des données dans ce même bloc.

Par la suite, le signal est introduit dans le bloc *Encodage du Canal* dont la fonction principale est de contrôler la redondance rencontrée dans la séquence binaire. Cette opération permet de minimiser l'effet du bruit introduit par le canal sur le signal et ainsi améliorer la qualité à la réception.

Ensuite, nous avons le modulateur numérique qui permet d'interfacer la séquence binaire au canal de transmission. Pour ce faire, le modulateur transforme la séquence en un signal électrique donné. Il est possible de transmettre les bits b un à la fois ou en les regroupant pour transmettre un groupe de bits en même temps. Cette dernière méthode est connue sous le nom de modulation *M-aire* où M représente le nombre de groupe possible ($M=2^b$).

Le signal est ensuite introduit dans le canal de transmission. Ce canal sera expliqué en détails plus loin dans ce chapitre. On peut résumer son effet en disant qu'il introduit : un bruit, une distorsion de phase et une distorsion d'amplitude sur le signal transmis qu'il introduit une distorsion (phase, amplitude et bruit) sur le signal transmis.

À la réception, on retrouve le démodulateur numérique qui est idéalement le traitement inverse du modulateur. Cette section peut devenir très élaborée car le signal reçu est très différent de ce qui a été transmis. C'est d'ailleurs au niveau de ce bloc que la majorité des recherches s'effectue de nos jours. Avant de prendre une décision sur le signal reçu, il faut éliminer l'effet du canal. Cette opération est souvent effectuée par l'égaliseur. Nous verrons plus loin les différents types d'égaliseurs que nous retrouvons aujourd'hui [8].

1.2.1 Emetteur

L'émetteur est essentiellement composé des éléments suivants :

- ❖ Un codeur de source.
- ❖ Un codeur de canal (exemple : utilisant le code convolution el).
- ❖ Un modulateur numérique permettant d'adapter le signal émis aux propriétés Spectrales du canal en transformant les bits en symboles (exemple : modulation à Changement de phase MPSK).

1.2.2 Récepteur

Il est essentiellement composé des éléments suivants :

- ❖ Un démodulateur qui ramène le spectre du signal de la bande passante vers la bande de base.
- ❖ Un module de récupération de la porteuse en fréquence et phase.
- ❖ Un échantillonneur synchrone en rythme et phase nécessaire pour récupérer Correctement les données (symboles) émises.
- ❖ Un égaliseur qui compense les distorsions introduites par le canal.
- ❖ Un décodeur pour corriger les erreurs introduites par le canal bruité [9].

1.2.3 Codeur de source et de canal

Le codage de source vise à la compression du message afin de minimiser les ressources nécessaires à la transmission (temps, puissance, bande passante, espace de stockage, etc). Ce codage permet de diminuer le coût de la transmission. Le codage de canal a pour objectif de protéger le message contre les perturbations du canal de transmission. Il y a donc antagonisme entre codage de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de diminuer la redondance du message de source, et celui du deuxième d'en ajouter dans un but de protection [10].

1.2.4 Canal de transmission

Le canal de transmission est le lien physique qui transmet l'information de l'émetteur au récepteur. Il est caractérisé par sa bande passante, les trajets multiples du canal et le bruit qu'il génère. La capacité théorique, C (bits/s), du canal est exprimée par la relation de Shannon.

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

Dans l'équation 1.1, W et $\frac{S}{N}$ sont respectivement la bande passante du canal et le rapport signal à bruit dans la bande de transmission [11].

1.2.5 Modulation et de démodulation

Toujours dans le but de minimiser le taux de données transmises, les techniques de modulations numériques permettent de regrouper l'information dans le but de la condenser sur les différents paramètres de la porteuse. Le but ici est de maximiser l'utilisation de la bande passante disponible sur le canal de transmission. Voyons le principe de la modulation numérique dans le cas d'une liaison hertzienne.

Dans les applications de communication sans fil, il est absolument nécessaire d'utiliser une onde porteuse à haute fréquence. En effet, la longueur des antennes de transmission et de réception doit être d'environ $\lambda/4$ où λ représente la longueur d'onde de la porteuse.

Cette longueur d'onde est donnée par l'équation (1.2) :

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f} \quad (1.2)$$

Où c représente la vitesse de la lumière, ϵ_r représente la permittivité relative du milieu et f est la fréquence de la porteuse.

Dans l'air, la permittivité relative est d'environ $\epsilon_r = 1$ et la vitesse de la lumière est fixe à $3 \times 10^8 m/s$. Dans le cas où la porteuse serait de 1kHz, la longueur d'onde nous donnerait $\lambda = 300 km$. Il est évident qu'une antenne de 75km ($\lambda/4$) est physiquement très difficile à réaliser et très peu pratique. Donc, pour faciliter la réalisation pratique, des fréquences de l'ordre des Mégahertz (*MHz*) sont utilisées pour transmettre l'information. Par exemple, certains téléphones sans fils utilisent une porteuse de 1.2GHz ce qui donne $\lambda = 25 cm$ d'où la longueur de l'antenne est de 6.25cm. Cette longueur est donc facilement réalisable pour les applications portables [8].

1.3 Modèles des canaux de transmission

Tel que nous l'avons mentionné précédemment, le canal de transmission constitue en grande partie la problématique d'un système de communication. Peu importe sa nature, il demeure un paramètre que nous ne pouvons pas changer. Au mieux, nous pouvons en élaborer un modèle très précis mais dans plusieurs cas, un modèle unique ne peut être clairement établi. Une analyse statistique est alors nécessaire afin d'obtenir un modèle de canal représentatif de la réalité [7].

Les canaux de communications sont souvent modélisés sous forme mathématique pour permettre de mesurer les performances du système dans un environnement donné. Cette modélisation est basée surtout sur des observations et représente une approximation acceptable de la réalité. Le modèle du canal est divisé en deux sections. Nous avons premièrement sa réponse impulsionnelle et ensuite le type de bruit ajouté (additif, multiplicatif, blanc Gaussien, etc.).

- ❖ En pratique, on retrouve principalement quatre types de canaux de transmission que nous

Présentons ici :

- ❖ Canal linéaire et invariant dans le temps
- ❖ Canal linéaire et variant dans le temps
- ❖ Canal non linéaire et invariant dans le temps
- ❖ Canal non linéaire et variant dans le temps

1.3.1 Canal linéaire

Les systèmes opérant avec des canaux linéaires sont évidemment plus simples à réaliser.

Le schéma de la figure suivante représente le modèle du canal linéaire et variant dans le temps.

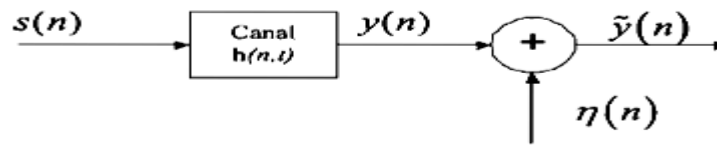


Figure 1.2: Schéma du canal linéaire et variant dans le temps [7].

Dans le schéma de la Figure 1.2, $s(n)$ représente les données numériques originales $h(n,t)$ représente la réponse impulsion elle du canal en cause. Le coefficient $\eta(n)$ représente un bruit blanc Gaussien de moyenne nulle. Enfin, $\tilde{y}(n)$ représente le signal à l'entrée du récepteur.

On peut montrer que le canal linéaire se comporte souvent comme un filtre passe-bas à réponse impulsion elle finie (FIR) causale, dont l'équation est une simple convolution

Pour un canal linéaire et invariant dans le temps, l'équation du canal est :

$$\tilde{y}(n) = \left\{ \sum_{p=0}^{-1} h(p) s(n-p) \right\} \eta(n) \quad (1.3)$$

Dans cet exemple, $\tilde{y}(n)$ est le signal à l'entrée du récepteur, $h(P)$ représente les coefficients de la réponse impulsion elle du canal (de longueur P), $s(n)$ représente la séquence de données transmises et $\eta(n)$ représente le bruit à l'instant n . [8].

1.3.2 Canal non linéaire

Un modèle de canal non linéaire est souvent représenté par une partie linéaire, une partie non linéaire et un bruit additif. Le schéma de la Figure 1.3 nous montre un tel type:

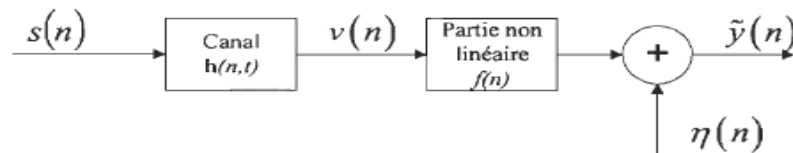


Figure 1.3: Modèle de canal non linéaire [7].

L'équation régissant un tel type de canal peut être donnée, à titre d'exemple, par l'équation:

$$\tilde{y}(n) = a y(n) + b y^3(n) + \eta(n) \quad (1.4)$$

Cette l'équation non linéarité du canal est de forme polynomiale ce qui est souvent le cas en pratique. Il est possible de créer un égaliseur non linéaire permettant de minimiser son effet. De plus, il est possible que les coefficients du canal varient en fonction du temps ce qui implique une adaptation des paramètres de l'égaliseur dans le temps [8].

1.4 Architecture d'un modulateur numérique

Parler de modulateur entièrement numérique peut être considéré comme un abus de langage puisqu'à proprement parler, certains des composants nécessaires à la génération d'un signal modulé ne peuvent être implantés que sur une architecture analogique.

Il s'agit du convertisseur numérique analogique final, ainsi que de l'élément de filtrage permettant de supprimer les composantes à haute-fréquence résiduelles provenant de l'échantillonnage et de la numérisation des informations traitées [12, 13].

Cependant, à l'exception de ces deux parties, l'ensemble des autres fonctions élémentaires du modulateur peuvent être traitées à l'aide de composants numériques.

1.5 Techniques de modulation

Le but de la modulation est d'adapter les informations à émettre au canal de transmission par l'intermédiaire d'un signal porteur sinusoïdal [7] dont l'équation générale est donnée par :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (1.5)$$

- ❖ l'amplitude du signal A
- ❖ la phase ϕ
- ❖ la pulsation ω

L'ensemble de ces paramètres peut servir à coder les informations que nous souhaitons transmettre sur le canal. Puisque nous nous intéressons ici aux modulations numériques. L'information à transmettre se présente sous la forme d'une suite de bits qu'il est possible de grouper par paquets de longueur définie. On parlera alors de modulation M-aire, où M est le nombre de bits présents dans chaque symbole [14].

Les types de modulation les plus utilisées sont :

- ❖ les modulations numériques d'amplitude, ou ASK :

$$S(t) = A(n) \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (1.6)$$

- ❖ les modulations numériques de phase, ou PSK :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi(n)) \quad (1.7)$$

- ❖ les modulations numériques de fréquence, ou FSK :

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega(n)t + \phi) \quad (1.8)$$

Dans chacun de ces exemples, n est un entier représentant le n^{e} symbole envoyé. D'autres types de modulation existent. C'est notamment le cas lorsque l'information est codée par des variations discrètes de l'amplitude sur deux porteuses sinusoïdales en quadrature (QAM) [15].

Ce dernier type de modulation peut également être considéré comme une modulation mixte d'amplitude et de phase. En effet, l'expression du signal modulé est telle que [16]

$$S(t) = A(n) \cos(\omega t + \phi) - B(n) \sin(\omega t + \phi) \quad (1.9)$$

$$S(t) = |A(n) + jB(n)e^{j\omega t + \phi}| \quad (1.10)$$

$$S(t) = \sqrt{A^2(n) + B^2(n)} \cos\left(\omega t + \phi + \arctan\left(\frac{B(n)}{A(n)}\right)\right) \quad (1.11)$$

1.5.1 Les modulations numériques d'amplitude, ou ASK

La modulation numérique la plus simple est la modulation d'amplitude tout ou rien (ASK: *Amplitude Shift Keying* ou OOK: *On Off Keying*). Le principe de cette modulation est de transmettre la porteuse seulement lorsque la valeur du bit au temps t est d'amplitude A . Si la vitesse de la porteuse est beaucoup plus grande que la vitesse de l'information, on peut obtenir le signal modulé tel que montré à la Figure 1.4 (à titre d'exemple).

On voit dans cet exemple que la séquence transmise est 0 1 1 0 1 (largeur des bits de 0.2 seconde) ce qui correspond aux endroits où la porteuse est présente ou non. Ce genre de modulation est utilisé dans le cas des communications à faibles débits sans contrainte dans l'utilisation spectrale du canal. Si on désire améliorer le taux d'utilisation de la bande passante, il est nécessaire de varier simultanément plusieurs paramètres de l'onde porteuse [1].

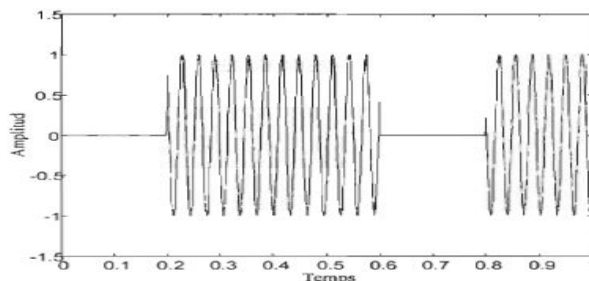


Figure 1.4: Signal ASK [1].

1.5.2 Les modulations numériques de phase, ou PSK

Dans le cas de la modulation M-PSK, le signal en bande de base est modulé en phase. Les symboles dans la constellation sont ainsi régulièrement espacés sur un cercle de rayon constant, ou ce rayon détermine la puissance du signal. Une représentation géométrique des signaux est donnée dans la figure 1.5.

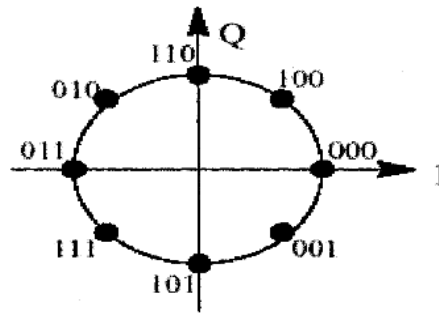


Figure 1.5 : Exemple d'une constellation M-PSK pour $M=8$. [1].

Le choix du type de modulation numérique pour une application dépend, en général, du taux d'erreur désiré, de la largeur de bande disponible et de la complexité de réalisation. A titre d'exemple, la transmission de données sur le canal téléphonique a été pendant les années 1960 et 1970 à l'origine du développement d'un grand nombre de techniques de traitement du signal en télécommunications. La transmission d'un grand débit sur le canal téléphonique (sur une bande de fréquence de 3500 Hz environ) a nécessité la mise *en ouvert* de modulations à grand nombre d'états comme la 16-QAM, la 32-QAM et la 128-QAM [1].

1.5.3 Les modulations numériques de fréquence, ou FSK

C'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Après Modulation, le signal a pour expression [1]:

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega(n)t + \phi) \quad (1.12)$$

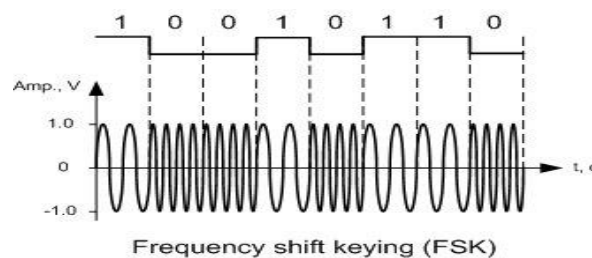


Figure 1.6: Signal FSK [1].

1.5.4 Modulation d'amplitude en quadrature (QAM)

La modulation QAM est constituée de deux modulations simultanées: la modulation en phase et la modulation en amplitude. Les constellations de signaux pour un système QAM (4, 16, 64, 256, 1024) sont souvent carrées. La grandeur de la constellation est donnée par $M = 2^k$ (k est le nombre de bit par symbole).

Chaque point de la constellation est situé aux valeurs : $\pm a$ ou $\pm 3a$ pour un système 16 QAM (voir la Figure 1.6). La valeur de a est définie selon l'énergie du symbole.

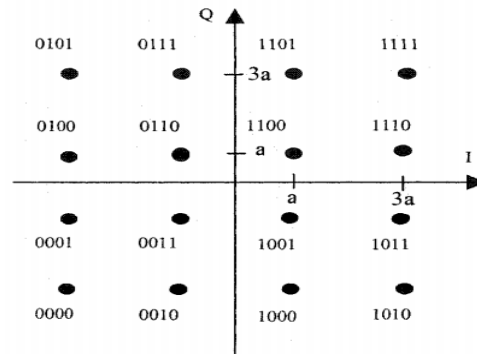


Figure 1.7: Constellation 16 QAM [1].

Les symboles 'si' transmis sur le canal peuvent être représentés mathématiquement, en utilisant une représentation géométrique dans un espace orthogonal de dimension 2, avec une base orthonormée composée des signaux (ϕ_1, ϕ_2) tel que :

$$S_i = \sum_{j=1}^2 S_{ij} \phi_j \quad (1.13)$$

Où S_{ij} est la composante du s_i sur la base (ϕ_1, ϕ_2) .

Avec:

$$\int_0^T \phi_1(t) \phi_2(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{si } i = j \\ 0, & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (1.14)$$

On peut décomposer les signaux s_i ($i = 1, \dots, M$) de l'équation (1.1)

$$S_i = \alpha_i \sqrt{\frac{2E_{Si}}{T_s}} \cos(2\pi \cdot f_c t - \theta_i) \quad (1.15)$$

$$= \alpha_i \sqrt{\frac{2E_{Si}}{T_s}} [\cos(2\pi \cdot f_c t) \cos(\theta_i) + \sin(2\pi \cdot f_c t) \sin(\theta_i)] \quad (1.16)$$

Si on pose :

$$\varphi_1 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi \cdot f_c t) \quad (1.17)$$

$$\varphi_2 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin(2\pi \cdot f_c t) \quad (1.18)$$

On définit ensuite:

$$A_i = \alpha_i \cos(\theta_i) \quad (1.19)$$

$$B_i = \alpha_i \sin(\theta_i) \quad (1.20)$$

Alors:

$$s_i(t) = A_i \varphi_1 + B_i \varphi_2. \quad (1.21)$$

L'énergie du signal S_i est donc:

$$E_{Si} = A_i^2 + B_i^2 \quad (1.22)$$

$$A_i = (\pm\alpha, \pm 3\alpha), \text{ et } B_i = (\pm\alpha \pm 3\alpha) \quad (1.23)$$

Donc, on peut dire que la modulation M-QAM (quadrature amplitude modulation) est une modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature. C'est la somme d'un sinus et d'un cosinus modules liés séparément en amplitude par deux composantes I (en phase, équivalent à A_i) et Q (en quadrature, équivalent à B_i). Beaucoup de systèmes de transmission modernes utilisent les signaux QAM. Toutes les impulsions transmises ont les mêmes formes et largeurs de bande. Elles diffèrent par leurs amplitudes maximales et leurs

angles de phase qui dépendent du modulateur. La modulation M-QAM est utilisée pour les liaisons numériques, les micro-ondes à grande capacité, les modems à haute vitesse ainsi que pour d'autres services avancés [11].

1.6 Phénomènes de propagation

1.6.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements

Dans un contexte de liaison sans fil, les signaux transitent à travers des environnements non contrôlés, ce qui oblige la conception de techniques performantes pour faire face à divers phénomènes de propagation des ondes. Aux fréquences qui nous intéressent pour des communications mobiles, les dimensions des obstacles sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Il en résulte des phénomènes complexes de réflexion qui se traduisent par des modifications du signal initial sur des caractéristiques comme l'amplitude et la phase.

Le phénomène de réflexion sur des surfaces irrégulières introduit l'émission de plusieurs répliques du signal initial avec des caractéristiques différentes et provoque ainsi des effets non désirables sur le signal envoyé. Ceci introduit également de manière générale un délai des répliques par rapport au temps d'arrivée du trajet principal. De plus, on doit préciser que le phénomène de diffusion est le cas limite d'une réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée. Enfin, la diffraction intervient lorsque les dimensions de l'obstacle ne sont plus infiniment grandes devant la longueur d'onde. Ce phénomène est un événement majeur dans la propagation des signaux pour des communications sans fil en zone urbanisée, où la vue directe (Line-Of-Sight : LOS) entre émetteur et récepteur est une situation Exceptionnelle.

Ce sont ces phénomènes de propagation des ondes qui introduisent les multi trajets du signal, qui sont illustrés sur la figure 1.8.

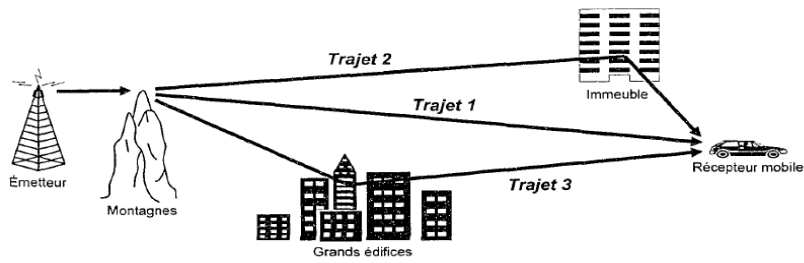


Figure 1.8 : Exemple d'une transmission multi trajet [11].

Au niveau du récepteur, le signal reçu est constitué de plusieurs répliques du signal envoyé à des délais différents avec des caractéristiques en amplitude et en phase propres à chacun des trajets. Mathématiquement, nous pouvons modéliser ces phénomènes par la sommation des répliques du signal auxquelles nous appliquons des distorsions en amplitude en introduisant un délai pour chacune de ces répliques.

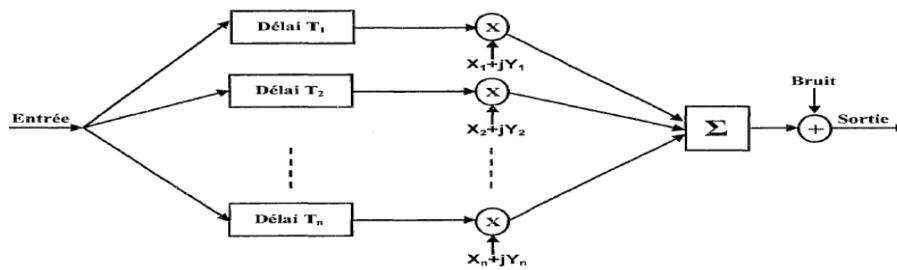


Figure 1.9 : Modélisation mathématique des multi trajets [12].

1.7 Les perturbateurs dans les systèmes de communications

Les perturbations dans les systèmes de communications peuvent être: le bruit, l'affaiblissement à grande échelle et les évanouissements à moyenne et petite échelle.

1.7.1 Le bruit

Dans tous les systèmes de communication, il y a toujours une certaine quantité de bruit introduit. Ce bruit peut provenir de plusieurs sources comme :

- ❖ composante imparfaite

- ❖ bruit thermique
- ❖ interférences des autres communications.

On distingue deux types de bruits :

- ❖ Bruit additif
- ❖ Bruit multiplicatif (atténuation) [9].

1.7.2 Bruit gaussien

Le bruit gaussien (AWGN) est un bruit d'origine thermique généré par les composants électroniques du récepteur, il a les caractéristiques suivantes :

- ❖ Il est indépendant, car d'origine thermique.
- ❖ Il est blanc, car il n'est fonction ni du temps, ni de fréquence ni d'amplitude.
- ❖ Il est additif.

La densité spectrale de puissance du bruit gaussien est uniforme sur toute la bande passante et est égale $N_0 / 2$ comme le montre la figure 4. Sa densité de probabilité est une distribution normale de moyenne nulle et de variance égale à $N_0 \cdot B$ ou B_L est la bande passante.

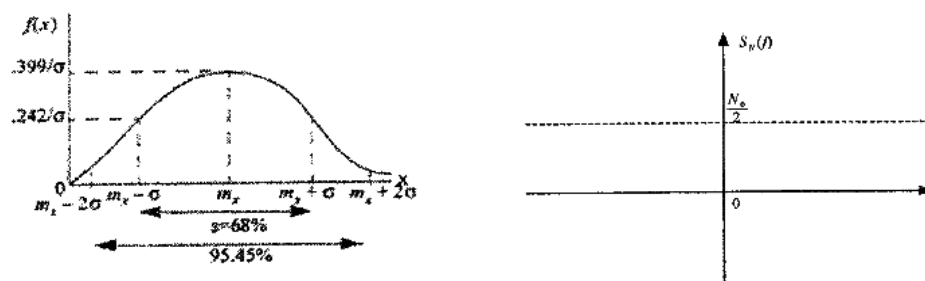


Figure 1.10 : Densité de probabilité de la loi normale $N(m_x, \sigma)$ (à gauche), densité spectrale de puissance du bruit gaussien (à droite) [17].

