

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Mention Télécommunications  
Spécialité Réseaux et Télécommunications

présenté par

GUERAINI Imèn

&

ABDI Radhia

---

# Égalisation des canaux de transmission numérique par un algorithme récursif non quadratique

---

Proposé par : Pr. DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2017-2018

## Remerciements

---

Nous remercions **Dieu** le tout puissant de m'avoir procuré et donné la santé, la volonté, la patience, et terminer ce mémoire en toute aisance.

Ce travail me serait point aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide de l'encadrement de **Mr.DJENDI** ,on le remercie par la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa présence, sa rigueur, sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

Nos sincères remerciements s'adressent également à tous nos professeurs du département électronique pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve. Malgré leurs charges académiques et professionnelles et les personnes qui nous ont soutenus et aidé de près ou de loin.

Nos compliments et salutations aux membres de jurés et leurs présences pour notre intérêt, afin d'évaluer et examiner notre mémoire.

Le grand plaisir revient en premier temps, pour leur conseils, aides et encourageants à mes parents de ma vie, mes exemples éternels mes soutiens morales, source de joie et bonheur, se sont toujours sacrifiés pour me voir réussir que dieu le tout puissant vous garde

A la lumière de nos jours, la source de mes efforts la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur mes parents que j'adore.

**GUERAINI Imèn**

**ABDI Radhia**

*Je dédie ce modeste travail à :*

*En ce moment qui constitue un tournant particulièrement important de ma jeunesse, mes sentiments, et mes premières pensées vont vers très **chers mes parents**, aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler, que Dieu le tout puissant leur procure bonne santé et longue vie.*

*Je leur témoigne par cette consécration toute ma gratitude et ma profonde affection.*

*J'estime énormément qui m'a soutenue tout au long de ce projet être même.*

*A mes chers frères : « **Abderrahmane** » et « **Islam** »*

*Ainsi mes chères sœurs : « **Sihem** » et « **Maria** »*

*Qui m'encourageais sans trêve ont contribué pour que ce projet soit possible et réussi je vous dis merci.*

*A toute ma famille.*

*Je remercie profusément ma très chère amie intime et fidèle « **Assia Batoul** », qu'était d'un grand secours, toujours présente au cas de besoin pour ce mémoire, un énorme soutien moral et appui.*

*A tous mes ami(e)s dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieux.*

**GUERAINI Imèn**

*J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail à **ma mère** celle qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à **mon père** et surtout à ma **grand-mère**.*

*À mes chers frères « **Mhemed** », « **Mouloud** », « **Amine** », « **Aymen** » et à mes adorables sœurs « **Amina** » et « **Meriem** » qui ont été mes ombres durant toutes les années des études, qui ont veillé à me donner l'aide, à m'encourager et à me protéger.*

*À mes beaux-frères « **Abdelkrim** » et « **Ali** ».*

*À tous mes amis(es).*

*À Tous ceux qui m'aiment et à tous ceux que j'aime.*

**Abdi Radia**

---

**ملخص:** في هذا المشروع لنهاية الدراسة. لقد تم تطوير النظام للمعادلة بين قنوات الاتصال الرقمي متعددة المسارات. انه التعديل الكيفي. الذي يهدف الى التعويض عن التشوهات المفروضة من قبل القناة على الإشارات.

هذه التقنية للتعديل تسند الى استخدام خوارزمية RNQ لأجل تقدير معاملات قناة رايلي متعددة المسارات. وقد تم الحصول على نتائج جد واعدة.

**كلمات المفاتيح :** التعديل. RNQ. Filtrage.

---

**Résumé :** Ce projet de fin d'étude, se rapporte à une technique d'égalisation des canaux de transmission à multi-trajets, qui devient un outil essentiel dans les systèmes de communication numérique. Il s'agit d'une égalisation adaptative, son objectif principal est de compenser les distorsions infligées aux signaux par le canal.

Cette technique est basée sur l'utilisation de l'algorithme RNQ pour l'optimisation des performances de ses systèmes, et l'estimation des coefficients des trajets multiples du canal Rayleigh. Des résultats très encourageants ont été obtenus.

**Mots clés :** Filtrage, Egalisation, RNQ.

---

**Abstract:** This end of study project, relates to a technique of equalization of multi-path transmission channels, which becomes an essential tool in digital communication systems. It is an adaptive equalization, its main purpose is to compensate for the distortions inflicted to the signals by the channel.