1.7.3 Le rapport signal sur bruit [18]

Le rapport signal sur bruit est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. C'est le rapport des puissances entre

- ❖ l'amplitude maximale, déterminée par la valeur maximale admissible pour les effets des non-linéarités (distorsion du signal)
- ❖ le bruit de fond, information non significative correspondant en général au signal présent à la sortie du dispositif quand on ne présente aucune information à l'entrée.

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \quad (1.24)$$

SNR en dB

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} = \left(\frac{A_{signal}}{A_{bruit}} \right)^2 \quad (1.25)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \right) \quad (1.26)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{bruit}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{signal}}{A_{bruit}} \right) \quad (1.27)$$

1.7.4 Origine de l'interférence entre symboles

La facilité avec laquelle le récepteur détectera les signaux qui lui sont destinés dépend de la réponse du canal de transmission qui, lorsque idéal, pourra être assimilé à un retard pur. La forme temporelle du signal ne sera pas affectée par son passage dans le canal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal est une impulsion de Dirac et sa réponse en fréquence est constante et de phase linéaire, avec une largeur de bande infinie.

Considérons un canal dont la largeur de bande est finie et que nous modéliserons par un filtre linéaire ayant une réponse en fréquence équivalente passe-bas $C(f)$, nulle pour $|f| > W$, et à laquelle, suivant le principe de dualité temps-fréquence, correspond une réponse impulsionnelle $c(t)$ de durée infinie. En pratique cependant, la réponse impulsionnelle est

considérée finie et c'est de cette durée réelle que dépendra la présence ou l'absence d'interférence inter symboles (IES). Si elle n'excède pas la durée de symbole T , le signal à la sortie du canal sera tel qu'il sera facile d'identifier les impulsions transmises. Par contre, dans le cas contraire, le signal sera composé d'une superposition d'impulsions transmises, rendant ainsi difficile l'identification du train d'impulsions original. Dans ce cas, nous dirons que nous sommes en présence « d'interférences inter symboles ».

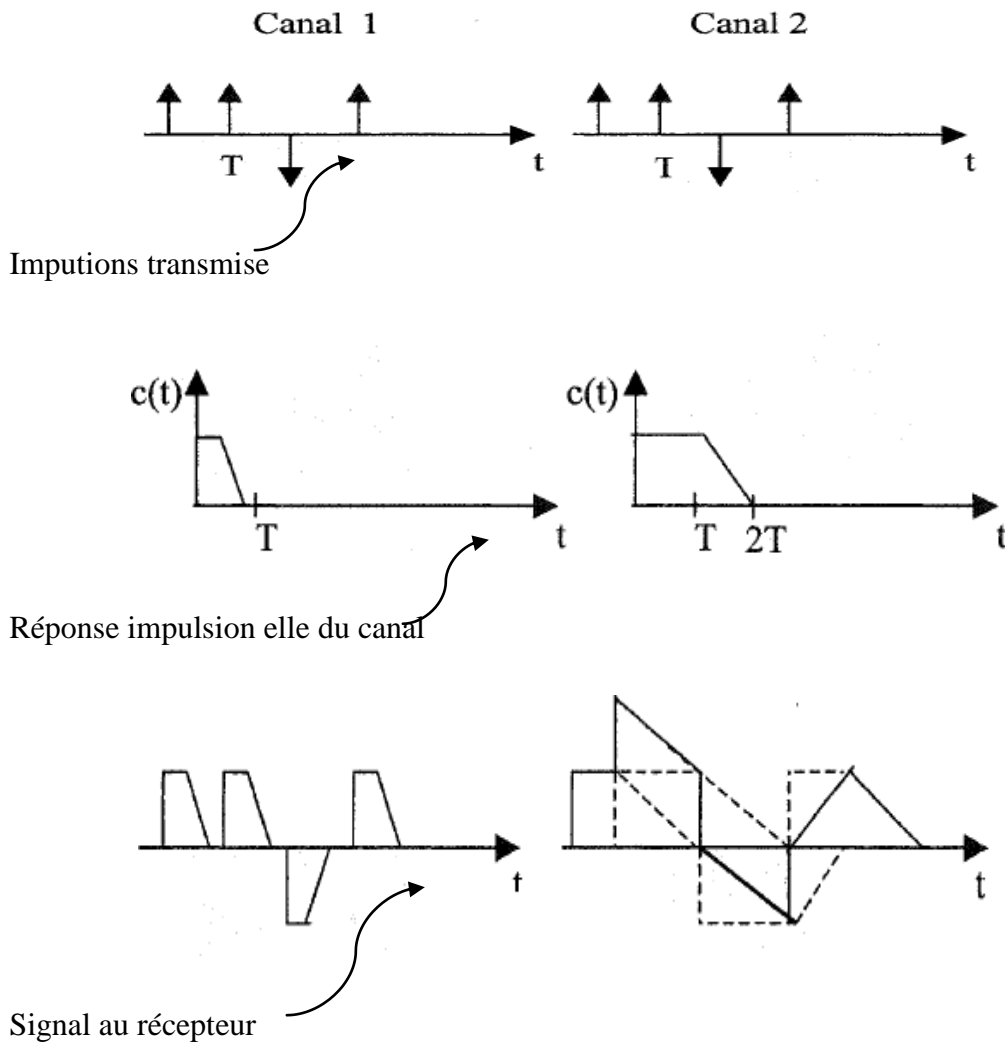


Figure 1.11 : Explication du phénomène des interférences inter symboles (IES) [18].

Dans la figure 1.11, on a comparé deux canaux de durée différente. Le canal 1 a une durée inférieure à la durée d'un symbole, ce qui implique qu'il n'y a pas d'interférences entre symboles, alors que sur le Canal 2 sa réponse est supérieure à T problème de la

minimisation de l'interférence inter symboles peut être abordé sous deux angles, selon la connaissance que l'on a des caractéristiques du canal de transmission. Si ces caractéristiques sont connues, on peut faire la conception d'un émetteur et d'un récepteur propre à minimiser l'interférence inter symboles, si elles sont inconnues ou variantes, comme c'est le cas la plupart du temps, il est impossible d'établir a priori des structures optimales fixes pour l'émetteur et le récepteur. Il faut alors se contenter d'agir sur le signal reçu et déterminer une structure qui s'adapte au canal pour corriger les erreurs et minimiser les interférences [19].

1.8 Filtres numériques [20] [21]

Le filtre numérique utilise un processeur digital pour effectuer des calculs numériques sur les valeurs échantillonnées du signal. Le processeur peut faire partie d'un ordinateur à usage général, tel qu'un PC, ou une puce DSP spécialisé (Digital Signal Processor). Les filtres numériques présentent beaucoup d'avantages et peu d'inconvénients.

1.8.1 Avantages du filtre numérique

- ❖ Programmable
- ❖ Conception facile, mis en œuvre et testé sur ordinateur
- ❖ Grande stabilité en temps et en température
- ❖ Traitement précis des signaux a fréquence basse
- ❖ Polyvalent

1.8.2 Inconvénients du filtre numérique

- ❖ Complexité de réalisation

Dans le domaine temporel, ces filtres numériques sont décrits par un modèle mathématique régissant à partir d'équations aux différences:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i x(n-i) - \sum_{i=1}^N b_i y(n-i) \quad (1.28)$$

Où, $y(n)$ représente la sortie en cours du filtre, les $y(n-i)$ sont sorties précédentes du filtres, $x(n-i)$ sont les entrées en cours et précédentes du filtrage, les a_i sont les poids de pondération ou coefficients de pondération des entrées et b_i sont les poids de pondération ou coefficients de pondération des sorties.

Les fonctions de transfert plus précisément leurs versions transformée en Z modélisent le comportement du filtre dans le domaine fréquentiel.

1.8.3 Les filtres RII

Un filtre RII, est un filtre numérique défini par l'équation suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i \cdot y(n - i) + \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n - k) \tag{1.29}$$

Cette équation fait intervenir non seulement les échantillons retardés du signal d'entrée mais également les échantillons retardés du signal de sortie. On parle également de filtre récursif.

Il existe différentes structures permettant d'implémenter les filtres RII sur un calculateur. En voici deux exemples :

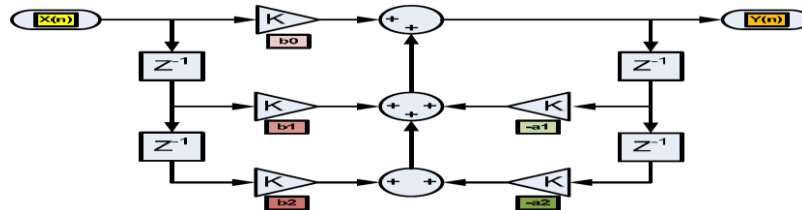


Figure 1.12 : Structure directe canonique de type 1 du filtre RII [20].

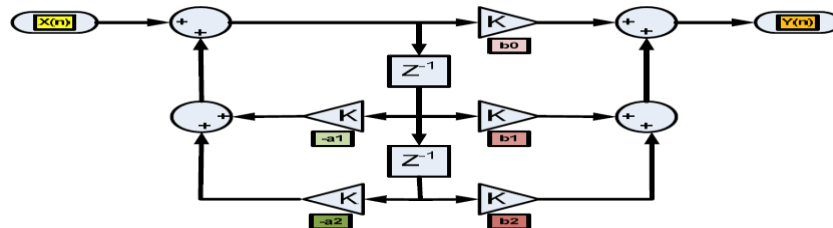


Figure 1.13: structure directe canonique de type 2 du filtre RII [21].

1.8.4 Les filtres FIR [22]

Les filtres FIR sont les premiers filtres à être utilisés en traitement de signal, ils sont appelés ainsi à cause de la non existence du signal de rétroaction.

Le signal d'entrée est lié au signal de sortie par les équations aux différences suivante:

$$y[n] = x[n] b[0] + x[n-1] b[1] + x[n-2] b[2] + \dots + x[n-0+1] b[0-1] \quad (1.30)$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{0-1} b[n].z^{-n} \quad (1.31)$$

La structure directe d'un filtre FIR est donnée par la figure suivante. Cette forme est habituellement la plus utilisée dans l'implémentation en raison ses meilleurs paramètres.

La structure suivante "Figure 3.4" utilise plusieurs additionneurs et multiplieurs, d'autres structures utilisent uniquement un seule multiplieur et un seul additionneur comme dans le cas de notre conception.

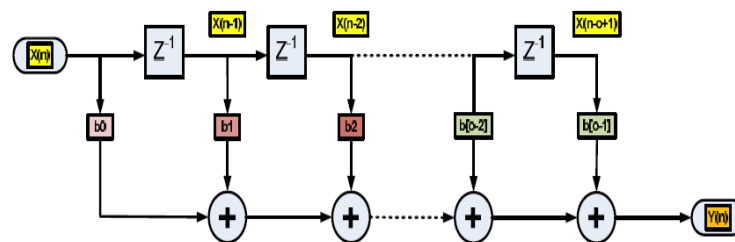


Figure 1.14 : La structure directe du filtre FIR [22].

1.8.5 Caractéristiques des filtres numériques FIR

Les termes suivants sont utilisés pour caractériser les performances et le comportement des filtres FIR :

❖ **Coefficients du filtre:** c'est un ensemble de constantes, appelé aussi poids, utilisé pour multiplier ou pondérer les valeurs retardés de l'échantillon. Pour un filtre FIR, les coefficients de filtre sont, par définition, la réponse impulsion elle du filtre.

❖ **Réponse impulsion elle:** Temps de réponse de la séquence du filtre lorsque l'entrée est une impulsion. Une impulsion est un échantillon unique de valeur égale à l'unité précédée et suivie par des valeurs nulles (zéro échantillons évalués). Pour un filtre FIR sa réponse impulsion elle est l'ensemble des coefficients filtre.

❖ **Tape :** Le nombre d'étage N du filtre FIR, généralement N, nous informe sur le type du FIR et surtout, sur quantité de mémoire nécessaire, et le nombre d'étapes de calculs.

❖ **Mac :** Dans un contexte de filtrage utilisant les FIR, un "MAC" est l'opération de multiplication d'un coefficient par l'échantillon de données retardé correspondant et en accumulant le résultat. Il ya généralement un MAC par étage.

1.8.6.. Avantages des filtres FIR

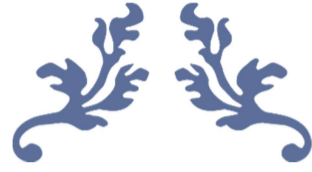
- ❖ Simples à concevoir
- ❖ Muni d'entrée-sortie bornée(BIBO) stable

Filtre FIR peut être assuré d'avoir à phase linéaire. Ceci est une propriété souhaitable pour de nombreuses applications.

1.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu les principaux blocs de base qui constituent le système de communication numérique depuis la source jusqu'à la destination et les phénomènes de propagation. Ces opérations sont nécessaires afin de protéger le signal transmis contre le bruit et l'évanouissement du canal.

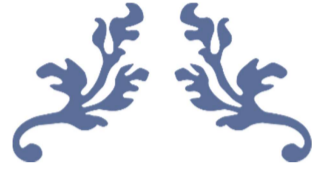
Le signal reçu est toujours perturbé à cause des interférences entre symboles. Donc, il lui faut d'autres opérations de traitement comme le filtrage, l'égalisation, le décodage et la démodulation. Par conséquent, L'élaboration d'un système de communication comporte une multitude de volets. Pour mieux cerner le problème de l'égalisation des canaux, il est important de bien connaître les différents paramètres entourant les systèmes de communication. Nous verrons donc en premier lieu les systèmes de communications d'une façon générale en présentant les différents blocs du système. Par la suite, nous aborderons les principes de bases en communication numérique avec les techniques de modulation et de démodulation. Les différents modèles de canaux de communication seront aussi présentés.



CHAPITRE 1

Généralité sur la transmission
numérique





CHAPITRE 2

Techniques d'égalisation



2.1 Introduction

L'objet de la fonction d'égalisation est de permettre de retrouver à partir de la séquence reçue, présentant de l'interférence entre symboles (IES) introduite par la sélectivité du canal, la séquence émise. Pour retrouver les données émises, il est donc nécessaire de concevoir un récepteur qui élimine les IES. Cette technique est appelée égalisation.

L'origine du terme égalisation se comprend aisément dans le domaine des fréquences, Aspect fréquentiel en l'absence de bruit, l'égaliseur est simplement un filtre inverse dont le rôle est de rendre plate la réponse fréquentielle de l'ensemble canal-égaliseur. Lorsque le canal de transmission est bruité, un simple filtre inverse amplifie considérablement le bruit et un autre critère doit être utilisé mais l'idée intuitive de base reste toujours la même. La figure 2.1 illustre schématiquement le fonctionnement en fréquence (l'échelle verticale représente le log du module des réponses fréquentielles)

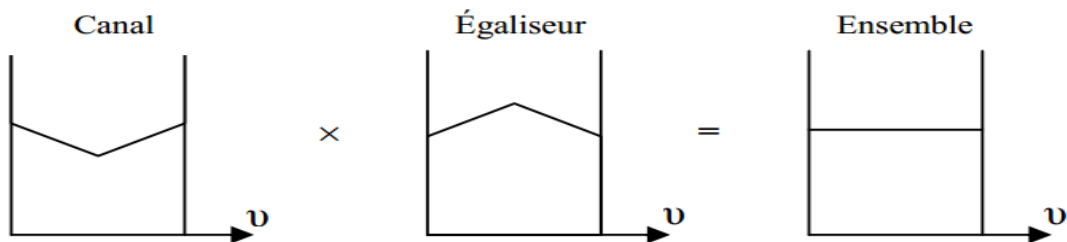


Figure 2.1 : Illustration de l'égalisation spectrale [23].

Aspect temporel : Si la durée de réponse impulsion elle du canal est inférieure à l'écart de temps entre deux symboles consécutifs (T_0), ceux-ci restent temporellement disjoints en sortie du canal de transmission. Dans le cas contraire, on ne peut plus les distinguer simplement les uns des autres : un traitement du signal (égalisation) s'impose.

La figure 2.1 illustre schématiquement ce phénomène d'IES. La suite des valeurs $\{0,1,0,1,0,0,1,0\}$, la figure représente l'entrée $a(t)$ du canal ainsi que sa sortie pour les deux réponses impulsion elle H_1 et H_2 . La réponse H_1 s'étale sur exactement deux fois la durée symboles, elle induit par conséquent des interférences (il n'est plus possible de distinguer les

Différents symboles en sortie d'un canal de réponse H_1). La réponse H_2 quant à elle est juste inférieure à la durée maximale qui permet une transmission sans interférence : les symboles ne se recouvrent pas en sortie d'un filtre de réponse impulsion elle H_2 [23].

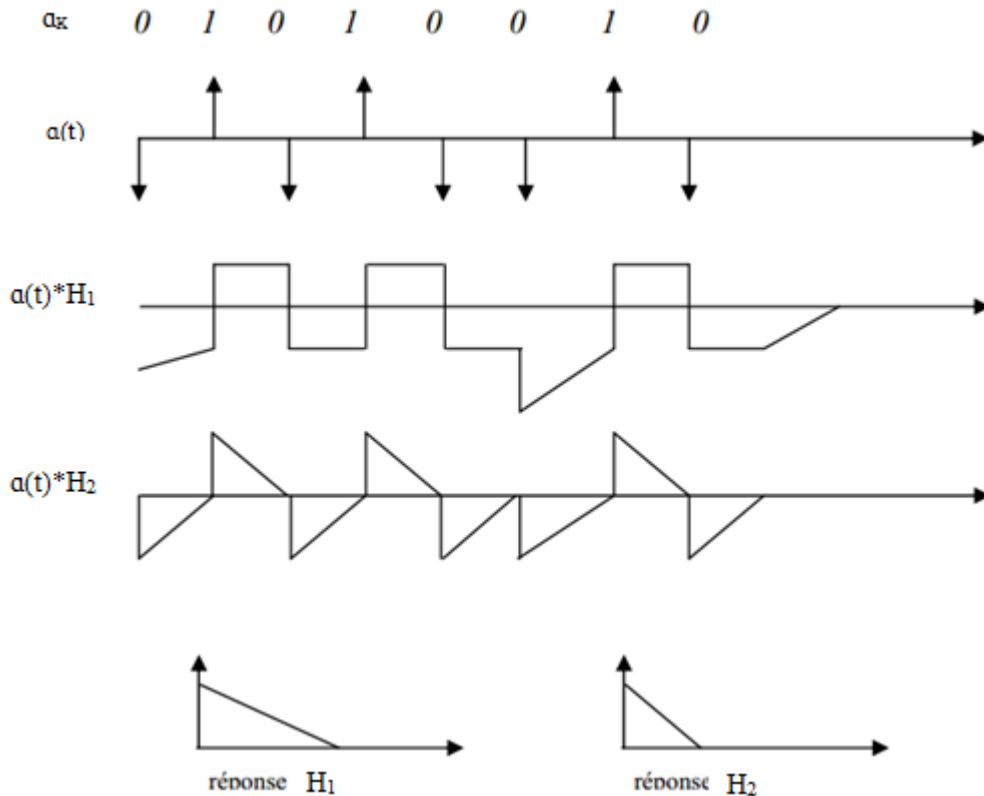


Figure 2.2 : Illustration des interférences temporelles [23].

2.2 Les type d'égaliseurs

Pour combattre l'effet des interférences entre symboles, il existe différents types d'égaliseurs [2,24], linéaire ou non, transverse ou récursif ou une association de deux. Les plus utilisés sont les égaliseurs linéaires transverses, et les égaliseurs à retour de décision [7] DFE pour (Decision feedback equaliser).

L'égalisation linéaire est largement utilisée pour les canaux de type téléphonique. Cependant sur les canaux présentant de sévères distorsions d'amplitude, un égaliseur linéaire donne des résultats assez médiocres du fait qu'il rehausse le bruit aux fréquences présentant de fortes atténuations. Au contraire, le DFE possède des performances proches du récepteur optimal (MLSE) pour (Maximum likelihood séquence estimation) pour une large classe de canaux lorsque le bruit est faible. [25] Les égaliseurs adaptatifs sont mis en place lorsque le canal est variant dans le temps,

l'estimation en performance des coefficients de l'égaliseur grâce à des algorithmes d'adaptation est donc nécessaire. Nous présenterons les deux algorithmes les plus couramment utilisés : le LMS et NLMS et le RLS.

Enfin l'optimalité au sens du maximum de vraisemblance est obtenue par l'algorithme de Viterbi (l'égaliseur MLSE).

Les techniques conventionnelles peuvent être subdivisées en deux catégories (voir Figure 2.3) [26] :

- Linéaire,
- Non linéaire et à retour de décision.

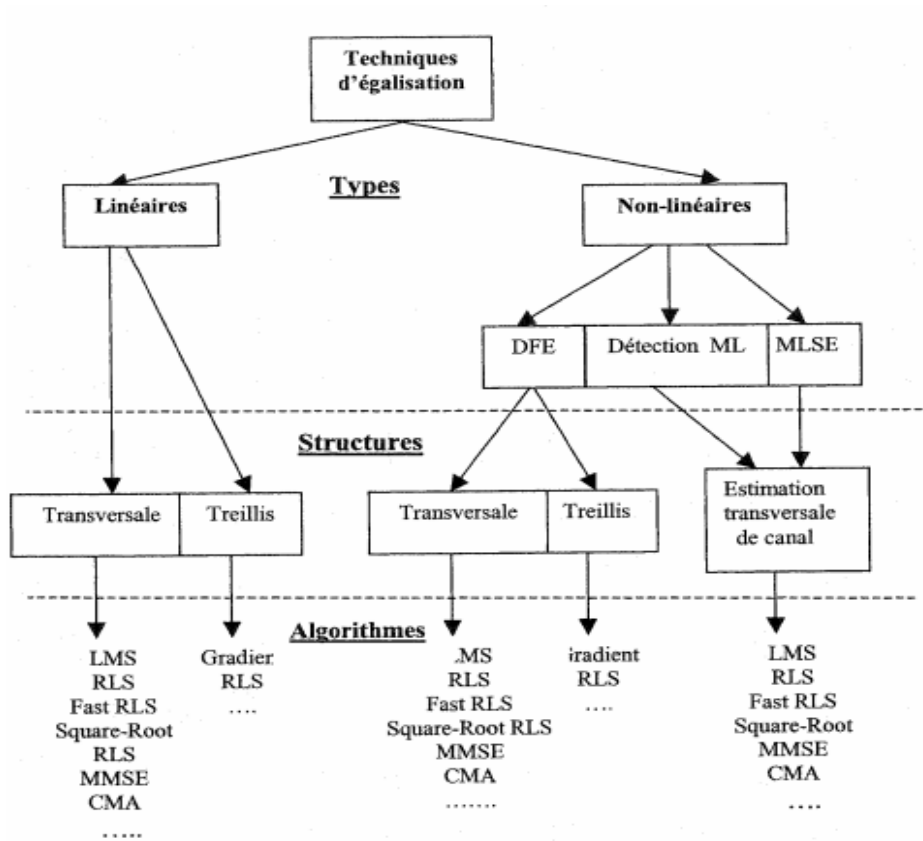


Figure 2.3: Différents techniques d'égalisations [26].

2.3Égaliseur linéaire

Les structures linéaires sont les plus répondues entratement du signal. L'action d'un filtre linéaire est complètement caractérisée par la donnée de sa réponse implusionnelle (réponse à une impulsion de Dirac localisée à l'origine) [23]. La durée (le support) de cette réponse pouvant être à priori quelconque, certainesstructures sont

mieux adaptées que d'autres au problème d'égalisation [23]. Dans ces types de filtres, l'annulation complète de l'IES est souvent impossible si la réponse du canal n'est pas connue à l'avance [20].

La différence entre les égaliseurs linéaires se situe au niveau de leur réalisation pratique et de l'actualisation de leurs coefficients en version adaptative. On trouvera particulièrement : l'égaliseur transverse linéaire et l'égaliseur récursif linéaire [25].

Les égaliseurs transverses linéaires sont les plus utilisés par ce qu'il sont plus simple à mettre en œuvre ; Un égaliseur transverse est réalisé par un filtre numérique à (Réponse Impulsionnelle Finie) RIF[27].

Dans ce type d'égaliseur, la sortie (voir Figure 2.4) est la somme linéaire de la valeur courante et des valeurs passées du signal reçu qui sont respectivement multipliées par les coefficients de l'égaliseur. Cette sortie est échantillonnée à la vitesse de transmission du symbole puis appliquée au bloc décision.

L'égaliseur linéaire compense les distorsions subies par le signal en inversant la fonction de transfert du canal. Il en résulte un renforcement du bruit dans les plages de fréquence où les composantes spectrales du signal sont fortement atténuées, donc, une détérioration du rapport signal/bruit SNR. Par conséquent, ce type d'égaliseur n'est pas efficace sur les canaux à trajets multiples caractérisés par des creux profonds et une forte sélectivité en fréquence.

Dans la catégorie des égaliseurs linéaires on retrouve trois classes : MA (Moyenne ajustée), AR (Auto-Régressif), et ARMA (Combinaison des classes MA et AR).

Un égaliseur de classe MA [28], est un filtre linéaire transversal ou LTE (Linear Transversal Equalizer). C'est un filtre non récursif de (RIF) dont les coefficients sont espacés d'une durée de symbole et sont ajustables suivant la réponse du canal.

Une variante très importante du filtre LTE [28], est le filtre à coefficients espacés d'une fraction de durée de symbole ou FSE (Fractional Spaced Equalizer) dont les propriétés sont semblables à celles du LTE sinon meilleures.

Un égaliseur de la classe AR, est un filtre linéaire de type IIR. Ses coefficients sont espacés d'une durée de symbole. Il est souvent appelé soustracteur d'interférences entre symboles.

Un égaliseur de la classe ARMA est filtre combiné de filtres RIF et IIR. Les égaliseurs de cette classe sont très utilisés dans le design des récepteurs en communication sans fil.

2.3.1 Égaliseur linéaire de type LTE

La figure 2.4 illustre ce type d'égaliseur. Si y_k est la valeur discrète complexe du signal à l'entrée de l'égaliseur et c_n est la valeur complexe à l'instant k du coefficient de rang n , alors la valeur complexe de la sortie Z_k de l'égaliseur est donnée par [29,30] :

$$Z_k = \sum_{n=-N}^{M-1} C_n y_{k-n} \quad (2.1)$$

Où les coefficients c_{-N} à c_{-1} constituent ce qu'on appelle la partie non-causale et les coefficients c_0 à c_{M-1} constituent la partie causale ; Le coefficient C_0 est appelé coefficient central. La partie non causale sert à combattre l'ISI venant des symboles futurs traversant le canal et la partie causale sert à éliminer l'ISI émanant des symboles passés.

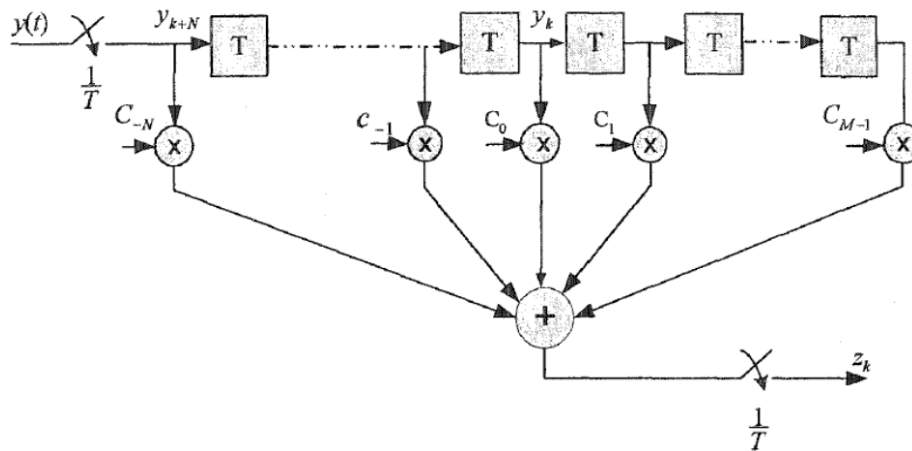


Figure 2.4: Égaliseur linéaire de type LTE [29].

2.3.2. Forçage à zéro (Zéro forcing (ZF))

Ce type d'adaptation a été développé par Lucky [28], [31,32], la réponse impulsionnelle du canal égaliseur est donnée par l'expression suivante :

$$h(k) = \sum_i C_i x(k-i) \quad (2.2)$$

Où c_i les coefficients de l'égaliseur et $x(k-i)$ les échantillons de la réponse du canal. Pour un canal dont la réponse est limitée à L échantillons et un égaliseur à N

coefficients, la somme dans l'équation 2.2 comprend $N+L-1$ terme. En introduisant cette notation, la sortie de

L'égaliseur s'écrit :

$$y(k) = h_0 a(k) + \sum_{i \neq 0} h_i a(k-i) + n(k) \quad (2.3)$$

Où $a(k)$ et $a(k-i)$ sont respectivement les bits transmis à l'instant k et $k-i$. Le premier terme de l'équation ci-dessus représente le signal utile, le deuxième est l'interférence entre symboles et le troisième terme est le bruit en sortie de l'égaliseur. Le but de cet algorithme est de forcer h_0 à 1 et chaque coefficient h_i ($i \neq 0$) annule l'échantillon h_i de ISI. L'ajustement des coefficients de l'égaliseur par l'algorithme de forçage à zéro est donné par :

$$C_i(k+1) = C_i(k) - \mu_c a^*(k-i) e(k) \quad (2.4)$$

Où μ_c et $a^*(k-i)$ sont respectivement le pas de l'algorithme le conjugué de $a(k-i)$. D'après Lucky, cet algorithme peut être simplifié en n'utilisant que les signes des arguments :

$$C_i(k+1) = C_i(k) - \mu_c \text{sgn}(a^*(k-i) \text{sgn}(e(k))) \quad (2.5)$$

Cet algorithme est utilisé dans les applications pratiques, notamment dans le domaine des communications sans fil. Mais il présente deux inconvénients : il n'est pas basé sur une analyse mathématique rigoureuse car il provoque un problème de convergence pour les canaux d'évanouissements profonds et il ne minimise pas le rapport signal à bruit [33, 30,31].

2.4 Égaliseur non linéaire

Les égaliseurs non linéaires sont utilisés dans des applications où la réponse impulsionnelle du canal est à forte distorsion. Ce type d'égaliseur est connu aussi sous le nom d'égaliseur récursif avec décision dans la boucle.

Les égaliseurs linéaires sont efficaces dans les canaux lorsque les IES ne sont pas très sévères. Une forte augmentation des IES influe directement sur les caractéristiques spectrales et non seulement sur l'étalement temporel causé par les interférences [34]. Les égaliseurs non linéaires sont utilisées lorsque des sévères distorsions du canal ne peuvent être traité par les égaliseurs linéaires. Pour compenser les distorsions, les

égaliseurs linéaires tentent d'amplifier le canal notamment les zones faiblement passantes, alors que le bruit est important dans ces fréquences[35].

2.4.1 Egaliseur à retour de décision

Il s'agit ici de prolonger l'idée d'avoir un égaliseur piloté par les décisions, ce qui permet d'éviter une répétition de séquences d'apprentissage, tout en utilisant une structure récursive. Cette structure récursive permet d'obtenir des filtres de réponse impulsionnelle longue à l'aide d'un petit nombre de coefficients. [36]

Le DFE (Decision Feedback Equalizer) présenté par la figure 2.5 est constitué de deux filtres: un filtre direct et un filtre retour. A la sortie du canal, les échantillons y_k reçus par le filtre direct qui tente de supprimer l'interférence entre symbole due aux symboles postérieurs. L'entrée du filtre retour est constituée par les décisions y_k). Le rôle du filtre retour est donc éliminer l'interférence entre symbole causée par les symboles antérieurs.

Un égaliseur à retour de décision est constitué d'un filtre transversal direct (Filtre avant à N coefficients) et d'un filtre transversal récursif (Filtre arrière à N coefficients) dont les entrées sont les symboles décidés antérieurement.

L'égaliseur tient compte de la nature spécifique du canal et de ses imperfections. Il est surtout utilisé pour les canaux à forte distorsion et pour lesquels le spectre a un grand creux.

La sortie y_k de l'égaliseur à décision dans la boucle DFE s'écrit alors sous la forme [37].

$$y_k = \sum_n C_n X_{k-n} + \sum_n D_n \hat{a}_{k-n} \quad (2.6)$$

Avec: $x(k)$ est le signal à l'entrée de l'égaliseur.

$y(k)$ est le signal avant décision.

$\hat{a}(k)$ est le signal après décision.

C_n coefficients avants de l'égaliseur à retour d'état.

D_n coefficients arrières de l'égaliseur à retour d'état.

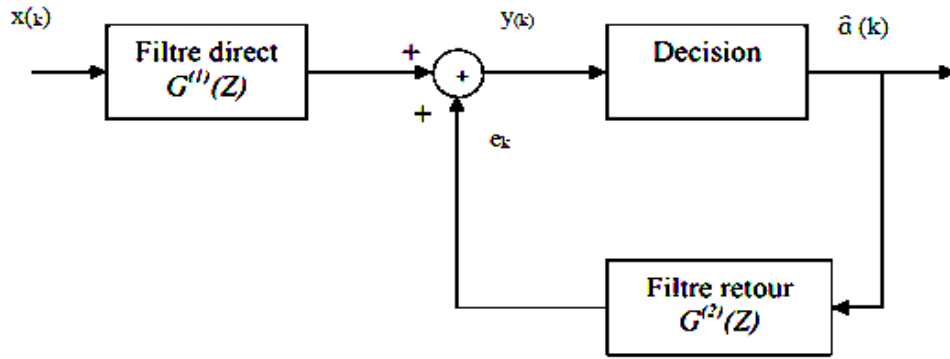


Figure 2.5 : Exemple d'un égaliseur non linéaire à retour de décision (DFE) [36].

L'égalisation de type DFE comporte une partie réursive (retranchant l'IES des symboles passés) et une partie transversale. Elle est plus simple à mettre en œuvre qu'un détecteur et demande moins de temps.

2.4.2 Égaliseur au maximum de vraisemblance MLSE

Lorsque la durée de la réponse impulsionnelle du canal de transmission n'excède pas quelques durées symboles, il est techniquement possible de réaliser l'estimateur optimale (qui minimise la probabilité d'erreur) [23].

Le MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation) est un égaliseur optimal utilisé lorsque le canal possède une mémoire. Il estime et détecte la séquence de symboles émis la plus vraisemblable à partir du signal reçu et de l'estimation (ou la connaissance) du canal. Un algorithme est donc nécessaire pour faire ce calcul (reconstitution la séquence de symboles, en exploitant l'interdépendance des données reçues, et en maximisant la vraisemblance). Cet algorithme a été proposé par Viterbi.

Deux difficultés importantes sont liées à l'utilisation de cet algorithme: la première est que l'algorithme de Viterbi ne fonctionne de manière optimale que si le bruit est blanc et gaussien (Un filtre adapté blanchissant peut être mis en place mais ceci n'est pas possible puisque le canal de transmission est inconnu, il doit être estimé ou estimé de manière adaptative si le canal est non stationnaire) [23]. La deuxième difficulté s'avère lorsque l'étalement temporel de canal est important, ce qui va automatiquement augmenter la complexité des calculs des algorithmes [38]. Pour remédier à ces problèmes, des structures mixtes peuvent être envisagées qui comportent une égalisation partielle et un détecteur de Viterbi. Il est possible de réduire la durée de

la réponse de canal à l'aide d'un filtrage simple (égalisation partielle) et utilise un filtre qui travaille en utilisant deux échantillons par durée symbole pour pouvoir approcher le filtre adapté blanchissant [23].

L'objectif de MLSE est de tester les séquences possibles des symboles et de choisir la séquence qui a une probabilité maximale de sortie. Un MLSE est utilisé particulièrement quand le délai du canal est élevé. Cette méthode est implémentée par l'algorithme de Viterbi [27,39].

Le schéma fonctionnel d'un récepteur de MLSE basé sur le DFE (boucle de décision) est donné à la Figure 2.6. Le MLSE exige la connaissance des caractéristiques de canal afin de calculer la métrique pour prendre la décision exacte. Le MLSE exige également la connaissance de la distribution statistique du bruit altérant le signal. Ainsi, la distribution de probabilité du bruit détermine la forme de la métrique pour la démodulation optimale du signal reçu.

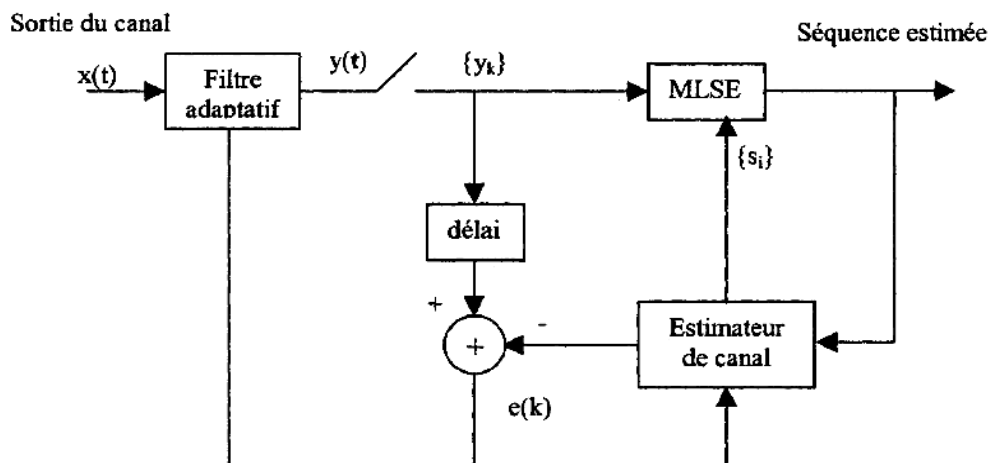


Figure 2.6: L'algorithme MLSE dans le circuit de réception [27].

2.5 Égaliseurs adaptatifs

Du fait de sa variation temporelle, les caractéristiques du canal HF sont inconnues au niveau du récepteur. Il est donc nécessaire d'utiliser un algorithme d'adaptation pour que l'égaliseur puisse évoluer en fonction du canal. Ce type d'égalisation est appelé égalisation adaptative. dans ce paragraphe nous allons présenter deux algorithmes qui permettent d'ajuster automatiquement les coefficients de l'égaliseur de manière à s'adapter aux variations temporelles du canal.

Ces algorithmes (qui s'appellent aussi les algorithmes de minimisation) sont: l'algorithme du gradient stochastique et l'algorithme de Newton stochastique. Le premier a pour lui sa simplicité de mise en œuvre, le second sa bonne rapidité de convergence initiale. Lors de la construction d'un algorithme de filtrage adaptatif des données (algorithmes de minimisation), il est nécessaire de bien dissocier deux points : [23]

1- la structure du filtre utilisé d'une part (structure transverse à réponse impulsion elle finie, structure récursive avec ou sans décision dans la boucle de retour,...)

2- le type d'algorithme utilisé pour adapter les paramètres de cette structure d'autre part.

Jusqu'à présent on a supposé que la réponse impulsion elle du canal est connue et stationnaire, ceci n'est pas toujours vrai car le canal réel varie dans le temps. Dans ce cas le récepteur doit s'adapter continuellement aux changements du canal et par conséquent le filtre égaliseur. Le principe utilisé dans une égalisation adaptative consiste à ajuster les coefficients filtre vers des valeurs optimales suivant un algorithme basé sur les valeurs des données du reçues à l'entrée de l'égaliseur et sur la valeur de l'erreur instantanée qui minimise une fonction de coût.

Les algorithmes les plus couramment utilisés sont le gradient stochastique et le gradient de Newton. Ce dernier est connu par sa rapidité de convergence vers la solution optimale. Toute la question est de choisir un algorithme et une fonction coût ; La fonction de coût la plus connue est l'erreur quadratique moyenne EQM et l'algorithme qui lui correspond est l'algorithme LMS. Cette fonction est définie comme suit [28], [39,40].

$$J(C) = E \{ |e_k(C)|^2 \} \quad (2.7)$$

Où $e_k(C)$ est l'erreur à l'instant k dépendant du vecteur C de coefficients du filtre adaptatif. E exprime l'opérateur de l'espérance.

L'erreur s'écrit:

$$e_k(C) = a_k - Z_k(C) \quad (2.8)$$

Où $Z_k(C)$ est la sortie de l'égaliseur et a_k le symbole transmis à l'instant k .

Mais le symbole a_k émis par le transmetteur doit être aussi connu par le récepteur. Pour ce la une séquence de données connues et par le récepteur et par le transmetteur, appelée séquence d'apprentissage (Training Séquence) est utilisée pour adapter les coefficients de l'égaliseur à fin d'amener celui-ci à converger vers une solution optimale. Cette approche suppose aussi que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés.

Quand la séquence d'apprentissage est finie le système bascule vers un autre mode connu sous le nom décision directe (Decision Directed), [40,41] qui permet de suivre les petites variations dans le canal.

À partir de ce moment-là, les premiers symboles de données peuvent être envoyés par le transmetteur au récepteur et l'équation (2-10) devient :

$$e_k(C) = \hat{a}_k - z_k(C) \quad (2.9)$$

Où \hat{a}_k représente la valeur décidée vis à vis du symbole émis a_k , qui en général est correcte avec une probabilité d'erreur de 10^{-2} . Les algorithmes adaptatifs les plus connus qui utilisent cette forme de fonction de coût sont le LMS et le RLS. Le premier est simple à réaliser mais converge lentement par contre le deuxième est complexe à réaliser mais converge plus vite.

2.6 Méthodes et algorithmes

La conception de l'égaliseur dépend de la réponse à l'impulsion du canal. Dans la pratique ni le bruit ni la réponse du canal ne sont connus. C'est pourquoi on est contraint d'utiliser un égaliseur qui s'adapte automatiquement et qui s'ajuste avec les variations du canal de transmission.

Un filtrage adaptatif est nécessaire quand il faut réaliser, simuler ou modéliser un système avec une composante qui varie dans le temps (comme c'est le cas du canal dans notre étude), ce sont Lucky [2] qui ont été le premier à proposer un algorithme automatique d'égalisation. Ainsi les coefficients s'ajustent pour compenser ces variations. Cet ajustement des coefficients est défini par un critère d'optimisation et réalisé suivant un algorithme d'adaptation, est déterminé en fonction de l'application.

Les coefficients sont ajustés selon l'algorithme en vue de minimiser soit l'erreur ; soit l'erreur quadratique moyenne associée à l'algorithme du gradient. Cette dernière est le résultat de la différence entre la sortie du détecteur (en général, appelée : Signal désiré et noté \hat{a}_k) et son entrée y_k . De cette façon, l'erreur e_k est égale à : $\hat{a}_k - y_k$ (Figure 2.5).

Les algorithmes d'adaptation utilisent e_k pour minimiser la fonction du coût et générer à chaque fois de façon itérative de nouveaux coefficients. Ce processus est répété rapidement en maintenant la convergence de l'égaliseur jusqu'à ce que l'erreur devienne la plus petite possible et ce par différentes techniques d'optimisation (Exemple : la méthode du gradient).

En général, l'égalisation classique utilise la plus commune des fonctions de coût qui est l'erreur moyenne quadratique (MSE : Mean square Error), c'est la plus importante mesure et c'est la somme des puissances de l'IES et du bruit. Donc minimiser la MSE revient à réduire la probabilité d'erreur de bit,

$$e_k = \hat{a}_k - y_k \quad (2.10)$$

$$\text{MSE} = E[|e(k)|^2] \quad (2.11)$$

$$\text{MSE} = E[e(k) \cdot e^*(k)] \quad (2.12)$$

La performance de l'algorithme employé pour contrôler l'égaliseur est déterminée par différents facteurs qui doivent satisfaire quatre conditions de base :

- converger assez rapidement vu le nombre d'itérations qu'exige l'algorithme pour converger vers le point optimum, et s'ajuster rapidement à des variations

Temporelles assez rapides du canal de propagation, converger vers une solution rapportant l'exécution adéquate d'égalisation (Une MSE la plus petite possible),

- avoir un volume des calculs et une complexité acceptables,
- être stable, c'est à dire, que l'algorithme ne doit avoir aucun comportement pouvant interrompre la démodulation appropriée du signal reçu. Le choix de l'algorithme d'adaptation dépend des caractéristiques du canal et de la vitesse de transmission du système.

Ainsi, les algorithmes sont repartis en trois classes :

1. Les algorithmes basés sur le concept du gradient stochastique,
2. Les algorithmes rapides qui exploitent des propriétés de la matrice de la covariance de signal d'entrée afin d'accélérer la convergence,
3. Les algorithmes de bloc qui reçoivent des données, calculent une solution ou une mise à jour, et par la suite envoient la solution ou la mise à jour au filtre de l'égaliseur. Chacune de ces trois approches a une application pratique [35]. En particulier,

L'approche de bloc convient aux applications où le canal est inconnu mais ne change pas beaucoup. Les algorithmes rapides sont attrayants dans les applications où la saisie initiale du signal doit être très rapide et/ou les changements de canal de propagation sont

fréquents et rapides. Cependant, de tels algorithmes posent des problèmes numériques de stabilité.

Les égaliseurs les plus pratiques utilisent une certaine version de l'algorithme de gradient stochastique. Ils représentent un compromis raisonnable entre la complexité de calcul, la robustesse numérique (c'est à dire la stabilité) et la vitesse de convergence de l'algorithme.

2.6.1 Types d'algorithmes adaptatifs [31]

Les algorithmes représentés dans la figure 2.5 incluent les gradients et les variantes de l'algorithme LMS ; les méthodes des moindres carrés récursives, la racine carrée conventionnelle, Treillis, et les formes des filtres rapides et transversales le domaine de fréquence, le domaine transformé, et les approches sous bande, et les algorithmes de projection rapides.

La conception de la fonctionnalité adaptative d'un filtre commence par des spécifications avec lesquelles les algorithmes sont inclus dans la mise à jour des coefficients. Une taxonomie des algorithmes de filtrage adaptatif a été développée. Ce graphe connexe dépeint tous les algorithmes choisis pour l'implémentation. Les nœuds du côté droit contiennent les algorithmes du gradient stochastique et les méthodes relatives, tandis que les nœuds du côté gauche sont des méthodes déterministes (projection et moindres carrés).

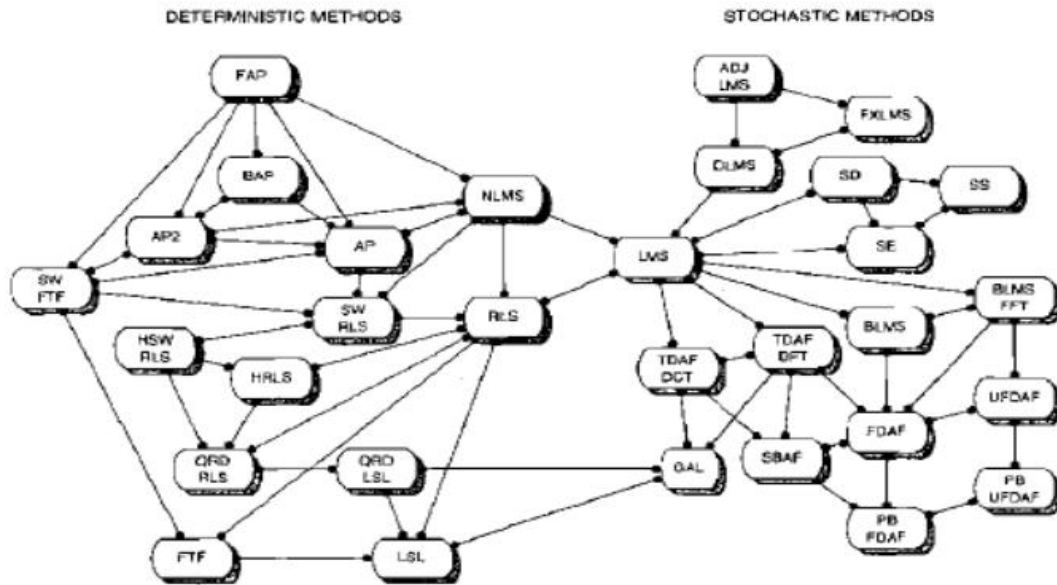


Figure 2.7 : Catégorisation d'algorithmes adaptatifs [31]

Les liens entre les méthodes indiquent des similitudes entre les paires d'algorithmes soit en termes de structure d'exécution ou en fonction de coût. Cette taxonomie a un certain nombre de points intéressants :

Les algorithmes les plus populaires et qui sont employés couramment sont : LMS, RLS, et NLMS. Ils sont situés au centre et ont de nombreux liens aux méthodes relatives. La plupart des algorithmes particuliers tels que le FTF et le FAP incluent le LMS et deviennent hybrides. Il y a deux classes distinctes des algorithmes adaptatifs (méthodes stochastiques et déterministes) avec relativement peu de liens entre eux. Dans ces algorithmes les classes sont des groupes d'algorithmes qui sont semblables dans l'implémentation ou dans les principes à la base de leurs dérivations.