This technique is based on the use of the RNQ algorithm for optimizing the performance of its systems, and the estimation of the Rayleigh channel multipath coefficients. Very encouraging results have been obtained.

**Keywords:** Filtering, Equalization, RNQ

---

## Listes des acronymes et abréviations

<b>JPEG</b>	Join Photographic Expert Group
<b>MPEG</b>	Moving Picture Expert Group
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying
<b>ASK</b>	Amplitude Shift Keying
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>QPSK</b>	Quadrature phase Shift keying
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude modulation
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>TEB</b>	Taux D'erreur Binaire
<b>IES</b>	Interférences Entre Symboles
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>LOS</b>	Line Of Sight
<b>NLOS</b>	No Line Of Sight
<b>ZF</b>	Zeros Forcing
<b>MSE</b>	Erreur Quadratique Moyenne
<b>EQMM</b>	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
<b>MV</b>	Maximum de Vraisemblance
<b>MLSE</b>	Maximum Likelihood Sequence Estimation
<b>DFE</b>	Decision Feedback Equalizer

<b>LMS</b>	Least Mean Square
<b>NLMS</b>	Normalized Least Mean Square
<b>RLS</b>	Recursive Least Square
<b>RNQ</b>	Récurif Non Quadratique

# Table des matières

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## Chapitre 1 Chaîne de transmission numérique

.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.1 Introduction .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.2 Source d'information .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.3 Codage source .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.3.1 Codage sans perte (codage entropique) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.3.2 Codage avec perte .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.4 codage canal.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5 Modulation numérique .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.1 principe de la modulation numérique .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.2 Notions de base .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.3 Modulation par déplacement de phase (PSK) ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.5.4 Modulation d'amplitude (QAM) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6 Milieu de transmission (canal de transmission) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6.1 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN) ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6.2 Canal de Rayleigh .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6.3 Canal de Rice .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6.4 Canal Radio .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.6.5 Les interférences entre symboles.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.7 Récepteur Numérique.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.8 démodulateur numérique.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.9 décodeur canal.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.10 décodeur source.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
1.11 Conclusion .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Chapitre 2 Egalisation.....</b>	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.1 Introduction .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.2 Principe de fonctionnement d'égaliseur.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.3 Critère de Nyquist (Annulation d'IES) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.4 Les techniques d'égalisation .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>



2.5	L'égaliseur linéaire .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.5.1	L'égalisation par forçage à zéro (ZF) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.5.2	L'égalisation à Erreur Quadratique Moyenne Minimale (MMSE ou MEQM) : filtre de Wiener .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.6	L'égalisation à maximum de vraisemblance (MV) : algorithme de Viterbi	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.7	L'égaliseur transverse adaptatif .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.7.1	L'égaliseur non linéaire (égaliseur récursif à retour de décision DFE)	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.8	L'égalisation aveugle ou autodidacte .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
2.9	Conclusion .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Chapitre 3</b>	<b>Egalisation par l'algorithme RNQ .....</b>	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.1	Introduction .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2	Filtre adaptatif .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.1	Présentation et Définition .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.2.1	Principe de fonctionnement .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.3	Filtrage Wiener .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.4	Erreur Quadratique Moyenne (MSE) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.5	Adaptation des coefficients par la méthode du minimum du carré moyen de l'erreur (MMSE) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.6	Présentation des algorithmes adaptatifs .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.6.1	L'Algorithme LMS (Least Mean Squares) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.6.2	L'Algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.6.3	L'Algorithme RLS (Récursif Least Squares) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.6.4	L'Algorithme RNQ (Récursif Non Quadratique) ..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
3.7	Conclusion .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Chapitre 4</b>	<b>Résultats de simulations et analyse des performances .....</b>	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.1	Introduction .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.2	Paramètres de Simulation .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.3	Critères de validation .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.3.1	Diagramme de constellation .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.3.2	Diagramme de l'œil .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

4.3.3	Facteur de retombée (Roll-off) .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.3.4	Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE).....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.3.5	Influence du Rapport Signal sur Bruit .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4	Résultats de la simulation .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.1	Diagramme de constellation.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.2.	Diagramme de l'œil.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.3.	L'erreur linéaire .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.4.	Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE).....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.5.	Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.6.	Critère de Nyquist .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.4.7.	Densité de probabilité du canal de Rayleigh .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.5.	Comparaison des algorithmes NLMS et RNQ .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
4.6.	Conclusion .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