2.6.2 Méthodes stochastiques

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

La version de base du LMS est un cas spécial du filtre adaptatif du gradient descendant (Steeple's Descente) bien connu. Le but de cette technique est de réduire au

minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale. De la méthode de gradient descendant, le vecteur de poids d'égalisation est donné par l'équation suivante :

$$h(n+1) = h(n) + 1/2 \mu [-\nabla(E(e^2(n)))] \quad (2.13)$$

Où :

μ est un paramètre crucial affectant la stabilité et le taux de convergence de l'algorithme LMS. Il représente le pas de descente de l'algorithme. Avec ξ l'erreur quadratique moyenne entre la sortie $\hat{y}(n)$ et le signal de référence $x(n)$; elle est donnée par la formule suivante :

$$\xi = E\{|e(n)|^2\} = E\{|x^*(n) - h^T y(n)|^2\} \quad (2.14)$$

Où

$$e(n) = x(n) - \hat{X}(n) \quad (2.15)$$

$$\hat{X}(n) = h^T y(n) \leftrightarrow \hat{X}(n) = y^T(n) h \quad (2.16)$$

Le vecteur gradient est donné par:

$$\nabla = -2\Phi_{yx} + 2\Phi_{yy}h \quad (2.17)$$

Dans la méthode du gradient descendant, le plus gros problème est le calcul implique dans la recherche des valeurs Φ_{yy} et Φ_{yx} des matrices en temps réel. Pour y remédier, l'algorithme LMS utilise les valeurs instantanées des matrices de covariance Φ_{yy} et Φ_{yx} au lieu de leurs valeurs réelles c'est-à-dire

$$\Phi_{yy} = E[y(n)y^T(n)] \quad (2.18)$$

$$\Phi_{yx} = E[y(n)x^*(n)] \quad (2.19)$$

Par conséquent, la mise à jour du vecteur de poids d'égalisation peut être donnée par l'équation suivante :

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n)[x^*(n) - y^T(n)h(n)] \quad (2.20)$$

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n)e(n) \quad (2.21)$$

L'algorithme LMS est engagé à démarrer avec une valeur arbitraire $h(0)$ pour le vecteur de poids à $n = 0$. Les rectifications successives du vecteur de poids finalement conduisent à la valeur minimale de l'erreur quadratique moyenne. Par conséquent, l'algorithme LMS peut se résumer par ces équations :

Initialiser avec :

$$H(0) = 0$$

Pour toute séquence $n = 1, 2, \dots$ faire :

$$\hat{X}(n) = h^T(n-1) y(n)$$

$$e(n) = x(n) - \hat{X}(n)$$

$$h(n) = h(n-1) + 2\mu y(n) e(n)$$

Convergence et stabilité de l'algorithme LMS : L'algorithme LMS engagé avec certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence :

Si μ est choisie pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Une grande valeur de μ peut conduire à une accélération de convergence, mais peut-être moins stable, autour de la valeur minimale. Habituellement μ est choisie dans la marge [41,1]

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.22)$$

Où λ_{\max} représente la valeur propre maximale de la matrice d'auto corrélation Φ_{yy} . La convergence de l'algorithme est inversement proportionnelle à la propagation des valeurs propres de la matrice d'auto corrélation Φ_{yy} . Pour des valeurs propres de Φ_{yy} qui sont très répandues, la convergence peut être lente.

2.6.3 Algorithme NLMS

Le principal inconvénient de l'algorithme LMS est qu'il est sensible à l'échelle de son entrée $y(n)$. Cela rend très difficile de choisir un taux d'apprentissage μ qui garantit la stabilité de l'algorithme. L'algorithme (Normalized Least Mean Squares) filtre (NLMS) est une variante de l'algorithme LMS qui permet de résoudre ce problème sans employer les évaluations de la fonction d'autocorrection de signal d'entrée. L'algorithme NLMS peut-être résumé comme suit :

L'équation de mise à jour est :

$$h(n+1) = h(n) + \mu y(n) e^*(n) \quad (2.23)$$

Initialisation :

$$h(0) = 0 \quad (2.24)$$

Calcul :

$$y(n) = [y(n) \ y(n-1) \dots \ y(n-N+1)] \quad (2.25)$$

$$e(n) = x^*(n) - \hat{X}(n) \quad (2.26)$$

$$\hat{X}(n) = h^T y(n) \quad (2.27)$$

$$h(n+1) = h(n) + (\mu^* y(n) e^*(n)) / (a + y(n) y^H(n)) \quad (2.28)$$

Où $y(n)^H$ désigne la matrice Hermitienne transposée de la matrice $y(n)$

$$\mu = \mu^* / (a + y(n) y^H(n)) \quad 0 < \mu^* < 2 \text{ et } a \geq 0 \quad (2.29)$$

Le NLMS converge beaucoup plus rapidement que le LMS. Dans quelques applications, la normalisation est universelle. L'effet de grandes fluctuations au niveau de la puissance du signal d'entrée est compensé au niveau de l'adaptation, ainsi l'effet de la grande longueur de vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille des étapes de l'algorithme [30,31].

2.6.4 Algorithme RLS

Sachant que les propriétés statistiques nous sont inconnues, on ne va pas chercher à minimiser $E[e^2(n)]$ mais une somme finie d'erreur donnée au carré par

$$\xi = \sum_{k=0}^n (x(k) - \hat{X}(k))^2 \quad (2.30)$$

Quand cette fonction de coût est minimisée en utilisant une réponse impulsionnelle $h(n)$ associée à $\hat{X}(n)$, on obtient l'estimée des moindres carrés. La réponse impulsionnelle est donc fonction des échantillons disponibles et non pas d'une moyenne statistique générale. Par analogie avec Wiener, elle est donnée par la relation :

$$R_{yy}(n) h(n) = r_{yx}(n) \quad (2.31)$$

Où

$$R_{yy}(n) = \sum_{k=0}^n y(k) y^T(k) \quad (2.32)$$

Et

$$R_{yx}(n) = \sum_{k=0}^n y(k)x(k) \quad (2.33)$$

La réponse impulsion elle du filtre est donc à modifier à chaque nouvel échantillon. Pour limiter la taille du calcul, on passe par une équation récursive :

$$h(n) = h(n-1) + k(n) e(n) \quad (2.34)$$

Où le vecteur du gain :

$$K(n) = \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n)}{(1 + y^T(n)R_{yy}^{-1}(n-1)y(n))} \quad (2.35)$$

$$e(n) = x(n) - h^T(n-1) y(n) \quad (2.36)$$

Et

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - k(n) y^T(n) R_{yy}^{-1}(n-1) \quad (2.37)$$

$$R_{yy}^{-1}(n) = R_{yy}^{-1}(n-1) - \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n) y^T(n) R_{yy}^{-1}(n-1)}{(1 + y^T(n) R_{yy}^{-1}(n-1) y(n))}$$

Ces équations sont connues sous le nom de l'algorithme RLS [30,31]. Le détail de cet algorithme est donné ci-dessous.

Initialiser avec :

$$R_{yy}(0) = \frac{1}{\delta} I_N. \delta \text{ est un nombre positif et petit}$$

$$h(0) = 0$$

Pour toute séquence $n = 1, 2, \dots$ faire

$$\hat{X}(n) = h^T(n-1) y(n)$$

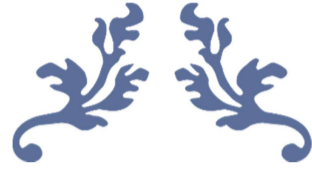
$$e(n) = x(n) - \hat{X}(n)$$

$$R_{yy}^{-1}(n) = \frac{1}{\alpha} \left\{ R_{yy}^{-1}(n-1) - \frac{R_{yy}^{-1}(n-1)y(n) y^T(n) R_{yy}^{-1}(n-1)}{(1 + y^T(n) R_{yy}^{-1}(n-1) y(n))} \right\}$$

$$h(n) = h(n-1) + R_{yy}^{-1}(n) y(n) e(n)$$

2.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques d'égalisation des canaux de communications numériques classiques constitués d'une paire émetteur- récepteur SISO (Single input Single Output). Le message transmis subit d'une distorsion qui se traduit d'une mauvaise traduction au niveau du récepteur ce qui a pour résultat un autre message différent que celui transmis. Cette distorsion (l'interférence entre symboles) se produit lors la transmission du signal dans un canal nous avons également mis en évidence certaines structures d'égaliseurs les plus commun est els que l'égaliseur linéaire) LTF, l'égaliseur par Forçage à zéro ZF et l'Égaliseur non linéaire à retour de décision (DFE)et L'égaliseur (MLSE)On après entéaussiles Méthodes et algorithmes d'adaptations les plus populaires à savoir les algorithmes LMS, NLMS et RLS Ces algorithmes adaptatifs sont utiles lorsque le canal est variant dans le temps.



CHAPITRE 3

Simulation des égaliseurs



3.1 Introduction

Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle des systèmes. Simulink est intégré à MATLAB.

Dans ce chapitre on présente les résultats de simulations des égaliseurs linéaire et non linéaire à savoir ; l'égaliseur transversal linéaire (Linear Transversal Equaliser (LTE)) et l'égaliseur non linéaire à retour de décision (Decision Feedback Equaliser (DFE)). Les égaliseurs seront testés pour des canaux de transmission, linéaire et non linéaire, en considérant des modulations numériques a plusieurs états M-QAM, sous des rapports signal sur bruit de 40dB et de 20 dB. Les performances des égaliseurs étudiés seront présentées en termes de constellations des symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate), en sorties des égaliseurs.

3.2 Principe des simulations

Dans ce qui suit les simulations sont présentées pour illustrer les performances des deux égaliseurs : linéaire LTE et non linéaire DFE pour les algorithmes LMS, RLS, en utilisant le logiciel de simulation MATLAB SIMULINK. Ces performances seront présentées pour différent canaux de communication numériques linéaires et non linéaires.

- Le rapport signal sur bruit SNR=40, 20, dB
- Modulation 4-QAM
- Modulation 16-QAM
- Modulation 32 QAM

On génère un signal aléatoire 16-QAM de 1000 échantillons modulé en modulation de quadrature QAM a plusieurs états ce signal va être déformé avec les interférences dues au canal, on y ajoute du bruit à la sortie du canal pour bien modéliser ces effets. Le rôle de l'égaliseur est de reconstituer les symboles transmis en se basant sur les symboles reçues a son entrée. Deux égaliseurs seront considérés : l'égaliseur linéaire et non linéaire adaptés avec les algorithmes LMS et RLS.

3.3 Types de canaux de transmission utilisés

Dans les simulations des égaliseurs, on considère deux types de canaux de transmission linéaire et non linéaire.

3.3.1 Modèle du canal de transmission linéaire

Le canal linéaire est modélisé par un bloc de filtrage numérique de type FIR avec une fonction de transfert tous zéros qui mis en évidence les problèmes du canal tels que les multi trajets, les problèmes d'interférence entre symboles (ISI).

Les coefficients de la fonction des transferts du filtre numérique sont donné dans le plans Z par :

$$H= 1- 0.3Z^{-1} + 0.1 Z^{-2}+0.2j Z^{-3}$$

Le bloc peut aussi implémenter des coefficients variables dans le temps. Le bloc, canal AWGN ajoute du bruit blanc gaussien à un signal d'entrée réel ou complexe. Lorsque le signal d'entrée est réel, ce bloc ajoute du bruit gaussien réel et produit un signal de sortie réel. Lorsque le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute du bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe. Ce canal est illustré par les blocs de la figure suivante.

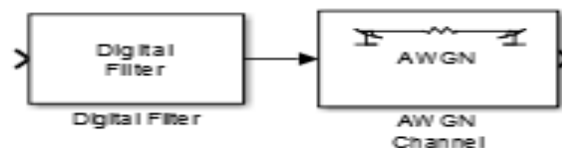


Figure 3.1:Modèle du canal linéaire

3.3.2 Modèle du canal de transmission non linéaire

Un canal non linéaire est composé d'un canal linéaire à comme décrit au paragraphe précédent, suivi d'une non linéarité, ce modèle est représenté par la figure 3.2.

Les non linéarités peuvent être engendrées par les amplificateurs de puissance du qui travaillent souvent dans la zone de saturation pour avoir un rendement maximal.

Le bloc d'évaluation polynomiale (poly val) applique une fonction non linéaire de type polynomiale à coefficients constants sont [0.001.8.001], les paramètres des blocs AWGN et filtre numérique restent inchangé.

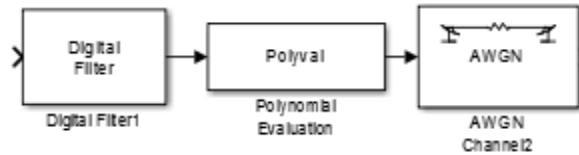


Figure 3.2 : Modèle du canal non linéaire

3.4 Effets des distorsions dues canaux de transmission

On ajoute le bruit à la sortie de canal linéaire et on observe son effet sur les symboles transmis pour différents valeurs du rapport signal sur bruit (Signal to noise ratio (SNR)).

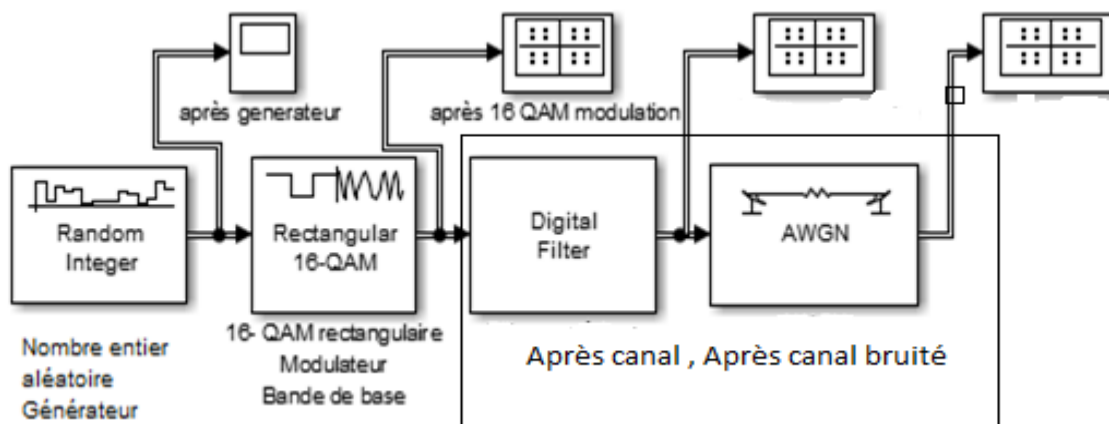
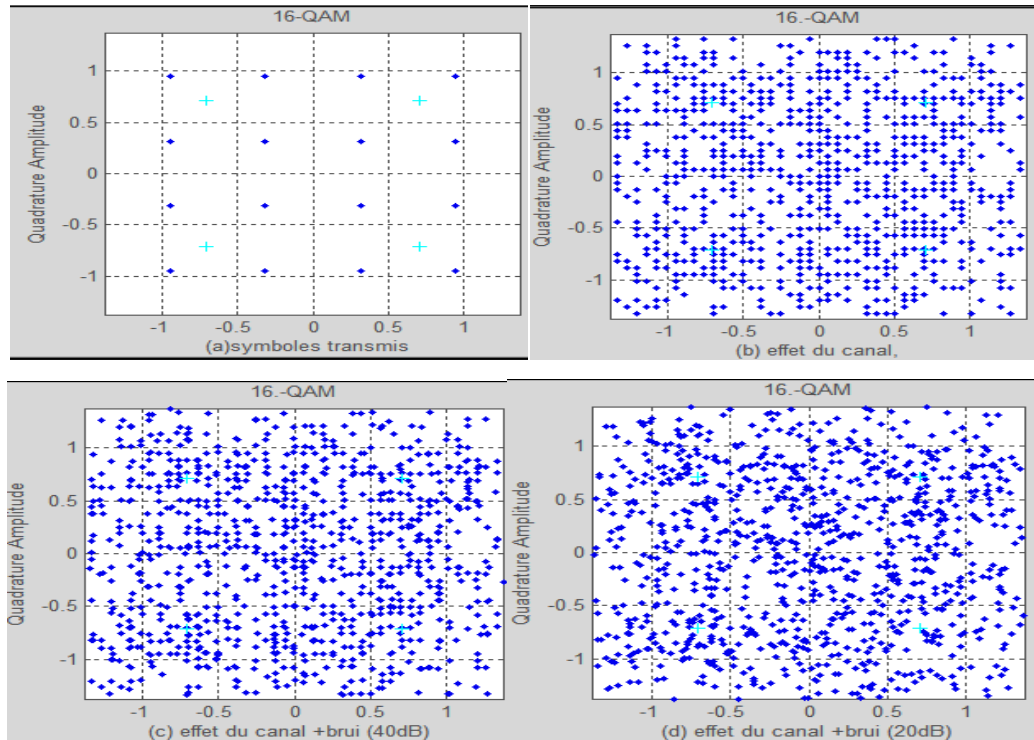


Figure 3.3 : Transmission du signal 4-QAM à travers un canal linéaire avec bruit gaussien AWGN

Dans un système de communications, les symboles transmis par la source subissent diverses distorsions avant d'atteindre leur destination. Ces distorsions sont dues aux effets de la propagation des signaux dans le média (chemin multiple ou multipath, évanouissement ou fading, etc.), par les non linéarités de certaines composantes électroniques (saturation des amplificateurs, etc.) et par les bruits (thermiques, électriques, électromagnétique, etc.).

Le message transmis subit d'une distorsion qui se traduit d'une mauvaise traduction au niveau du récepteur ce qui en résulte par un message différent que celui transmis. Ces distorsions

nécessitent une procédure de compensation au niveau du récepteur une telle procédure est dite égalisation.



La figure 3.4 : Les effets du canal linéaire sur les symboles 4-QAM : (a) symboles transmis (b) effet du canal, (c) effet du canal +brui (40dB), (d) effet du canal +brui (20dB)

Figure à insérer

L'effet des interférences entre symboles ni par le bruit additif. Les symboles reçus sont complètement distordus par l'effet du canal et du bruit cette distorsion augmente d'avantage pour les faibles valeurs du signal sur bruit SNR.

Le nuage du bruit augmente et se condense plus pour les faibles SNR la distinction entre les différents symboles devient impossible et l'utilisation d'un moyen de correction s'impose fortement.

De ce fait, des égaliseurs basés sur des méthodes diverses doivent être utilisés afin de corriger les distorsions causées par le canal linéaire et non linéaire. Nous étudierons : l'égaliseur linéaire transversal LTE et l'égaliseur à retour de décision (DFE).

3.5 Implémentation de l'égaliseur linéaire LMS sous Simulink

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur linéaire adapté avec l'algorithme LMS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 4-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

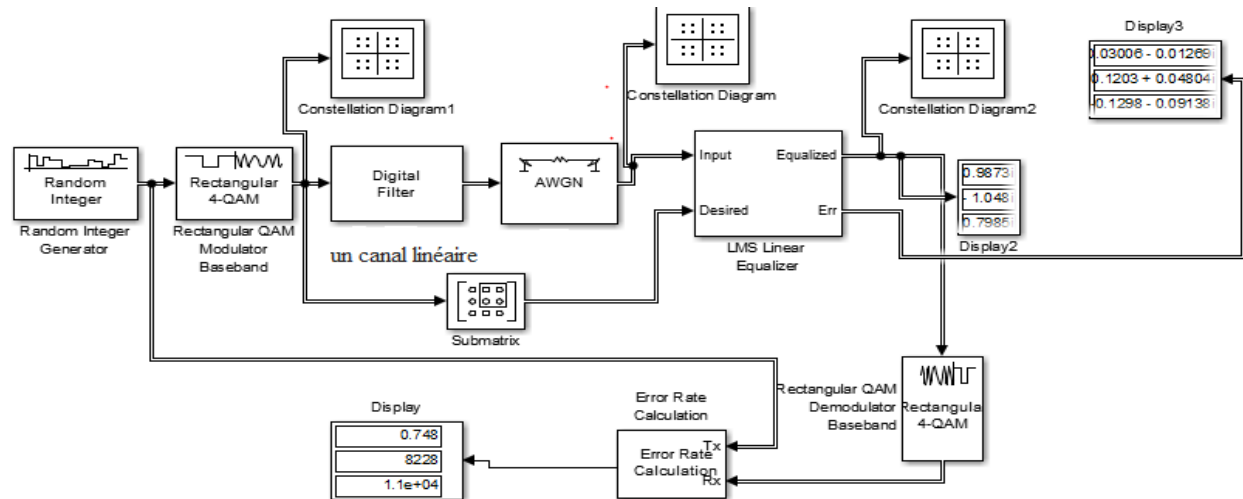


Figure 3.5: Symboles (4-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire LMS

3.5.1 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 4-QAM, cas du canal linéaire

La figure 3.6 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire LMS en considérant un canal linéaire. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus (parties (b) et (d)) sont complètement distordus par l'effet du canal plus le bruit cette distorsion s'accroît pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=20dB). La détection sans aucun processus de correction engendrera des erreurs. Les symboles égalisés (parties (c) et (e)) par l'égaliseur LMS se localisent dans leurs zones de départ, ce qui signifie que l'égaliseur de domaine temporel a éliminé l'ISI et donne un signal qui peut être facilement démodulé en sa sortie. On note également la présence de bruit et de distorsion résiduelle qui deviennent plus importantes pour le faible SNR.

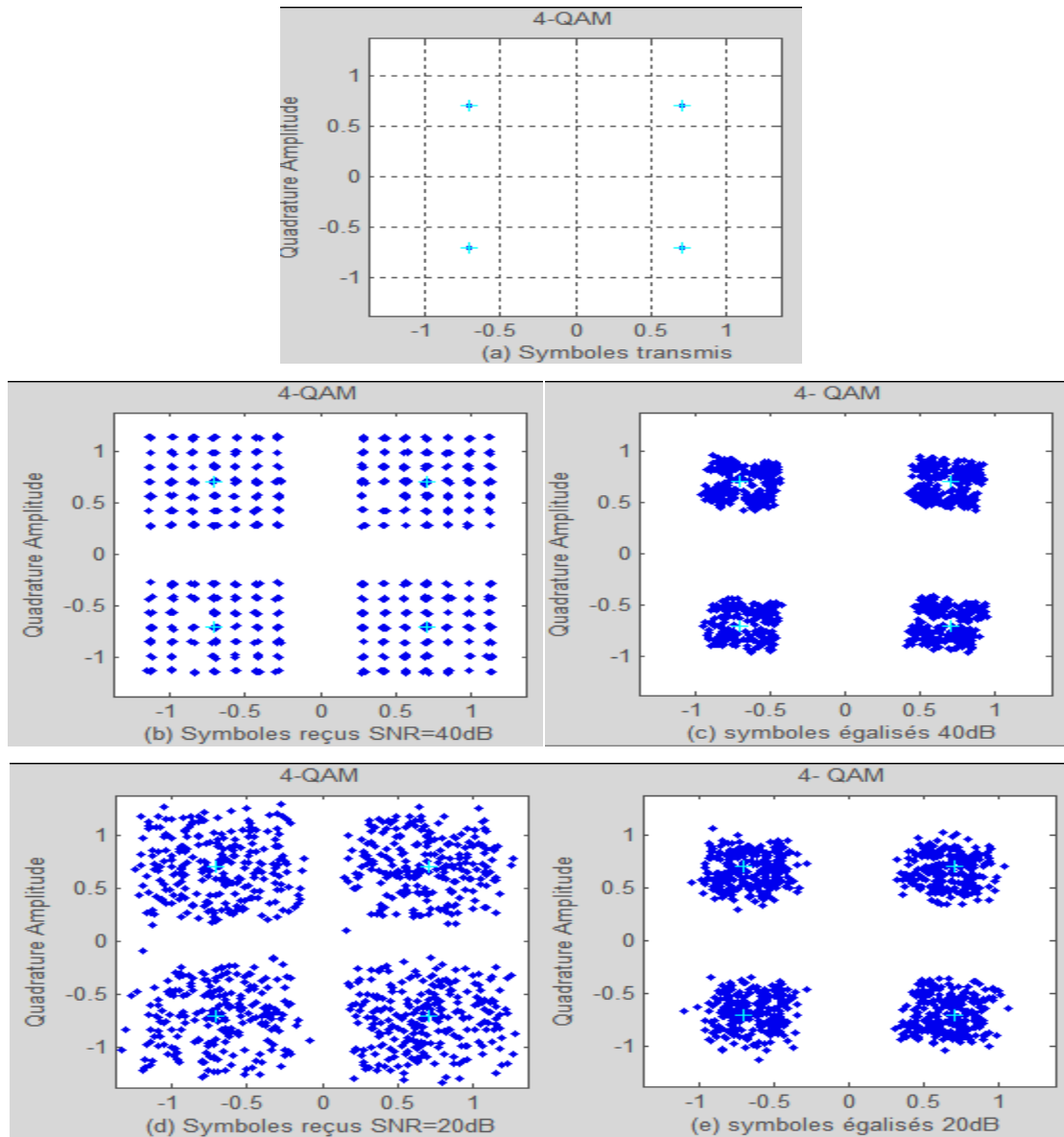


Figure 3.6: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 4-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

3.5.2 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 4-QAM, cas du canal non linéaire

Le même principe est utilisé en considérant le canal non linéaire représenté à la figure 3.5 et les résultats sont illustrés à la figure 3.7

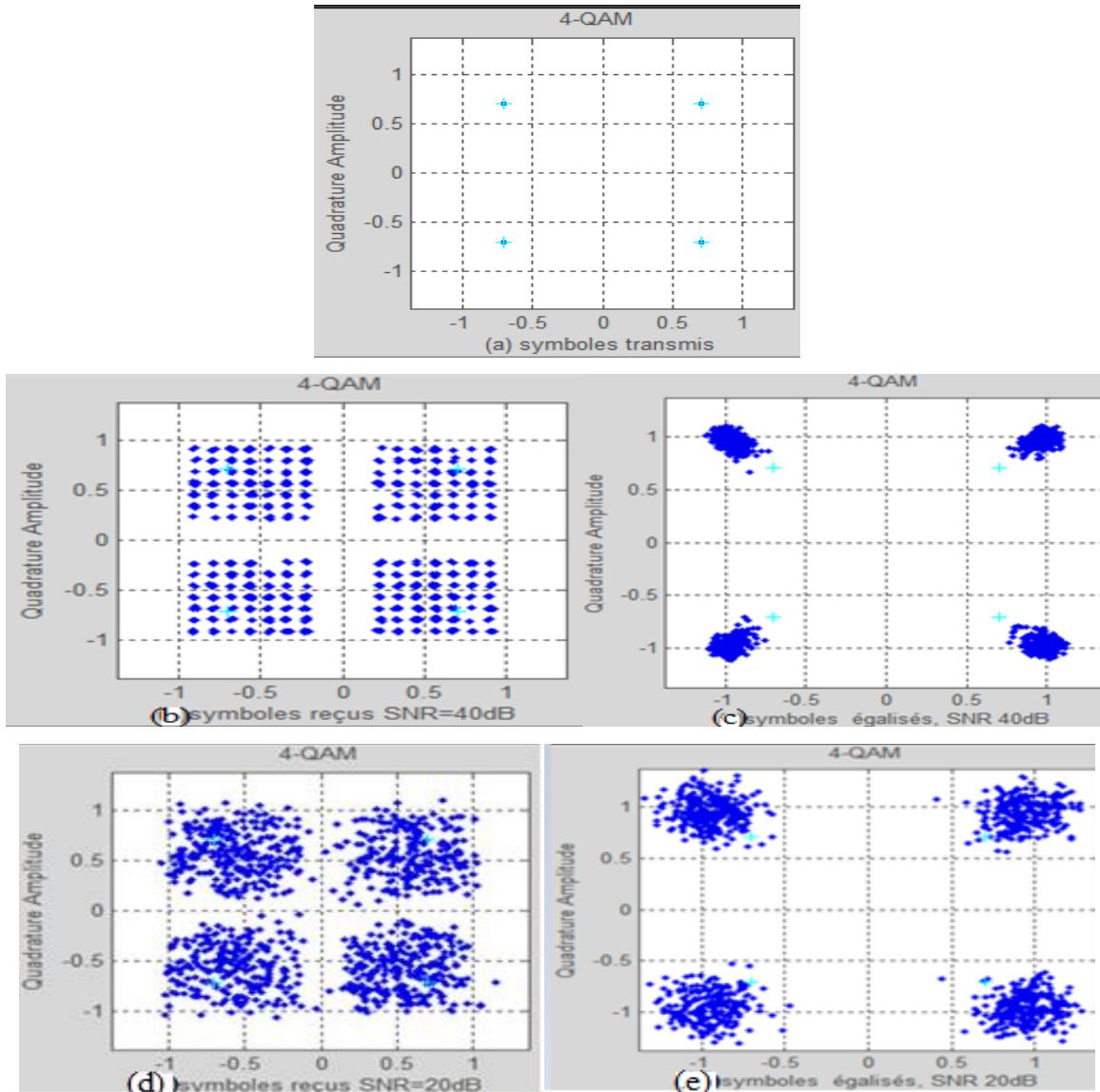


Figure 3.7: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 4-QAM : (a) symboles transmis, (b), (c) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20 dB, canal non linéaire

La figure 3.7 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur LMS en considérant un canal non linéaire. Les symboles émis à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus sont complètement distordus par l'effet du canal, non linéarité et le bruit. Les performances de l'égaliseur LMS se dégradent sous l'effet de la non linéarité, les symboles égalisés dépassent leurs zones de départ, on note également la présence l'ISI résiduelle. On remarque que l'effet de la non linéarité rend difficile la tâche de l'égaliseur LMS qui devient sous optimale

3.5.3 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal linéaire

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur linéaire adapté avec l'algorithme LMS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 16-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

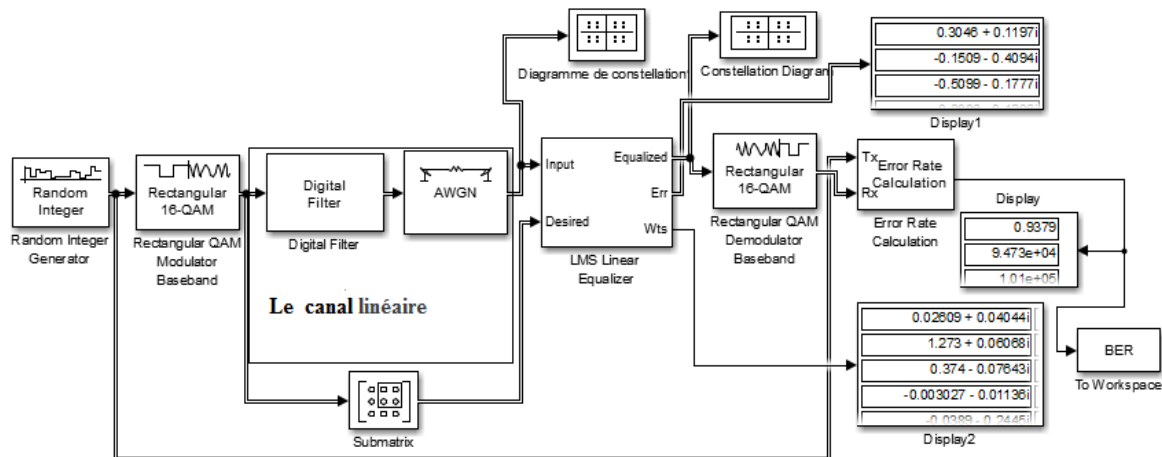


Figure 3.8: Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire LMS

La figure 3.9 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire LMS en considérant un canal linéaire. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus (parties (b) et (d)) sont complètement distordus par l'effet du canal plus le bruit cette distorsion s'accroît pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=20dB). La détection sans aucun processus de correction engendrera des erreurs. Les symboles égalisés (parties (c) et (e)) par l'égaliseur LMS se localisent dans leurs zones de

départ, ce qui signifie que l'égaliseur de domaine tempore a éliminé l'ISI et donne un signal qui peut être facilement démodulé en sa sortie. on note également la présence de bruit et de distorsion résiduelle qui devienne plus importante pour le faible SNR.

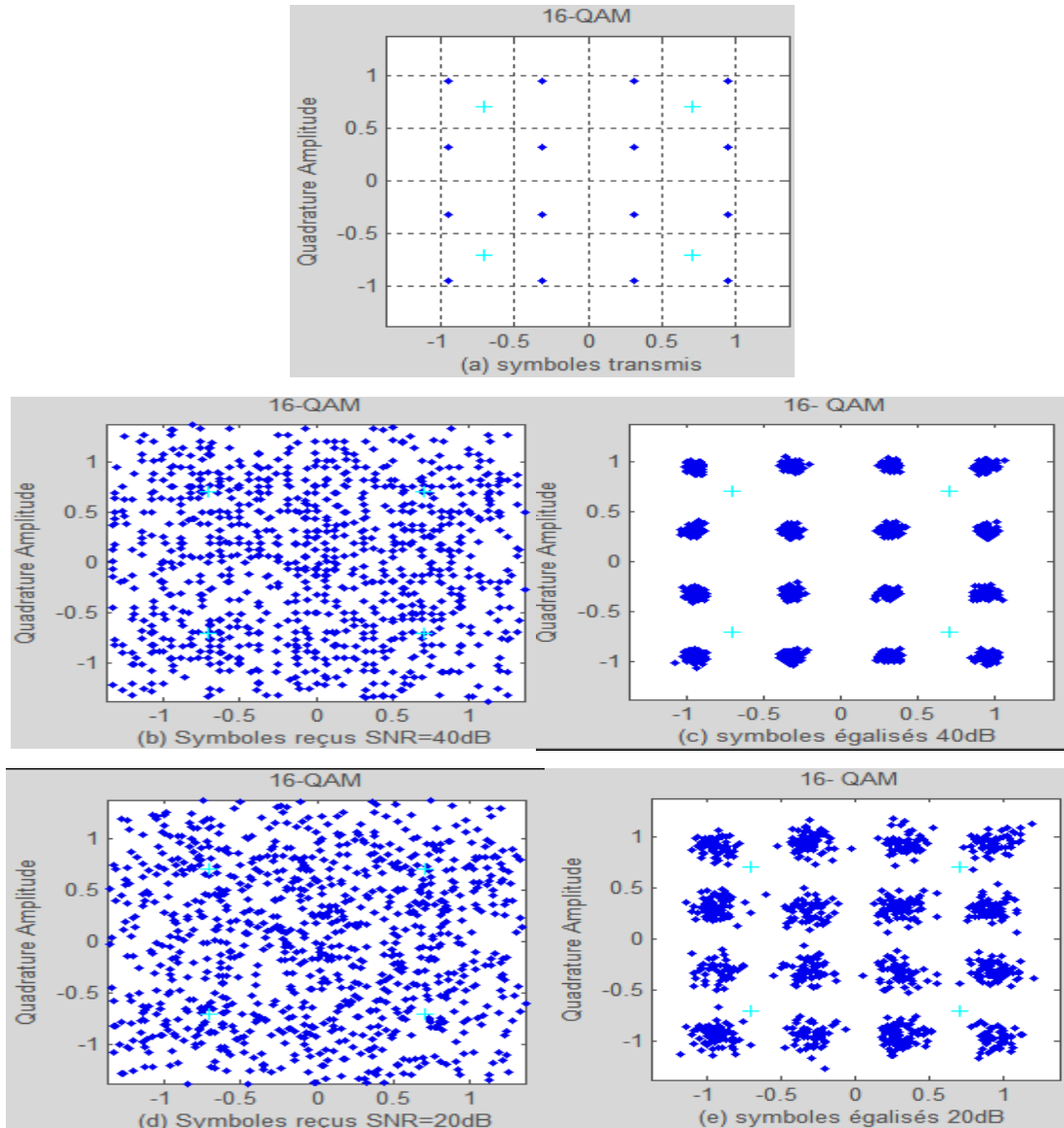


Figure 3.9 : Performances de l'égaliseur linéaire LMS 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

3.5.4 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal non linéaire

Le même principe est utilisé en considérant le canal non linéaire représenté à la figure 3.8 et les résultats sont illustrés à la figure 3.10

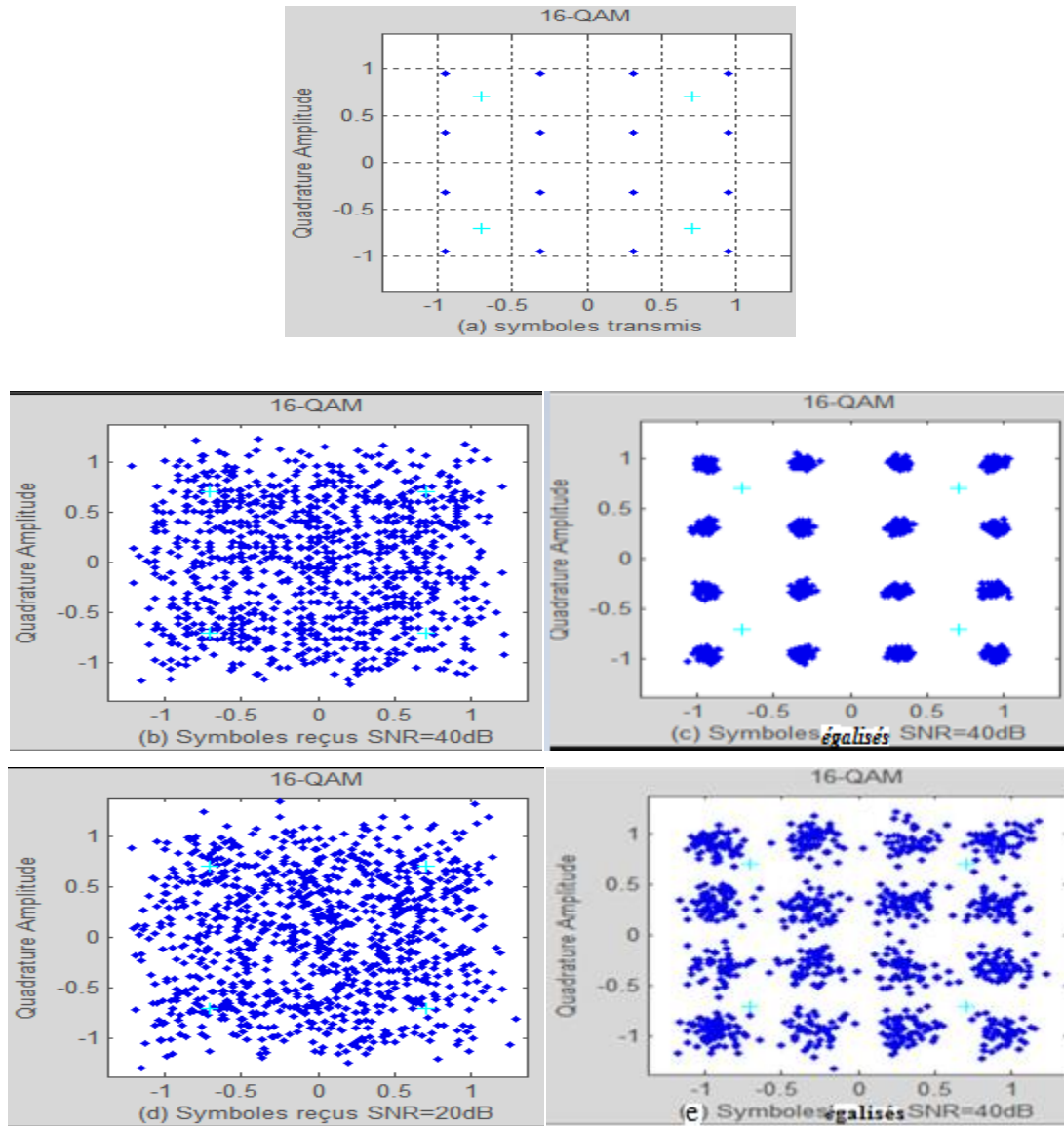
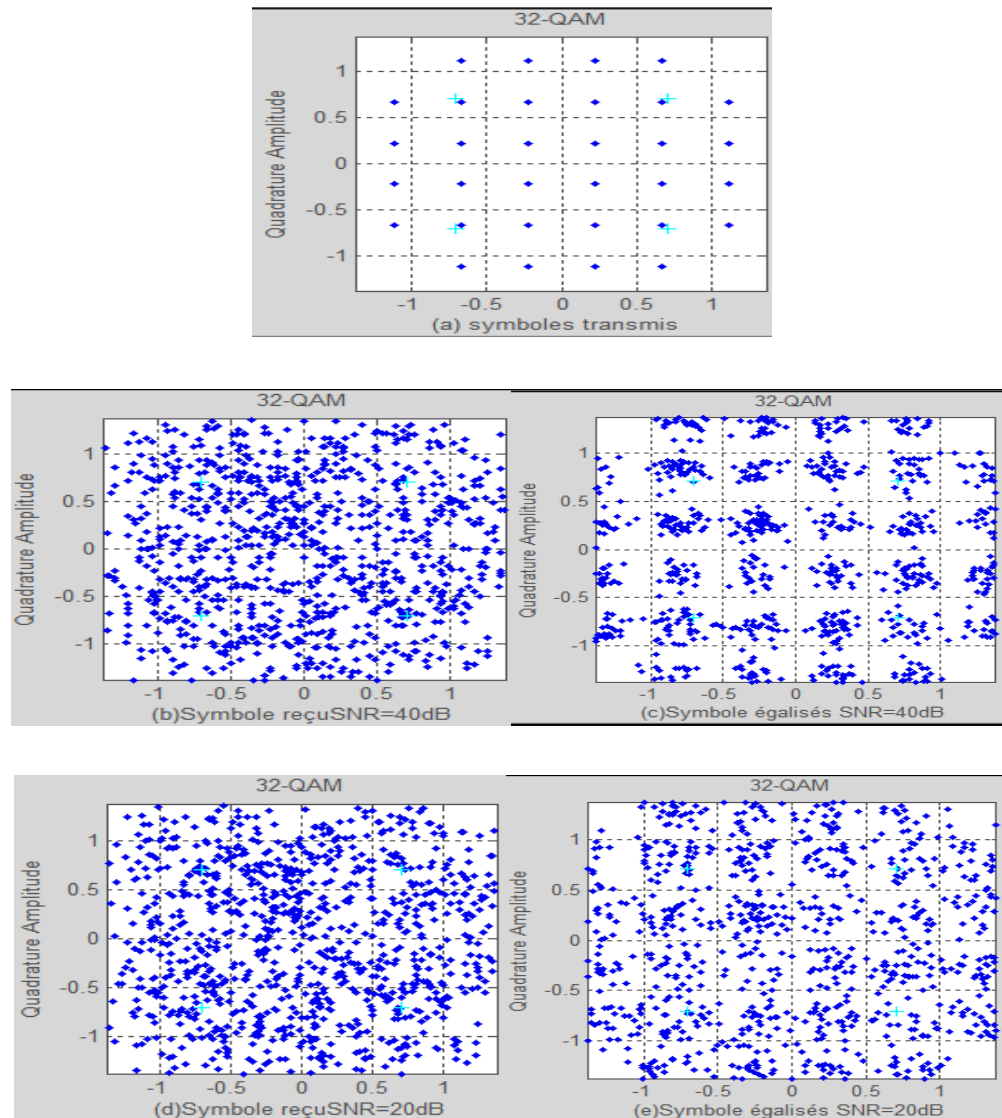


Figure 3.10: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB, canal non linéaire

La figure 3.10 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur LMS en considérant un canal non linéaire. Les symboles émis à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus sont complètement distordus par l'effet du canal, non linéarité et le bruit. Les performances de l'égaliseur LMS se dégradent sous l'effet de la non linéarité, les symboles égalisés dépassent leurs zones de départ, on note également la présence l'ISI résiduelle. On remarque que l'effet de la non linéarité rend difficile la tâche de l'égaliseur LMS qui devient sous optimale.

3.5.5 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme LMS en 32-QAM, cas du canal linéaire

Pour cette phase de simulation, on augmente le nombre d'état de la modulation QAM vers 32 états et on visualise les constellations de symboles émis, reçu et en sortie de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme LMS.



Figée 3.11 : Performances de l'égaliseur linéaire LMS 32-QAM : (a) symboles

transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

Figure 3.11 Montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire LMS en adoptant une modulation 32-QAM et en considérant un canal linéaire. On remarque de l'effet de l'ISI s'accroît sous l'effet de l'augmentation du nombre d'état de la modulation QAM, par conséquent les performances de l'égaliseur LMS se dégradent, cette dégradation s'aggrave davantage pour le faible SNR soit 20dB.

Du fait que la performance de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme LMS est sous optimale on opte pour l'utilisation de l'algorithme RLS pour améliorer sa performance.

3.6 : Implémentation de l'égaliseur linéaire RLS sous Simulink

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 4-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

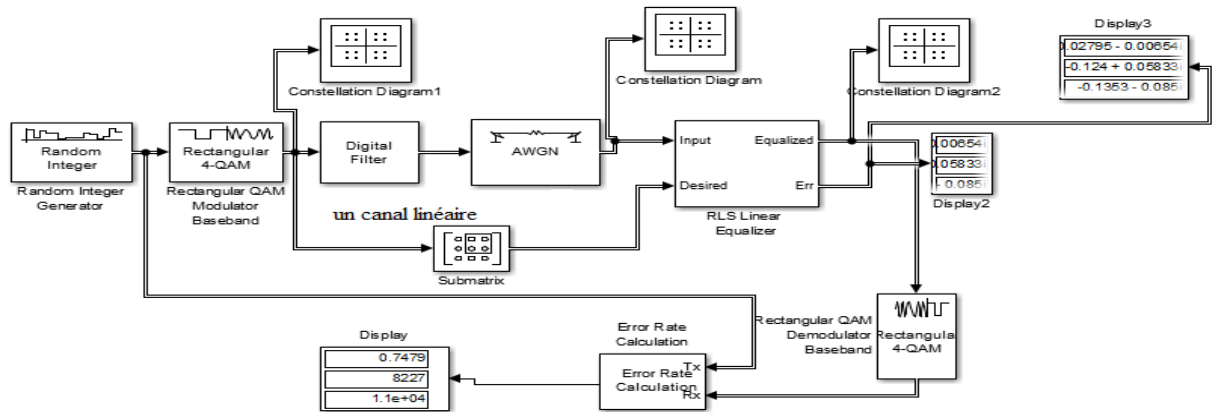


Figure 3.12 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire RLS

3.6.1 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 4-QAM , cas du canal linéaire

La figure 3.12 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire, utilisant l'algorithme RLS dans le cas d'un canal linéaire. Les symboles égalisés se localisent dans leurs zones de départ. On note également une amélioration considérable relativement à l'égaliseur linéaire avec LMS.