## Liste des figures

- Figure 1. 1.** Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 2.** Principe de numérisation d'un signal analogique. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 3.** Schéma de codage canal. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 4.** Schéma bloc d'un modulateur. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 5.** Schéma générale du modulateur. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 6.** Constellation de la modulation BPSK, QPSK, 8-PSK..... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 7.** Constellation de 16-QAM et 64-QAM. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 8.** Modèle du canal de transmission.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 9.** Modèle du canal à Bruit Blanc Additif Gaussien. ..**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 10.** Modèle du canal Rayleigh (NLOS). ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 11.** Modèle du canal Rice (LOS). ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1. 12.** Interférences entre symboles dans une transmission numérique. ..**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 1.** Récepteur en communication sans fils.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 2.** Schéma d'illustration du principe d'égalisation sur le plan fréquentiel. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 3.** Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 4.** Structure transversale d'un égaliseur linéaire. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 5.** L'égaliseur Maximum de Vraisemblance MLSE dans le circuit de réception .....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 6.** Structure d'un égaliseur transverse adaptatif.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2. 7.** Structure d'un égaliseur à retour de décision (DFE ou ERD).**Erreur ! Signet non défini.**

- Figure 2. 8.** Le schéma bloc d'un égaliseur aveugle. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 3. 1.** Principe de filtrage adaptatif. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 3. 2.** Schéma du principe de filtrage de Wiener. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 3. 3.** Schéma du principe de fonctionnement d'algorithme RNQ. .. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 1.** Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 2.** Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 3.** Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-PSK..... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 4.** Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM. .. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 5.** Diagramme de l'œil avec l'effet de Roll-off.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 6.** Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-PSK. **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 7.** Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-QAM. .... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 8.** Représentation de l'évolution du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 9.** Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-PSK. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 10.** Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec variation du SNR pour la modulation 16-QAM.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 11.** Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-PSK. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 12.** Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-QAM.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 13.** Les trajets multiples du canal de Rayleigh. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 14.** Représentation de Critère de Nyquist.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 15.** Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh. .**Erreur ! Signet non défini.**

- Figure 4. 16.** Diagramme de constellation obtenu avec la modulation 8-PSK par les algorithmes NLMS et RNQ après égalisation et avec SNR= 40 dB. ...**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 17.** Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RNQ. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 18.** Représentation temporelle de l'erreur en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RNQ. ....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4. 19.** Evolution du MSE dans le temps pour la comparaison de la vitesse de convergence de NLMS et RNQ. ....**Erreur ! Signet non défini.**

## Liste des tableaux

- Tableau 4. 1.** Tableau des paramètres utilisés dans la simulation..... **Erreur ! Signet non défini.**

# Introduction générale

---

De nos jours, la communication de l'information prend de plus en plus de place et d'importance dans notre quotidien. Que ce soit la téléphonie, la télévision ou l'Internet, il est évident que nous sommes constamment entourés par des systèmes de communications.

Les systèmes de transmission numérique transportent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme : le câble, la fibre optique, ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique (les réseaux de données), soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'envoyer un maximum de données avec un minimum d'erreurs et plus de fiabilité possible dans un laps de temps. Néanmoins, les canaux de transmission ne sont pas parfaits, à cause de leur bande passante limitée, ainsi l'existence des différents types de bruits dans ces canaux, ce qui agit sur la capacité de la transmission des signaux. Pour diminuer l'influence de ces bruits, on applique des techniques de codage au niveau de l'émetteur qui vise à coder le message émis, et de décodage au récepteur soit à même de corriger la plupart des erreurs de transmission pour minimiser le taux d'erreur d'information. Ainsi que, les techniques de modulation et de filtrage adéquat dont le but est d'exploiter au mieux la bande passante du média (canal de transmission). **Le premier chapitre** de ce mémoire donne la description d'une chaîne de communication numérique et traite les différents points que nous venons de citer.