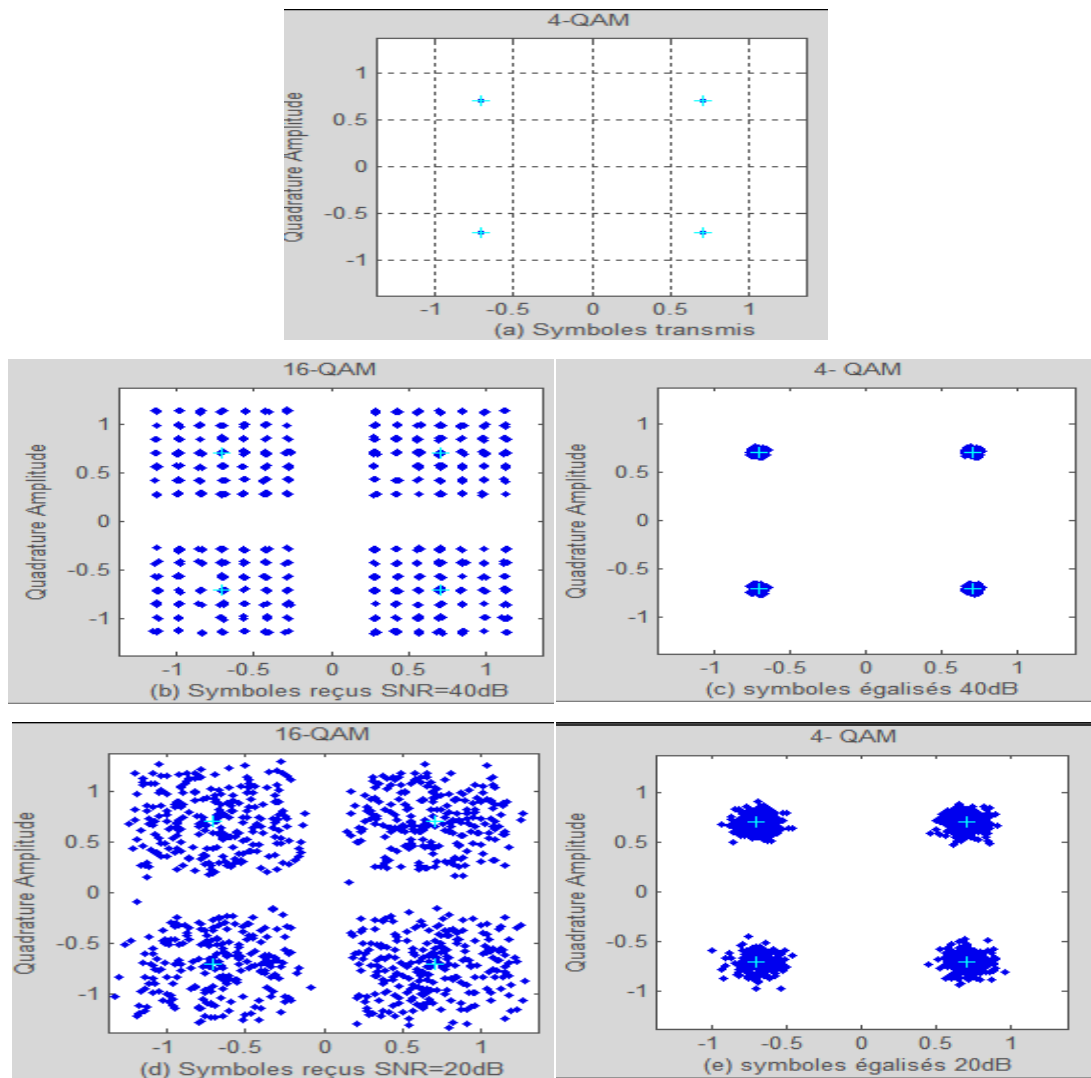


Figure 3.13: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 4-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40 dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20 dB, canal linéaire

3.6.2 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 4-QAM, cas du canal non linéaire

Le même principe est utilisé en considérant le canal linéaire représenté à la figure 3.12 et les résultats sont illustrés à la figure 3.14

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 4-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

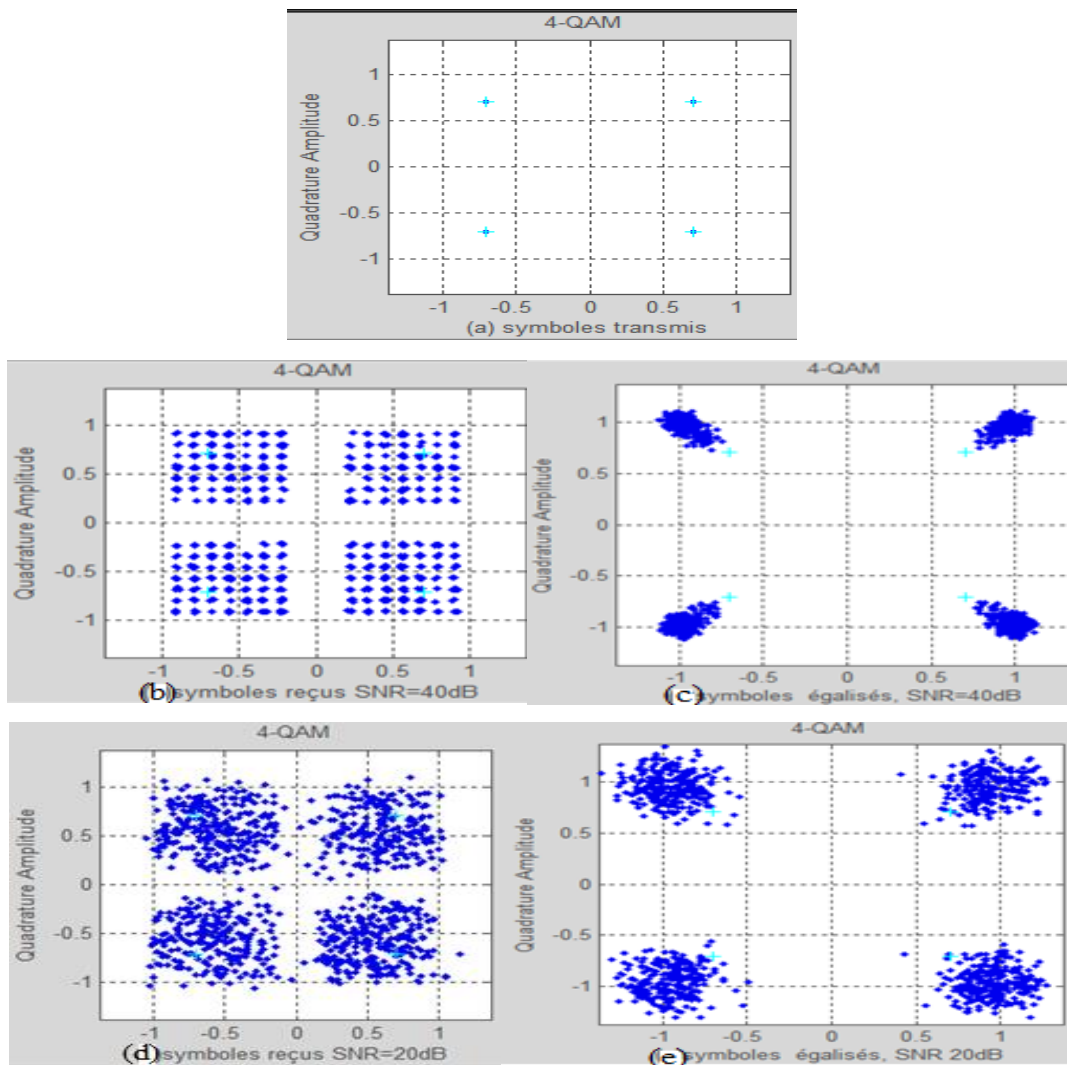


Figure 3.14: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 4-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40 dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20 dB, canal non linéaire

3.6.3 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal linéaire

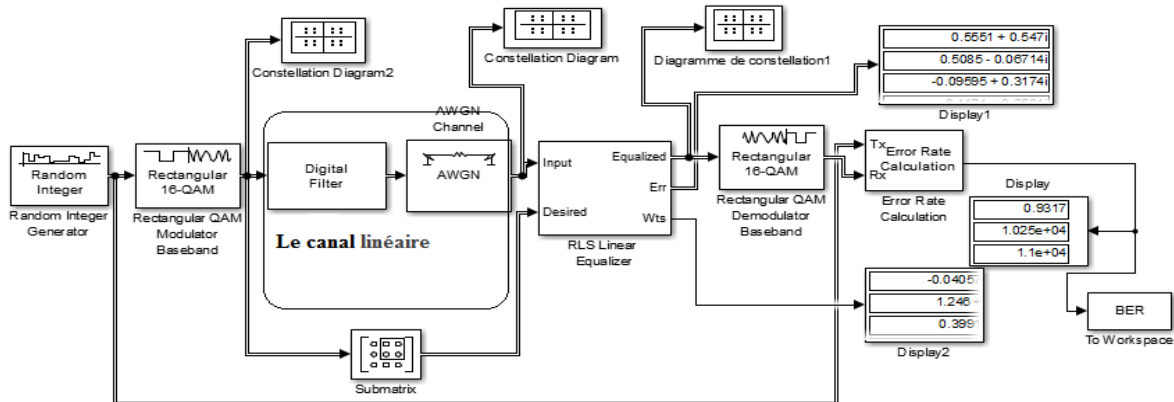


Figure 3.15 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire RLS

La figure 3.16 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire, utilisant l'algorithme RLS dans le cas d'un canal linéaire. Les symboles égalisés se localisent dans leurs zones de départ. On note également une amélioration considérable relativement à l'égaliseur linéaire avec LMS.

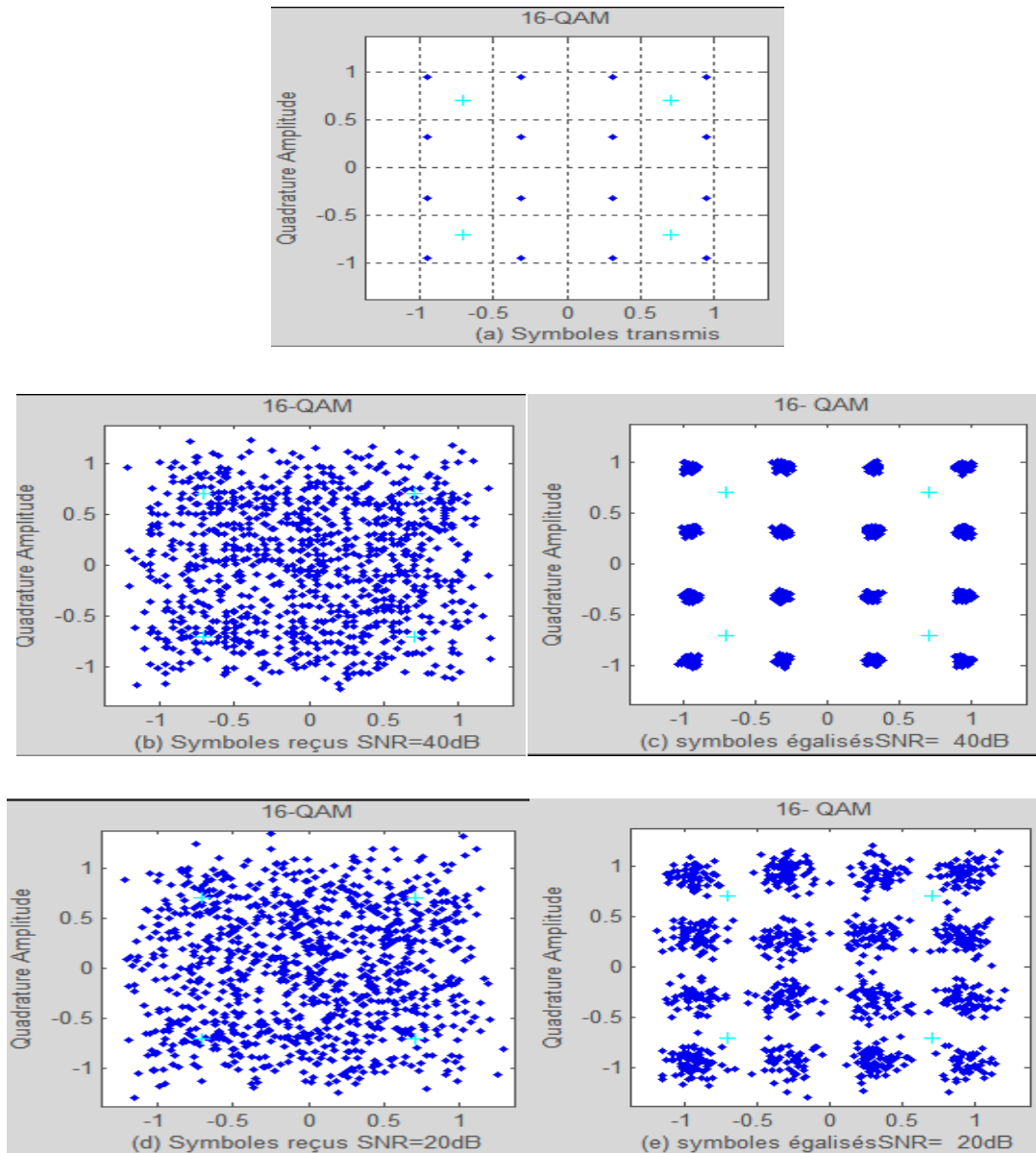


Figure 3.16: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 16-QAM : (a) symboles transmis, (b), (c) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

3.6.4 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal non linéaire

Le même principe de simulation est utilisé en considérant le canal non linéaire représenté à la figure 3.15 et les résultats sont illustrés à la figure 3.17

On remarque que les performances de l'égaliseur linéaire utilisant l'algorithme RLS se dégradent sous l'effet du non linéarité, on note une augmentation de l'effet de distorsion pour la faible valeur de SNR. Cependant une amélioration considérable est observée relativement à l'égaliseur linéaire avec LMS.

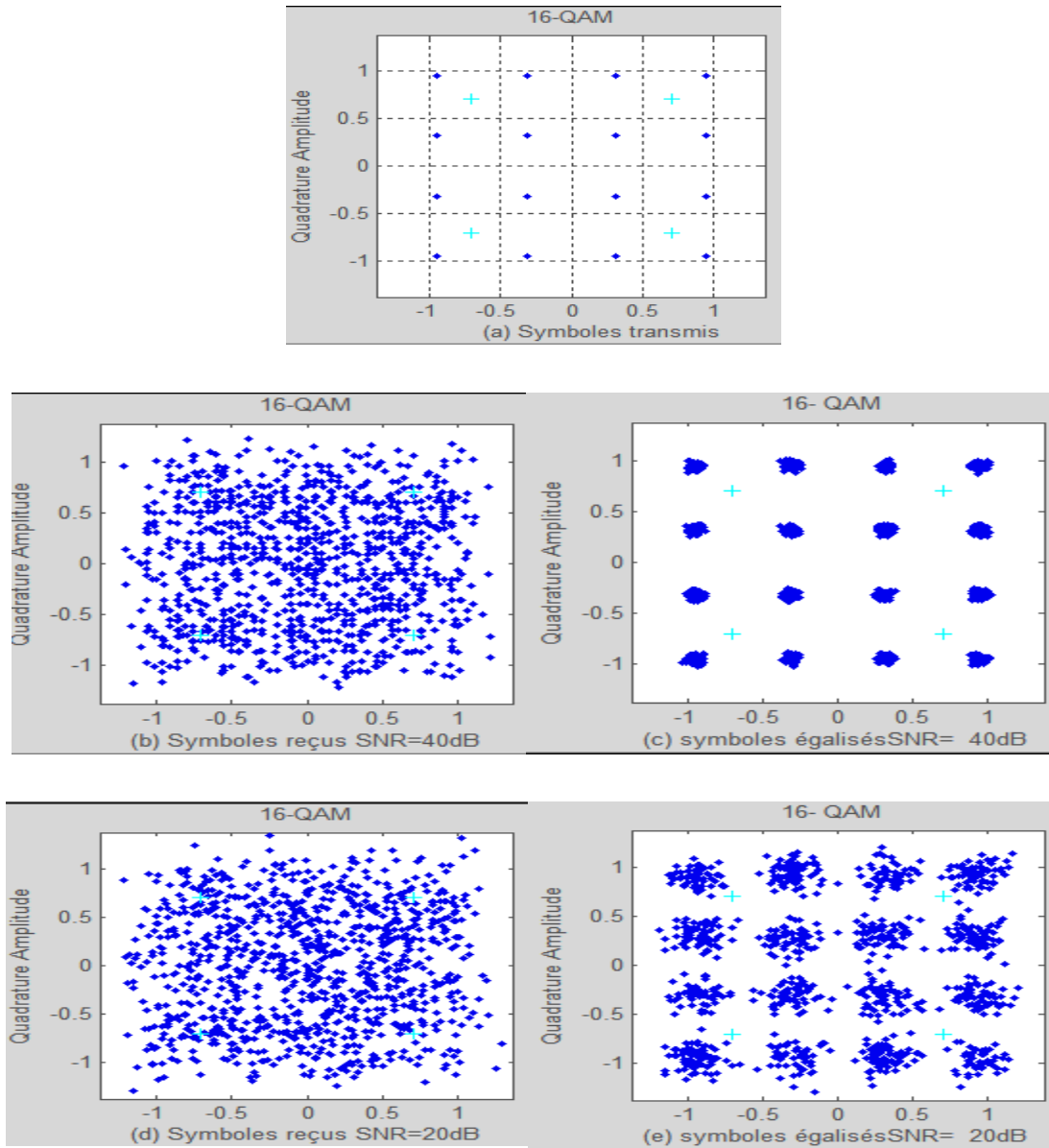


Figure 3.17: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 16-QAM : (a) symboles transmis, (b), (c) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire

M 3.6.5 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 32-QAM, cas du canal Linéaire

Pour cette phase de simulation, on augmente le nombre d'état de la modulation QAM vers 32 états et on visualise les constellations de symboles émis, reçu et en sortie de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS.

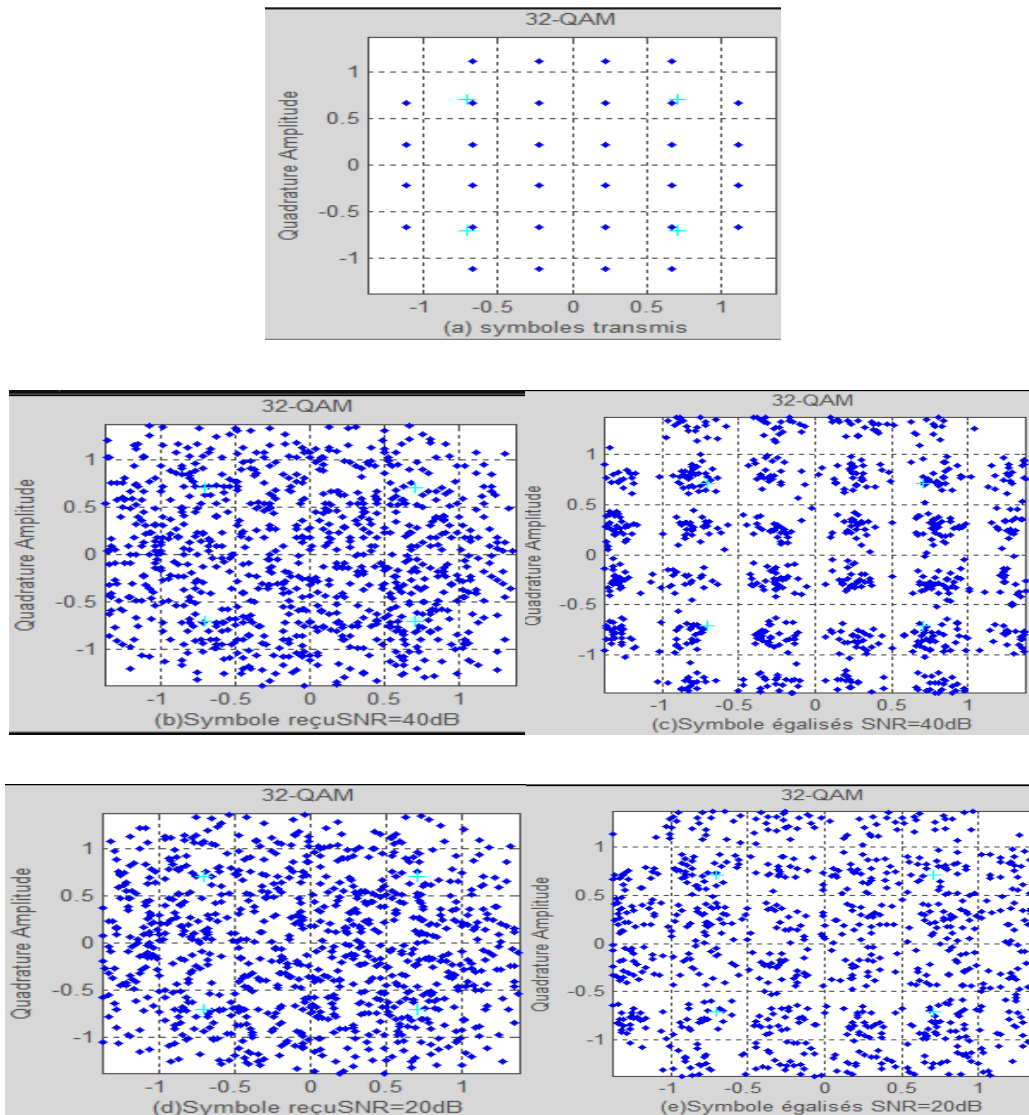


Figure 3.18: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 32-QAM : (a) symboles transmis, (b), (c) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

La figure 3.18 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur linéaire utilisant l'algorithme RLS cas du canal linéaire.

On remarque de l'effet de distorsion s'accroît sous l'effet de l'augmentation du nombre d'état de la modulation QAM, par conséquent les performances de l'égaliseur RLS se dégradent, cette dégradation s'aggrave davantage pour le faible SNR soit 20dB.

Du fait que la performance de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS est sous optimale pour la canal linéaire on l'a pas représenté pour le canal non linéaire. L'égaliseur linéaire transversale utilisant les algorithmes LMS et RLS présente des performances sous optimales pour le canal non linéaire à faible SNR et de même pour la modulation QAM à un grand nombre d'états ; pour cette raison on opte pour l'utilisation de l'égaliseur non linéaire à retour de décision DFE qu'on va considérer aux simulations suivantes

3.7 Implémentation de l'égaliseur non linéaire à retour de décision 'LMS' sous Simulink

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur non linéaire à retour de décision adapté avec l'algorithme LMS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 16-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

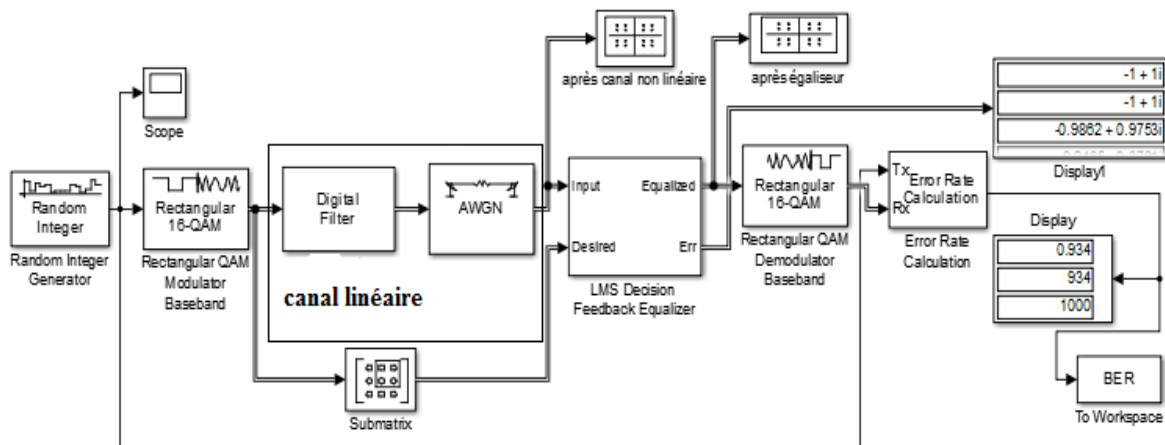


Figure 3.19: Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur non linéaire à retour de décision avec LMS

3.7.1 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal linéaire

La figure 3.20 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur non linéaire LMS en considérant un canal linéaire. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entachés des effets de distorsions. Les symboles reçus (parties (b) et (d)) sont complètement distordus par l'effet du canal plus le bruit cette distorsion s'accroît pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=20dB). Les symboles égalisés (parties (c) et (e)) par l'égaliseur non linéaire LMS se localisent dans leurs zones de départ, on note également une grande amélioration relativement à l'égaliseur linéaire LMS et RLS.

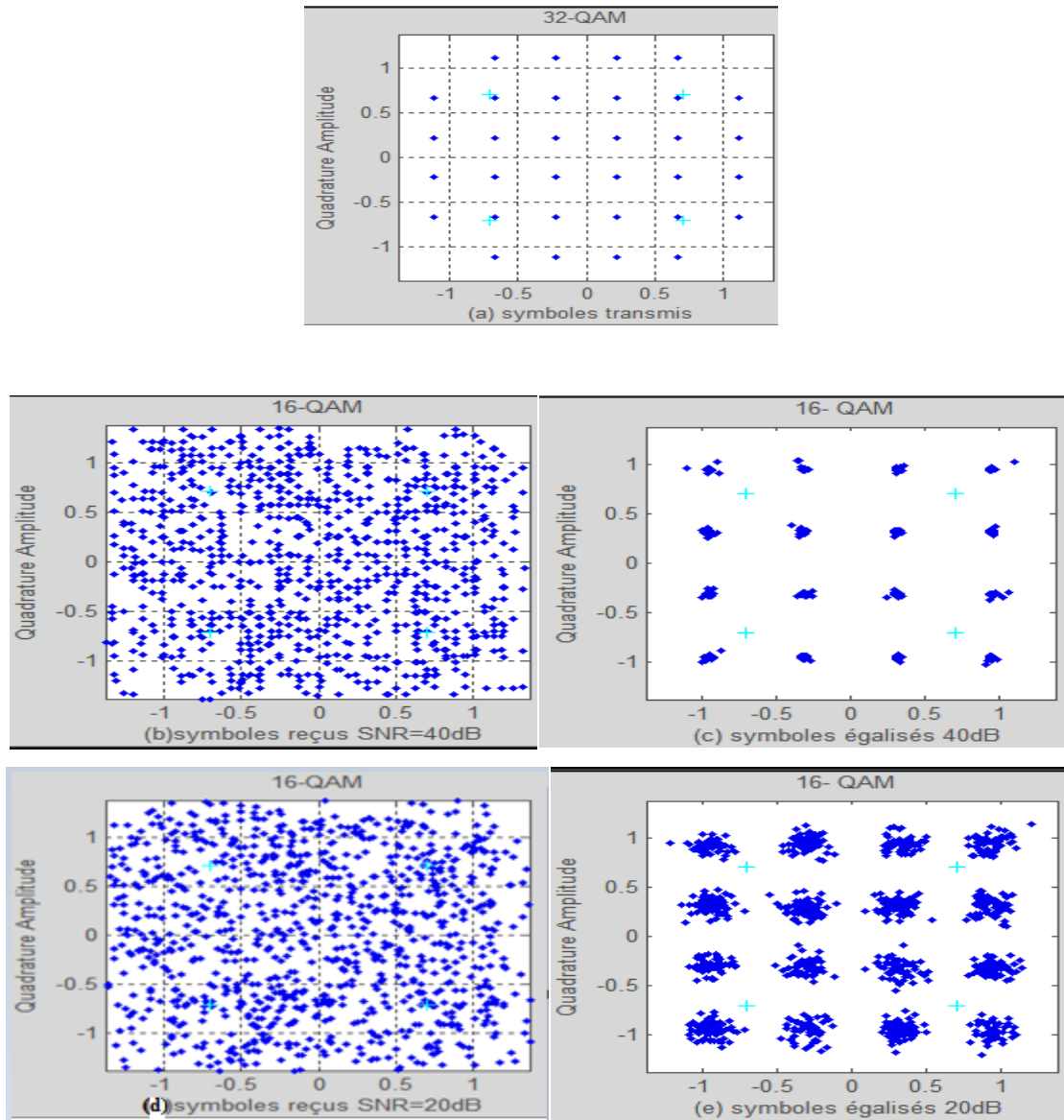


Figure 3.20: Performances de l'égaliseur non linéaire LMS 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

3.7.2 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal non linéaire

Le même principe est utilisé en considérant le canal non linéaire représenté à la figure 3.19 et les résultats sont illustrés à la figure 3.21

La figure 3.21+montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur non linéaire LMS en considérant un canal linéaire. Les symboles émis (partie(a)) à travers le canal sont non entaché des effets de distorsions. Les symboles reçus (parties (b) et (d)) sont complètement distordus par l'effet du canal plus le bruit cette distorsion s'accroît pour le faible rapport signal sur bruit (SNR=20dB). Les symboles égalisés (parties (c) et (e)) par l'égaliseur non linéaire LMS se localisent dans leurs zones de départ, on note également une grande amélioration relativement à l'égaliseur linéaire LMS et RLS

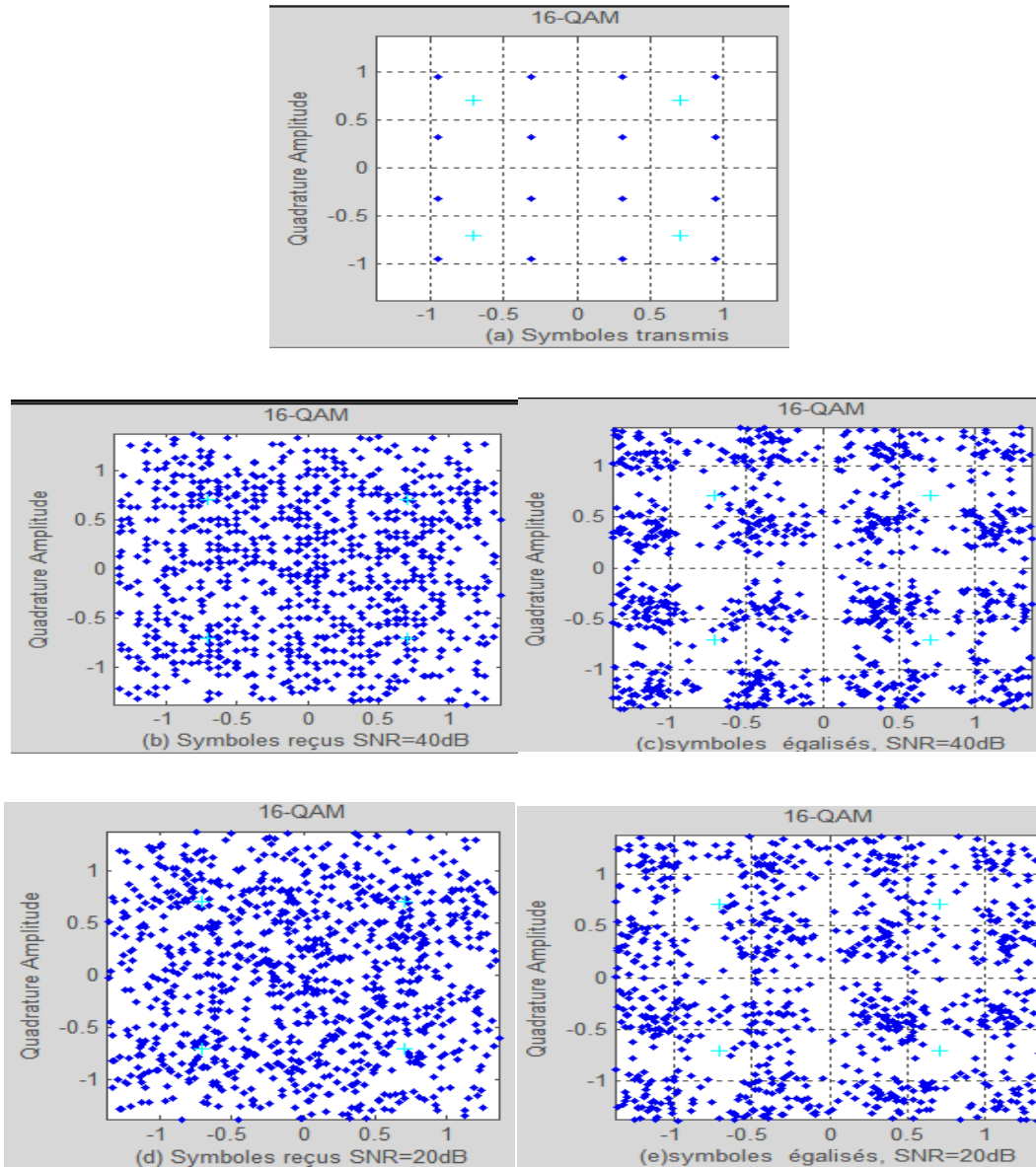


Figure 3.21: Performances de l'égaliseur non linéaire LMS 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire

3.8 Implémentation de l'égaliseur non linéaire à retour de décision 'RLS' sous Simulink

Cette figure illustre l'implémentation d'un égaliseur non linéaire avec l'algorithme RLS sous Simulink. Pour une transmission des symboles 16-QAM, à travers un canal linéaire avec bruit additif.

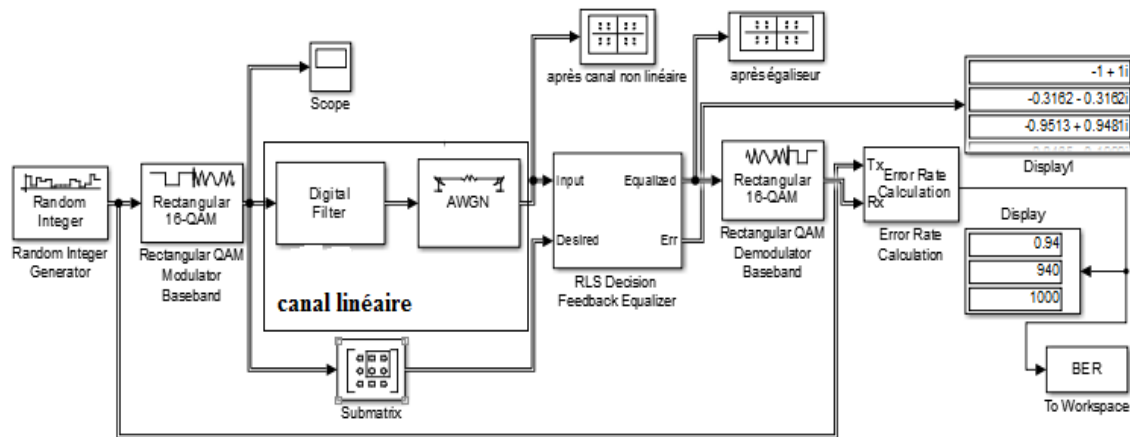


Figure 3.22 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur non linéaire, RLS

3.8.1 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal linéaire

Durant cette phase de simulation, nous présentons les performances de l'égaliseur non linéaire à retour de décision, adapté avec l'algorithme RLS, en considérant un canal linéaire pour la constellation 16-QAM.

Les figures 3.32 montre les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur non linéaire à retour de décision, cas de canal linéaire. Les symboles égalisés se restreignent dans leurs zones de départ, on note également l'amélioration consistante en comparaison avec l'égaliseur non linéaire à retour de décision adapté par l'algorithme LMS et l'égaliseur linéaire adapté par les algorithmes LMS et RLS.

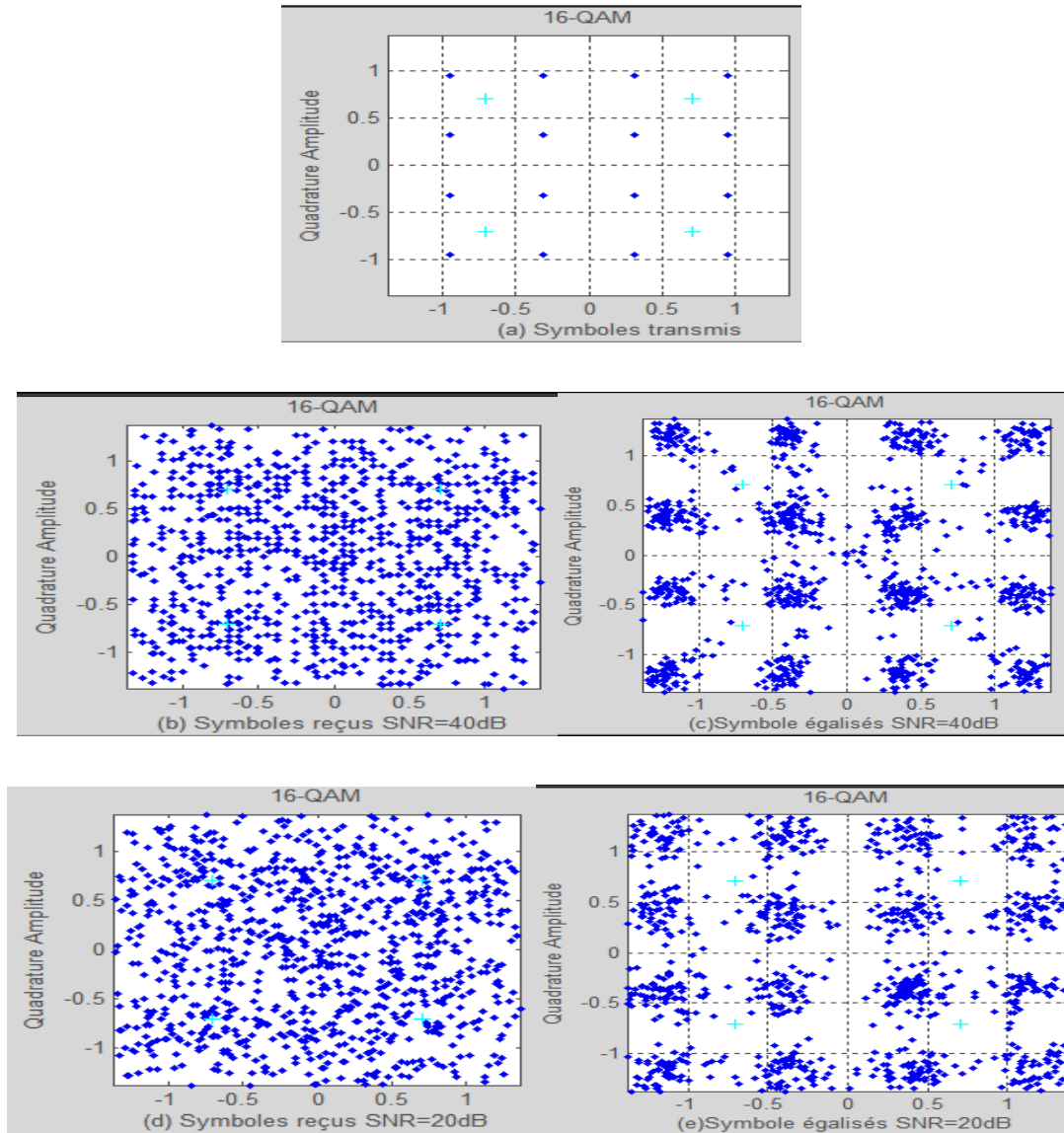


Figure 3.23: Performances de l'égaliseur non linéaire RLS, 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire

3.8 .2Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal non linéaire

Durant cette phase de simulation, nous présentons les performances de l'égaliseur non linéaire à retour de décision, adapté avec l'algorithme RLS, en considérant un canal non linéaire pour la constellation 16-QAM.

Les figures 3.24 montrent les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur non linéaire à retour de décision, cas de canal linéaire. Les symboles égalisés se restreignent dans leurs zones de départ, on note également l'amélioration consistante en comparaison avec l'égaliseur non linéaire à retour de décision adapté par l'algorithme LMS et l'égaliseur linéaire adapté par les algorithmes LMS et RLS.

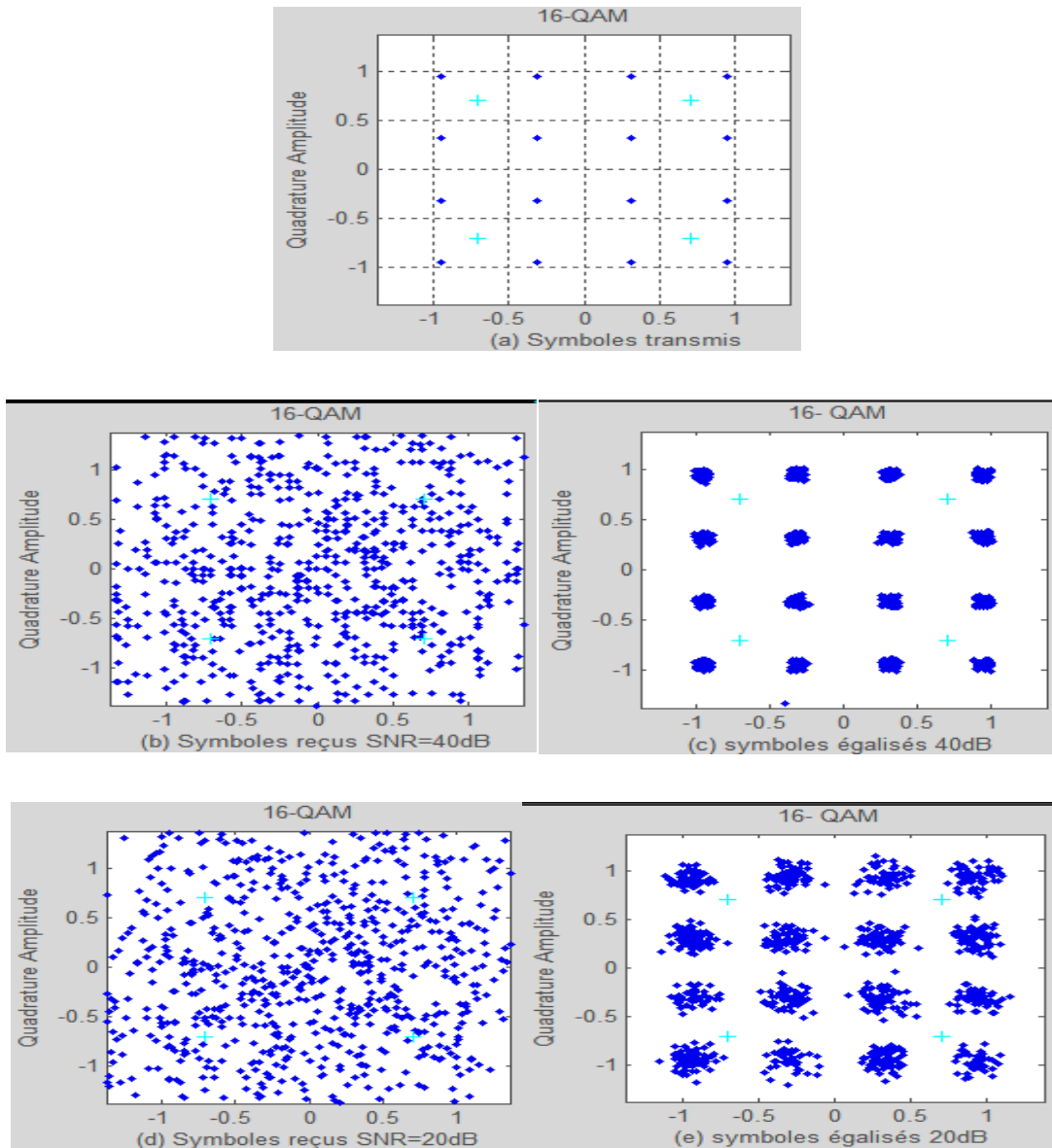


Figure 3.24: Performances de l'égaliseur non linéaire RLS, 16-QAM : (a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire

3.9: Performances en taux d'erreur par bit des égaliseurs

Dans cette phase de simulation on représente les performances des égaliseurs en termes de 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. Il est le plus souvent représenté sur une échelle logarithmique.

Le tableau 3.1 représente l'analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal linéaire pour différents nombres d'états de la modulation QAM.

Tableau 3.1 Résultats BER de l'égaliseur linéaire pour un canal linéaire

<i>L'égaliseur linéaire</i>	<i>4-QAM</i>	<i>16-QAM</i>	<i>32-QAM</i>
<i>LMS</i>	<i>0.748</i>	<i>0.9379</i>	<i>0.9696</i>
<i>RLS</i>	<i>0.7479</i>	<i>0.9317</i>	<i>0.9669</i>

On remarque que plus le nombre d'états de la modulation QAM augmente la valeur du taux d'erreur BER augmente aussi. On note aussi que l'algorithme RLS engendre des taux d'erreurs plus faible par rapport à l'algorithme (LMS). Les résultats du tableau 3.1 sont représentés sous Excel à la figure 3.25.

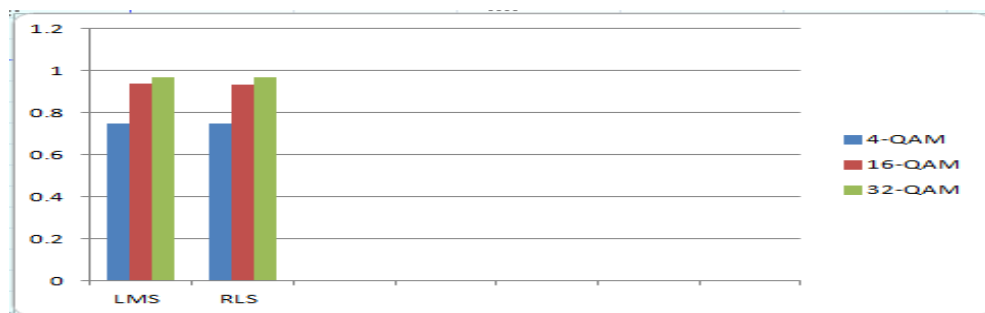


Figure 3.25 : Analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal linéaire

Le tableau 3.2 représente l'analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal non linéaire pour différents nombres d'états de la modulation QAM.

Tableau 3.2 Résultats BER de l'égaliseur linéaire pour un canal non linéaire

<i>L'égaliseur linéaire</i>	<i>4-QAM</i>	<i>16-QAM</i>	<i>32-QAM</i>
<i>LMS</i>	<i>0.74</i>	<i>0.936</i>	<i>0.969</i>
<i>RLS</i>	<i>0.737</i>	<i>0.923</i>	<i>0.964</i>

Le même raisonnement s'applique pour le canal non linéaire, le meilleur BER est obtenu pour la modulation à faible état 4-QAM et l'algorithme RLS. Les résultats du tableau 3.2 sont représentés sous Excel à la figure 3.26.

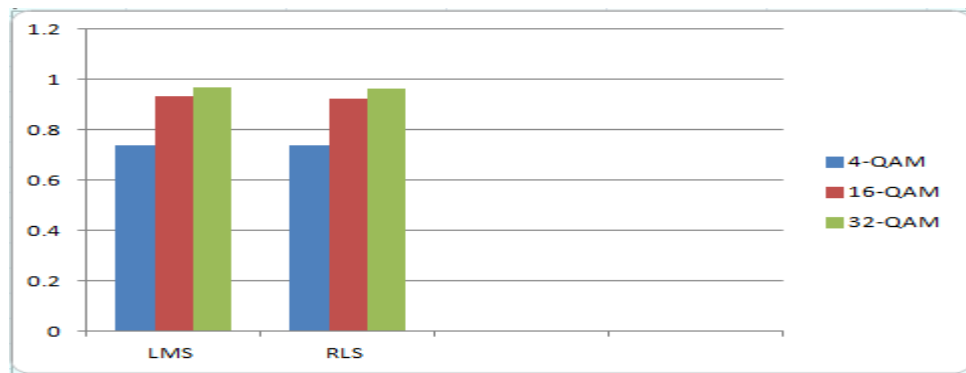


Figure 3.26: Analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal non linéaire ce formulaire a été construit avec l'aide du programme Excel

Les tableaux 3.3 et 3.4 représentent l'analyse du BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal linéaire et non linéaire respectivement pour la modulation 16-QAM.

L'égaliseur non linéaire DFE engendre la meilleure performance en BER relativement à l'égaliseur linéaire.