Si le canal de transmission avait une atténuation constante et un déphasage linéaire sur la bande du signal, il ne modifierait pas la forme des impulsions émises et le récepteur recevrait tout simplement une version bruitée du signal émis. En pratique, ces

deux conditions ne sont que très rarement vérifiées. En effet, le signal peut être fortement atténué dans certaines bandes de fréquences. De plus, le signal informatif qui se propage dans un canal parcourt généralement des trajets multiples provoqués par des réflexions et des diffractions sur les différents obstacles rencontrés sur son chemin. Toutes ces perturbations dégradent le signal émis de tel sorte qu'on reçoit à la réception plusieurs versions bruitées, atténuées et retardées du signal transmis. Cela engendre le phénomène d'IES (Interférence Entre Symbole). Afin de reconstituer l'information d'origine et éliminer les distorsions du signal reçu, on a besoin d'égaliser la réponse impulsionnelle du canal. Par ailleurs, la réponse du canal est en général inconnue et peut varier au cours du temps. À cet effet, son égalisation nécessite des égaliseurs adaptatifs capables de s'adapter au canal et de poursuivre ses variations temporelles. Ces égaliseurs sont classés d'une manière générale, en deux grandes catégories : supervisés (caractérisées par l'utilisation d'une séquence de donnée connues par le récepteur ce qu'on appelle la séquence d'apprentissage) et autodidactes (sans utilisation de séquence d'apprentissage). Dans **le deuxième chapitre**, nous allons présenter la notion d'égalisation, les différentes techniques d'égalisation adaptative pour réduire les distorsions et éliminer les interférences entre symboles(IES) introduit par le canal.

Dans **le troisième chapitre** nous exposerons le principe de filtrage adaptatif, les algorithmes les plus utilisés (LMS, NLMS, RLS et RNQ) par les égaliseurs adaptatifs avec leurs avantages et inconvénients. Le but de ces algorithmes est d'adapter les coefficients du filtre, converger vers la solution optimale recherchée.

**Le quatrième chapitre** sera consacré à la représentation des paramètres de simulation et les résultats obtenus après la simulation de l'égalisation adaptative par l'algorithme Récursif Non Quadratique (RNQ). Les résultats trouvés seront analysés, commentés, constatés et interprétés dans un environnement multi-trajets.

Nous finalisons ce mémoire avec une conclusion générale sur l'ensemble du travail réalisé et effectué.

# Chapitre 1 Chaîne de transmission numérique

---

## 1.1 Introduction

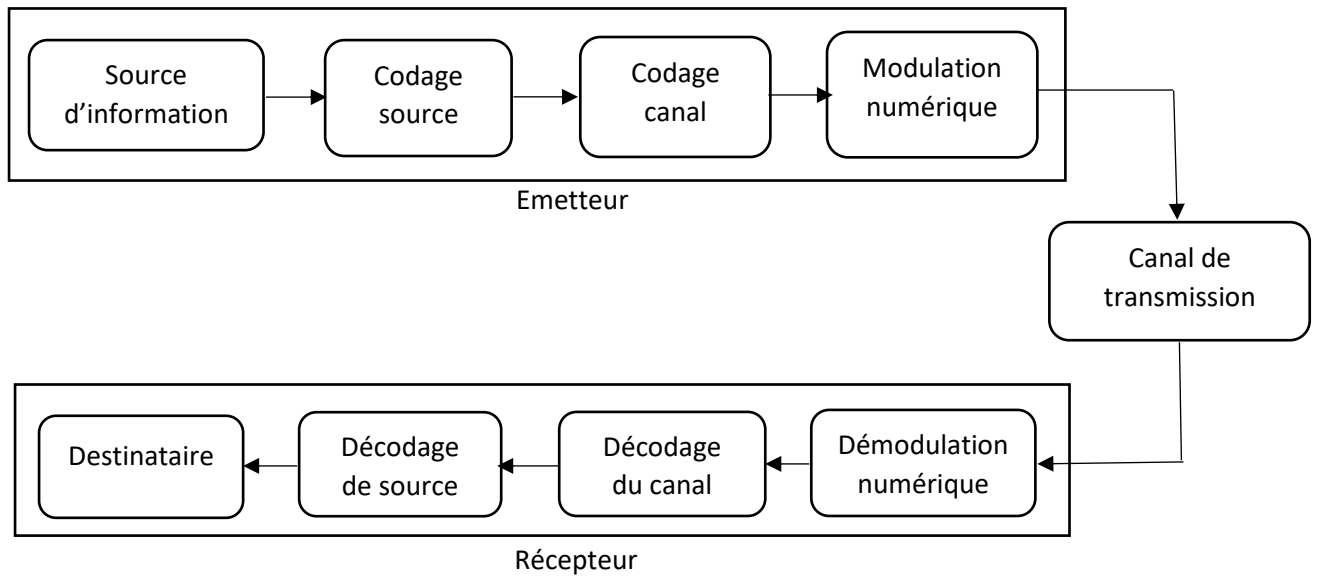
Dans le contexte des systèmes de transmission numérique, les informations sont véhiculées entre une source et un destinataire via un support physique filaire ou sans fil. Notamment, les différents types de câbles, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement de nature numérique (comme dans les réseaux de données), ou analogique (comme : voix, image...etc) qui subit une opération de conversion vers une forme numérique [1].