Tableau 3.3 Résultats BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal linéaire

L'égaliseur non linéaire	16-QAM
LMS	0.937
RLS	0.93

Les résultats des tableaux 3.3 et 3.4 sont représentés sous Excel aux figures 3.26 et 3.27 respectivement

Tableau 3.4 Résultats BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire

L'égaliseur non linéaire	16-QAM
LMS	0.931
RLS	0.928

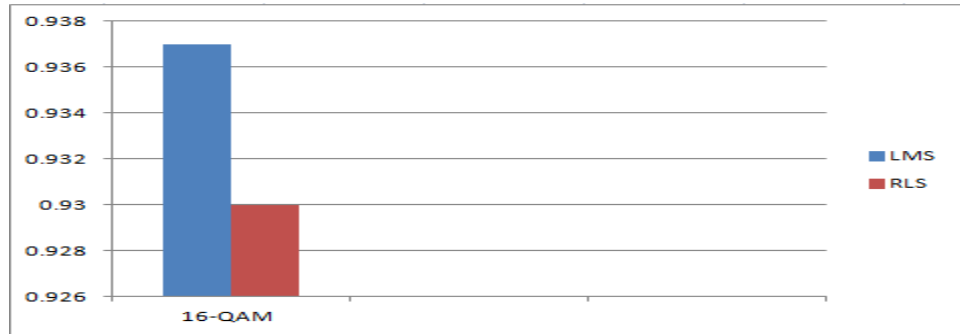


Figure 3.27: Analyse du BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire ce formulaire a été construit avec l'aide du programme Excel

Les résultats des tableaux 3.3 et 3.4 sont représentés sous Excel aux figures 3.26 et 3.27 respectivement

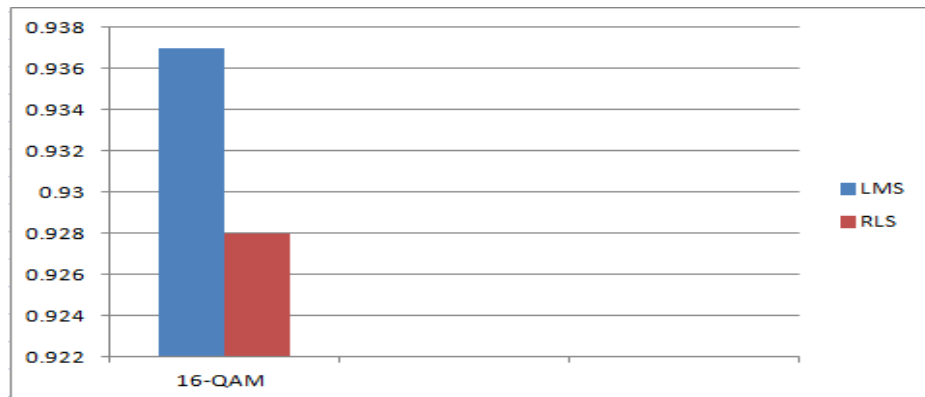


Figure 3.28 : Analyse du BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire

3.10 Conclusion

Dans nos simulations, nous avons présenté les performances des égaliseurs linéaire et non linéaire. Les égaliseurs sont testés pour différents canaux de transmission, linéaire et non linéaire, en utilisant des modulations à plusieurs états (4, 16, 32-QAM). L'égaliseur linéaire transversale utilisant les algorithmes LMS et RLS présente des performances sous optimales pour le canal non linéaire à faible SNR et de même pour la modulation QAM à un grand nombre d'états.

L'égaliseur non linéaire donne les meilleures performances en termes de constellation de symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER pour tous les canaux et les modulations utilisées.

Conclusion Générale

Dans le cadre de ce mémoire nous avons étudié la compensation des distorsions des canaux de communication numérique en utilisant les techniques dites d'égalisation. Nous avons commencé par donner des généralités sur les communications numériques telles que les principaux blocs constituant un système de communication numérique ainsi que les phénomènes de propagation.

Nous avons présenté la technique d'égalisation, à travers laquelle on peut affronter les interférences entre symboles qui constitue l'un des principaux problèmes créés lors d'une transmission d'un signal dans un canal de transmission. Nous nous sommes focalisé sur deux types d'égaliseurs à savoir l'égaliseur transversal linéaire LTE (Linear Transversal Equaliser), et l'égaliseur à retour de décision DFE (Decision Feed back Equalizer), ainsi que les algorithmes d'adaptation de ces égaliseurs.

Pour les canaux non linéaires, l'égaliseur linéaire transversal a donné des performances médiocres. Toutefois l'égaliseur non linéaire à retour de décision DFE a manifesté des améliorations consistantes dans les performances pour tous les canaux considérés. A travers les résultats présentés, nous avons mis en valeur les capacités intéressantes de l'égaliseur non linéaire à retour de décision à combattre l'ISI, le bruit et la non linéarité. Les égaliseurs étudiés sont adaptés par deux algorithmes très populaires à savoir les algorithmes LMS, et RLS.

Les résultats de simulation montrent que l'égaliseur linéaire transversale adapté par les algorithmes LMS et RLS présente des performances sous optimales pour le canal non linéaire à faible SNR et de même pour la modulation QAM à un grand nombre d'états (32-QAM) l'égaliseur non linéaire donne les meilleures performances en termes de constellation de symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER pour tous les canaux et le nombre d'états de la modulation utilisés.

Nous pouvons poursuivre cette étude selon plusieurs volets, comme utilisés d'autres types de modulation ainsi que d'autres algorithmes d'optimisation. Les techniques intelligentes peuvent être considérées comme une perspective intéressante pour ce travail.

Table des matières

Remerciement	I
Dédicace 1.....	II
Dédicace 2.....	III
Table des matières	IV
Liste des abréviations.....	IX
Liste des figures	XI
Liste des tableaux.....	YI
Introduction générale	1
CHAPITRE 1: Généralité sur la transmission numérique	4
Introduction	5
1.2 La communication numérique	5
1.2.1 Emetteur	7
1.2.2 Récepteur	8
1.2.3 Codeur de source et de canal.....	8
1.2.4 Canal de transmission	8
1.2.5 Modulation et de démodulation	9
1.3 Modèles de canaux de transmission.....	10
1.3.1 Canal linéaire.....	10
1.3.2 Canal non linéaire.....	11
1.4 Architecture d'un modulateur numérique.....	12
1.5 Techniques de modulation	12
1.5.1 Les modulations numériques d'amplitude, ou ASK	14
1.5.2 Les modulations numériques de phase, ou PSK.....	14
1.5.3 Les modulations numériques de fréquence, ou FSK.....	15
1.5.4 Modulation d'amplitude en quadrature (QAM).....	16

1.6 Phénomènes de propagation	18
1.6.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements.....	18
1.7 Les perturbateurs dans les systèmes de communications	19
1.7.1 Le bruit.....	19
1.7.2 Bruit gaussien.....	20
1.7.3 Le rapport signal sur bruit	21
1.7.4 Origine de l'interférence entre symboles.....	21
1.8 Filtres numériques.....	23
1.8.1 Avantages du filtre numérique.....	23
1.8.2 Inconvénients du filtre numérique.....	32
1.8.3 Les filtres RII	24
1.8.4 Les filtres FIR	25
1.8.5 Caractéristiques des filtres numériques FIR	25
1.8.6.. Avantages des filtres FIR	26
1.9. Conclusion	27
CHAPITRE 2: Techniques d'égalisation	28
2.1 Introduction.....	29
2.2 Les type d'égaliseurs	30
2.3 Égaliseur linéaire	31
2.3.1 Égaliseur linéaire de type LTE	33
2.3.2. Forçage à zéro (Zéro forcing (ZF))	33
2.4 Égaliseur non linéaire	34
2.4.1 Egaliseur à retour de décision	35
2.4.2 Egaliseur au maximum de vraisemblance MLSE	36
2.5 Égaliseurs adaptatifs	37
2.6 Méthodes et algorithmes	39
2.6.1 Types d'algorithmes adaptatifs.....	41

2.6.2 Méthodes stochastiques	42
2.6.3 Algorithme NLMS.....	44
2.6.4 Algorithme RLS.....	45
2.7 CONCLUSION	47
CHAPITRE 3: Simulation des égaliseurs	48
3.1 Introduction.....	49
3.2 Principe des simulations	49
3.3 Types de canaux de transmission utilisés	50
3.3. 1 Modèle du canal de transmission linéaire	50
3.3. 2 Modèle du canal de transmission non linéaire	50
3.4 Effets des distorsions dues canaux de transmission.....	51
3.5 Implémentation de l'égaliseur linéaire LMS sous Simulink	53
3.5.1 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 4-QAM, cas du canal linéaire	53
3.5.2 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 4-QAM, cas du canal non linéaire	55
3.5.3 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal linéaire	56
3.5.4 Performances de l'égaliseur linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal non linéaire	58
3.5.5 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme LMS en 32-QAM, cas du canal linéaire	59
3.6 : Implémentation de l'égaliseur linéaire RLS sous Simulink.....	61
3.6.1 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 4-QAM , cas du canal linéaire	62
3.6.2 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 4-QAM, cas du canal non linéaire	63

3.6.3 : Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal linéaire	64
3.6.4 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal non linéaire	66
3.6.5 Performances de l'égaliseur linéaire avec l'algorithme RLS en 32-QAM , cas du canal Linéaire	68
3.7 Implémentation de l'égaliseur non linéaire à retour de décision 'LMS' sous Simulink	69
3.7.1 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM , cas du canal linéaire	70
3.7.2 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme LMS en 16-QAM, cas du canal non linéaire	72
3.8 Implémentation de l'égaliseur non linéaire à retour de décision 'RLS' sous Simulink ..	74
3.8 .1 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal linaire	74
3.8 .2 Performances de l'égaliseur non linéaire pour l'algorithme RLS en 16-QAM, cas du canal non linaire.....	76
3.9: Performances en taux d'erreur par bit des égaliseurs	78
3.10 Conclusion	82
Conclusion general	83
Conclusion general	84
Référence	85
Référence	86
Résumé	

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1: Système de communication numérique	6
Figure 1.2: Schéma du canal linéaire et variant dans le temps	11
Figure 1.3: Modèle de canal non linéaire	11
Figure 1.4: Signal ASK.....	14
Figure 1.5 : Exemple d'une constellation M-PSK pour M=8.....	15
Figure 1.6: Signal FSK	15
Figure 1.7: Constellation 16 QAM	16
Figure 1.8 : Exemple d'une transmission multi trajet	19
Figure 1.9 : Modélisation mathématique des multi trajets... ..	19
Figure 1.10 : Densité de probabilité de la loi normale $N(m_x, \sigma)$ (à gauche), densité spectrale de puissance du bruit gaussien (à droite).....	20
Figure 1.11 : Explication du phénomène des interférences intersymboles (IES).....	22
Figure 1.12 : Structure directe canonique de type 1 du filtre RII.....	24
Figure 1.13 : structure directe canonique de type 2 du filtre RII.....	24
Figure 1.14 : La structure directe du filtre FIR.....	25

Chapitre 2

Figure 2.1 : Illustration de l'égalisation spectrale	29
Figure 2.2: Illustration des interférence temporales	30
Figure 2.3 : différents techniques d'égalisation.....	31
Figure 2.4 : Égaliseur linéaire de type LTE.....	33
Figure 2 .5: Exemple d'un égaliseur non linéaire à retour de décision (DFE).....	36
Figure 2 .6 : L'algorithme MLSE dans le circuit de réception.....	37
Figure 2 .7 : Catégorisation d'algorithmes adaptatifs.....	42

Chapitre 3

Figure 3.1: Modèle du canal linéaire	50
Figure 3.2 : Modèle du canal non linéaire	51
Figure 3.3 : Transmission du signal 16-QAM à travers un canal linéaire avec bruit gaussien AWGN	51
La figure 3.4 : Les effets du canal linéaire sur les symboles 16-QAM : (a)symboles transmis (b) effet du canal,(c) effet du canal +brui (40dB) ,(d) effet du canal +brui (20dB) Figure à insérer	52
Figure 3.5: Symboles (4-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire LMS	53
Figure 3.6: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 20dB ((d), (e)) symboles reçus et égalisés, SNR 40+dB, canal linéaire	54
Figure 3.7: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 4-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 20dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB, canal non linéaire	55
Figure 3.8: Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire LMS	56
Figure 3.9 : Performances de l'égaliseur linéaire LMS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	57
Figure 3.10: Performances de l'égaliseur linéaire LMS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 20dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB, canal non linéaire	58
Figure 3.11 : Performances de l'égaliseur linéaire LMS 32-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	60

Figure 3.12 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire RLS	61
Figure 3.13: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 4-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 20dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB, canal linéaire	62
Figure 3.14: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 4-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 20dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 40dB, canal non linéaire	64
Figure 3.15 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur linéaire RLS	64
Figure 3.16: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	65
Figure 3.17: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire	67
Figure 3.18: Performances de l'égaliseur linéaire RLS 32-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	68
Figure 3.19: Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur non linéaire à retour de décision avec LMS	69
Figure 3.20: Performances de l'égaliseur non linéaire LMS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	71
Figure 3.21: Performances de l'égaliseur non linéaire LMS 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire	73
Figure 3.22 : Symboles (16-QAM) transmis sur canal linéaire avec un égaliseur non linéaire, RLS	74
Figure 3.23: Performances de l'égaliseur non linéaire RLS, 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal linéaire	75

Figure 3.24: Performances de l'égaliseur non linéaire RLS, 16-QAM :(a) symboles transmis, ((b), (c)) symboles reçus et égalisés,SNR 40dB ((d), (c)) symboles reçus et égalisés, SNR 20dB, canal non linéaire	77
Figure 3.25 : Analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal linéaire	78
Figure 3.26: Analyse du BER de l'égaliseur linéaire pour un canal non linéaire	79
Figure 3.27: Analyse du BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire	81
Figure 3.28 : Analyse du BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire	81

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Résultats BER de l'égaliseur linéaire pour un canal linéaire.....	78
Tableau 3.2 : Résultats BER de l'égaliseur linéaire pour un canal non linéaire.....	79
Tableau 3.3 : Résultats BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal linéaire.....	80
Tableau 3.4 : Résultats BER de l'égaliseur non linéaire pour un canal non linéaire.....	80

Liste des abréviations

A : Évanouissement en Db.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.

AI : Amplitude du signal modulé.

AR : Auto-Régressif

ARMA : Filtres Auto-Régressif plus Moyenne Ajustée

ASK: Amplitude Shift Keying.

AWGN : Additif White Gaussien

dB : Décibel

BL : Bande Passante d'un filter

C : Capacité du canal.

DSP : Digital Signal Processing

DFE : Decision feedback equalizer

F: Fréquence

FSK: Frequency Shift Keying.

GSM : Global System for Mobile

IES: Interference entre symbols

ISI: InterSymbols interferences

LMS: Least Mean Square

LTE : Linear Transversal Equalizer

MA : Moyenne Ajustée

MLSE : Estimateur de séquences à maximum de vraisemblance

MSE: Mean Square Error

N: Bruit additif du canal.

NLMS: Normalized Least Mean Squares

PSK: Phase Shift Keying: modulation de phase numérique.

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.

RII : Réponse Impulsionnelle Infinie

RIF : Réponse Impulsionnelle Fin

RLS : Recursive Least Square

S : Symbole transmis.

SNR : Rapport signal sur bruit

T : Durée d'un symbole

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

W : Bande passante du canal.

ZF: Zero Forcing

$\mathbf{Q1Q2}$: Base orthonormale.

Liste des abréviations

A : Évanouissement en Db.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.

AI : Amplitude du signal modulé.

AR : Auto-Régressif

ARMA : Filtres Auto-Régressif plus Moyenne Ajustée

ASK: Amplitude Shift Keying.

AWGN : Additif White Gaussien

BL : Bande Passante d'un filter

C : Capacité du canal.

dB : Décibel

DSP : Digital Signal Processing

DFE : Decision feedback equalizer

F: Fréquence

FSK: Frequency Shift Keying.

GSM : Global System for Mobile

IES: Interference entre symbols

ISI: InterSymbols interferences

LMS: Least Mean Square

LTE : Linear Transversal Equalizer

MA : Moyenne Ajustée

MLSE : Estimateur de séquences à maximum de vraisemblance

MSE: Mean Square Error

N: Bruit additif du canal.

NLMS: Normalized Least Mean Squares

PSK: Phase Shift Keying: modulation de phase numérique.

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.

RII : Réponse Impulsionnelle Infinie

RIF : Réponse Impulsionnelle Fin

RLS : Recursive Least Square

S : Symbole transmis.

SNR : Rapport signal sur bruit

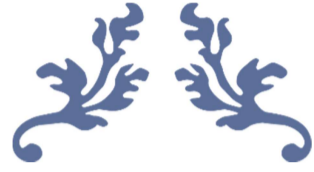
T : Durée d'un symbole

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

W : Bande passante du canal.

ZF: Zero Forcing

$\mathbf{Q1Q2}$: Base orthonormale.



Bibliographie



Reference

- [1] Proakis, J. G, "Digital Communications, McGraw-Hill", 1995.
- [2] LUCKY (R.W),"Automatic equalization for digital communications", Bell Syst. Techn. J, vol.44, p.547-588, Avril 1965.
- [3]F. Bouguerra, "Contribution à l'optimisation des télécommunications dans les réseaux mobiles" mémoire de magister Université de Batna, 2011.
- [4] T.Ichiro, "A New Decision Feedback Equalization Method For Digital Microwave Radio", 1990, San Die
- [5] Haykin, S, "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall, 1996.
- [6] Vidal, M., Architecture systolique pour un algorithme basé sur les réseaux de neurones pour l'égalisation de canaux, Mémoire de maîtrise de génie électrique, UQTR, 1999.
- [7] C. Richard, Sethares, William A,"Télécommunication Breakdown: Concepts of communication transmitted via software-defined radioby Johnson",Paperback, September 2, 2003.
- [8] Stremler, F. G,"*Introduction ta communication Systems*", Éditeur: ,& Collection:.(c1990),(Reading, Mass. : Addison-Wesley series in electrical engineering ed).
- [9] Stephane Ladouceur, "Conception d'un égaliseur numérique", Ming, *Ecole de Technologie Supérieure*, 1999.
- [10] Hikmet, "Transmission des signaux numériques. Technique de l'ingénieur", traité Telecom, 1995.
- [11] Brossier, J. M,"Signal et communication numérique", (Édition Hermesed.)1997.

- [12] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication", *Bell System Technical J.*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, July, October 1948.
- [13] M. Bellanger, *Traitement numérique du signal – théorie et pratique*, 7^{ème} édition, Masson, Paris, 2002.
- [14] M. Stein, *Les modems pour la transmission de données numériques*, 2^{ème} édition, Masson, Paris, 1991.
- [15] J. Tierney, C. M. Rader, and B. Gold, "A digital frequency synthesizer", *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 19, pp. 48–57, Mar. 1971..
- [16] Baudoin, G. & al.. "Principes modélisation et simulation", *Radiocommunications numériques 1 I*, Paris: Dunod, 2002.
- [17] Smith, D. R. (c1993). *Digital transmission systems* (New York, N.Y: VanNostrand Reinhold ed.).
- [18] MAURICE. C: "Système de communication et théorie de l'information" Hermes Science 2003.
- [19] A.Glavieux et M.joindot, *Communications numériques Introduction*, Paris: Masson, 1996.
- [20] BiglieriE,"Coding for the fading Channel : A Survey Signal Processing for Multimedia",J.S.Byrnes (Ed), 1999.
- [21] BS2EL cours Physique appliquée, filtrage numérique2009.
- [22] K.N.Macpherson, low FPGA area multiplier parallel FIR filters, dec 2004.
- [23]JEAN.M B, "Signal et Communication numérique : Egalisation et synchronisation" ,Hermes Science, 1997.
- [24] OLIVIER. F, "Augmentation du débit des liaisons radio hautes fréquences" Thèse de doctorat, L'institut national Polytechniques de Toulouse, Janvier 2005.

- [25] CHRISTOF, "L'Egalisation autodidacte et la turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence" Thèse de doctorat, L'université de RENNES 1, Juillet 1997.
- [26] Qureshi. S, "Adaptive Equalization.Proceedings", IEEE, Volume 73, No 9,pp1349-1384, 1985.
- [27] M. Ajakane, "Fonctionnement conjoint de l'égalisation aveugle avec la récupération de l'horloge une structure DFE", Mémoire maîtrise en génie électrique, Université de Québec 2003.
- [28] Z .Zerdoumi," Application des réseaux de neurones artificiels à la poursuite des non linéarités fluctuantes des systèmes satellitaires," Mémoire de Magister, Université de Msila 2006.
- [29]P. S.R.DiniZ, "Adaptive filtering algorithms and practical Implementation" Springer, 2008.
- [30] A. Hermanek, " Etude de l'implantation d'algorithmes d'égali-sation de prochaine génération," Thèse de doctorat, Université de paris xi Orsay 2005.
- [31] M. AKSAS, " égaliseur aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse", MONTRÉAL, LE 30 AVRIL 2003.
- [32] J. F. Bercher& P. Jardin, "Introduction au filtrage adaptatif", ESIEE Paris, 2003.Bibliographies
- [33] Wireless Communications Principles and art of the Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series from Ted Rappaport series 2001.
- [34] Collectif d'auteurs, "Radiocommunication numérique T1" - 2EME EDITION - principes modélisation et simulation 2007
- [35] Transmission des signaux numériques, Hikmet Sari1995.

- [36] Traitement numérique du signal : théorie et pratique, Bellanger, Maurice -Seconded:Masson, c1996
- [37] Decision feedback equalization for digital communication over dispersive channels, M.Austin, Technical Report 461, MIT Research Laboratory of Electronics, August 1967.
- [38] K. Melal, "Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA", Thèse de Magister, Université de Batna, Novembre 2008.
- [39] Y. Lekbir, Z. Khezzar, "Egalisation multi utilisateurs aveugle pour le Downlink DSCDMA", Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2006.
- [40] Communications: introduction, Glavieux, Alain; Joindot, Michel. Masson, c1996
- [41] Blind equalization using the constant modulus criterion: a review, Johnson, R., Jr.Schniter, P.; Endres, T.J.; Behm, J.O.; Brown, D.R.; Casas, R.A. Proceedings of the IEEE, Volume: 86 Issue: 10, Oct 1998 Page(s): 1927-1950.

Résumé

Ce travail est consacré à l'étude de compensation de distorsions causées par les canaux de transmission par les techniques d'égalisation. Nous nous sommes focalisés sur deux types d'égaliseur linéaire et non linéaire et deux types d'algorithmes d'adaptations, soient le LMS et le RLS.

Les résultats de Simulations ont montrés les performances de ces égaliseurs en termes de constellation des symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER pour différents canaux de communication. L'égaliseur linéaire fournit de bonnes performances dans le cas du canal linéaire et de la modulation à faible état cependant ses performances se dégradent considérablement, pour le canal non linéaire et la modulation à grand nombre d'état 32-QAM. L'utilisation de l'égaliseur non linéaire DFE a manifesté des améliorations consistantes dans les performances en termes de constellations de symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER pour toutes les simulations considérées.

Mots clés: Egalisation adaptative; Transmission numérique; Filtrage adaptatif; Canaux de transmission ; modulation QAM.

Abstract

This work is devoted to the study of compensation of distortions caused by transmission channels by equalization techniques. We focused on two types of linear and non-linear equalizers and two types of adaptive algorithms, LMS and RLS.

The Simulations results showed the performance of these equalizers in terms of constellation of equalized symbols and bit error rate BER for different communication channels.

The linear equalizer provides good performance in the case of the linear channel and the low state modulation however its performance degrades considerably for the non-linear channel and large state modulation 32-QAM. The use of the non-linear DFE equalizer has shown consistent improvements in the performance in term of equalized symbol constellations and bit error rate BER for all simulations under consideration.

ويكرس هذا العمل لدراسة تعويضات التشوهات الناجمة عن قنوات الإرسال بواسطة تقنيات التعادل. ركزنا على نوعين من المعادلات الخطية وغير الخطية ونوعين من الخوارزميات التكيفية LMS ، RLS ، وأظهرت نتائج المحاكاة أداء هذه المعادلات منحي كوكبة الرموز المتساوية ومعدل الخطأ في البتات (بير) بالنسبة لقنوات الاتصال المختلفة.

ويوفر المعادل الخطي أداء جيدا في حالة القناة الخطية وتشكيل الحالة المنخفضة إلا أن أدائها يتحلل بدرجة كبيرة بالنسبة للقناة غير الخطية وتشكيلا لدولة الكبير. 32-QAM. وأظهر استخدام المعادل غير الخطي القدرة على الاتجاه دفي تحسينا متمسقة في الأداء منحي كوكبات الرموز المكافئة ومعدل الخطأ في البتات (بير) لمعدل الخطأ في البتات بالنسبة لجميع عمليات المحاكاة قيد النظر.