L'objectif fondamental d'un système de transmission est d'acheminer l'information émise par une source vers le destinataire avec la plus possible fiabilité.

La chaîne de communication numérique se partage en trois départements essentiels, à savoir : l'émetteur, le récepteur et le canal de transmission.

La figure (1.1) illustre le schéma synoptique des éléments constituant la chaîne de transmission.





**Figure 1. 1.** Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique.

En enchaînement, une brève description de chacune des opérations citées fera l'objet des paragraphes ultérieures.

## 1.2 Source d'information

Elle peut être définie comme un dispositif permettant de produire les informations à transmettre. Deux types de source peuvent être principalement distingués :

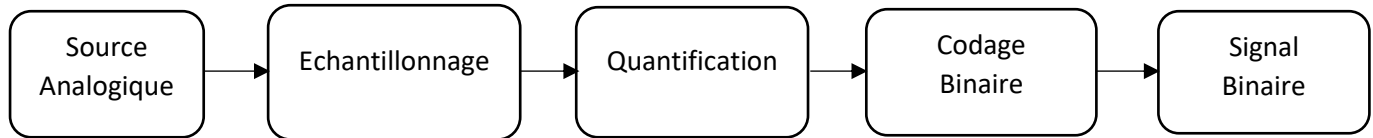
✓ **Source analogique :**

Sa nomination revient à la nature du signal qu'elle délivre un signal continu. à titre d'exemple on cite : signal parole, signal image...etc. Cependant, une étape de conversion analogique numérique est requise dans le but d'établir le traitement numérique.

✓ **Source numérique :**

Contrairement au type précédent, une source numérique délivre un signal discret numérique c'est-à-dire une suite d'éléments binaires  $\{0,1\}$ .

Les principales opérations de la numérisation d'un signal analogique sont présentées dans la figure ci-dessous [1].



**Figure 1. 2.** Principe de numérisation d'un signal analogique.

### 1.3 Codage source

Le codage source ou bien la compression des données, sert à représenter la source avec un minimum de bits possibles, cela se fait par l'abolition de la redondance.

En effet, ce codage vise à minimiser les ressources nécessaires à la transmission (le temps, la puissance, la bande passante, ...etc.), afin de décroître le débit des données de la source.

Le codage source peut se distinguer en deux catégories différentes :

- ✓ Codage sans perte de l'information (codage entropique).
- ✓ Codage avec perte de l'information.

#### 1.3.1 Codage sans perte (codage entropique)

La notion de codage entropique ou compression réversible d'une source correspond à un codage sans perte des symboles de la source pour objectif d'atteindre une limite théorique de gain de compression de Shannon caractérisée par l'entropie de la source.

Dans ce système, le décodeur est capable de reconstruire exactement les données de la source à partir des données compressées.

Le codage entropique se pose sur des algorithmes qui sont utilisés pour cette compression [2] :

- ✓ Les algorithmes de codage statistique, on cite l'algorithme de Shannon-Fano, préfixe, Huffman.
- ✓ L'algorithme de codage arithmétique est utilisé dans les normes JPEG.

Cependant, l'avantage de cette compression est de garder les données sans aucune perte. Or, elle représente un inconvénient concernant le taux de compression qu'est très faible.

### **1.3.2 Codage avec perte**

La compression avec perte est une technique de compression irréversible, qui ne s'applique qu'aux données perceptibles tel que : l'image, la vidéo et le son.

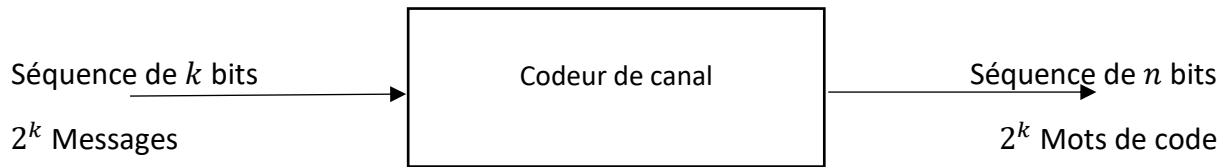
Les algorithmes utilisés dans la compression avec perte sont : JPEG (Join Photographic Expert Group), MPEG (Moving Picture Expert Group). Ces types de codes profitent des faiblesses de la perception humaine c'est-à-dire éliminant les détails fins.

Toutefois, ce codage également a un avantage, le taux de compression est très élevé. D'autre part, son ultime inconvénient est qu'on observe une perte d'information plus au moins visible.

## **1.4 codage canal**

Durant la transmission des données, des erreurs peuvent se produire, qui sont inévitablement dues aux bruits et les perturbations introduites par les canaux de transmission. Pour rétablir, on utilise un codage correcteur d'erreurs.

Ce codage consiste principalement à ajouter un certain nombre de bits de redondance aux informations numériques à transmettre, qui permettent au récepteur de détecter et/ou corriger les erreurs (plus il y a des bits de redondance, plus la capacité de correction est grande).



**Figure 1. 3.** Schéma de codage canal.

Du fait de l'adjonction des bits de redondance, l'information transmise est plus longue. Ce code se caractérise par le taux de codage, où le rendement du code  $R$  (avec  $R = K/N$ ), tel que  $N$  représente les bits générés par le codeur à partir de  $K$  bits d'information.

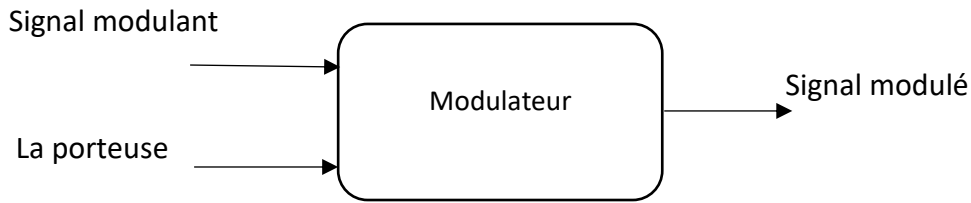
Le rôle fondamental de ce codage est de transmettre efficacement le maximum d'information et améliorer ses performances sans augmenter la puissance d'émission.

Il existe deux grandes familles de codage canal :

- Les codes correcteurs d'erreurs :
  - Codage en blocs linéaire.
  - Codage convolutif.
  - Turbo code.
- Les codes cycliques.

## 1.5 Modulation numérique

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission, son principe consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse [3].



**Figure 1. 4.** Schéma bloc d'un modulateur.

Chacun des signaux modulant et porteur prends, respectivement la forme sinusoïdale et numérique.

L'équation (1.1) décrit la forme générale du signal porteuse  $S(t)$  :

$$S(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (1.1)$$

Où  $A$ ,  $f$  (avec  $f = \frac{2\pi}{\omega}$ ,  $\omega$  est la pulsation) et  $\varphi$  représentent successivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la porteuse [3].

Les types de modulation numérique les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- ✓ Modulation par déplacement d'amplitude ASK.
- ✓ Modulation par déplacement de fréquence FSK.
- ✓ Modulation par déplacement de phase PSK.
- ✓ Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature QAM.

### 1.5.1 principe de la modulation numérique

L'information à transmettre est émanée à partir d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme suivante :

$$C(t) = C_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad (1.2)$$

Sachant que  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase et composante en quadrature.

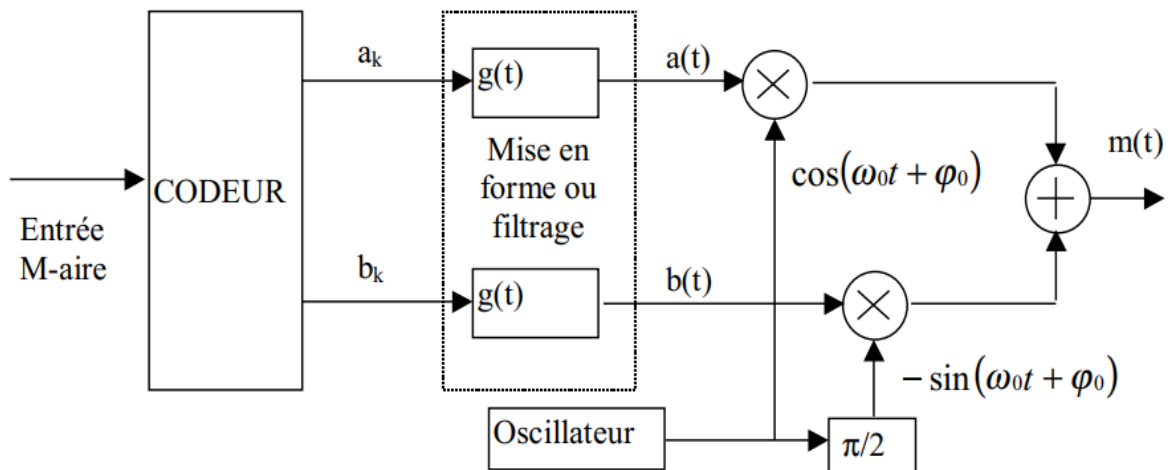
La technique de la modulation transforme ce signal  $C(t)$  en un signal modulé  $m(t)$ , qui s'écrit sous la forme :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega t + \varphi) - b(t) \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.3)$$

Où les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  sont appelés « trains modulants » et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT) \quad (1.4)$$

La fonction  $g(t)$  est la forme d'onde rectangulaire d'une période  $T$  et d'amplitude égale à 1 si le temps  $t$  appartient à l'intervalle  $[0, T[$ , et égale à zéro ailleurs. Cette fonction s'appelle « formant » [4].



**Figure 1. 5.** Schéma général du modulateur.

➤ **Critères de choix d'une modulation :**

Le choix d'un procédé de modulation repose sur différents critères en relation avec les caractéristiques externes et internes du canal, les plus basiques sont :

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

L'intérêt de la modulation réside donc dans la possibilité d'avoir un signal aisément discernable et qui se propage correctement [4].

### 1.5.2 Notions de base

Nous citons les paramètres principaux utilisés dans les transmissions des signaux numériques :

- **La rapidité de la modulation  $R$**  : se définit par le nombre de changement d'état par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément, sa formule est :

$$R = \frac{1}{T}$$

Avec  $T$  est la période en seconde (s), et  $R$  s'exprime en bauds.

- **Le débit binaire  $D$**  : est la quantité d'information transmise par unité du temps par une source, il est défini par l'équation suivante :

$$D = \frac{1}{nT_b}$$

Où  $T = n.T_b$  ( $T_b$  est la durée d'un bit, et  $n$  le nombre de bit par symbole), cela implique que :  $D = n.R$ , le débit sera égale ou supérieur à la rapidité.

- **Le taux d'erreur par bit T.E.B** : il est lié à la qualité d'une liaison, c'est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits transmis.

La valeur de T.E.B est comprise dans l'intervalle [0,1], si le T.E.B est inférieur à (0.5) on dit que la liaison est bonne, sinon la liaison est mauvaise.

- **L'efficacité spectrale  $\eta$**  : définie par le débit binaire maximum dans une largeur de bande occupée par le signal modulé, exprimé en (bits/s/Hz) sa relation s'écrit comme suite :

$$\eta = \frac{D}{B}$$

Elle est comprise entre 2 et 8 pour les techniques de modulation dites performantes [4].

### 1.5.3 Modulation par déplacement de phase (PSK)

La modulation par déplacement de phase (MDP) est loin d'être la technique la plus employée pour la transmission numérique, elle est aussi appelée en anglais « Phase Shift Keying » ou « PSK ».

Dans cette modulation, le paramètre à modifier est la phase de la porteuse mais l'amplitude reste constante. La représentation de ces phases variables peut se faire de manière spatiale, on utilise un cercle trigonométrique. Chaque phase correspond à un mot binaire.

Le signal modulé s'écrit sous la forme suivante [4] :

$$m(t) = A \cos(\omega t + \varphi + \varphi_k) \quad (1.5)$$

Le paramètre  $\varphi_k$  représente l'ensemble des phases possibles se traduit par les expressions suivantes :



$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M} \quad , \text{lorsque } M > 2 \quad (1.6)$$

$$\varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad , \text{lorsque } M = 2 \quad (1.7)$$

Où  $k=0, 1, \dots, M-1$ , et  $M$  est la taille de l'alphabet (nombre de symbole).

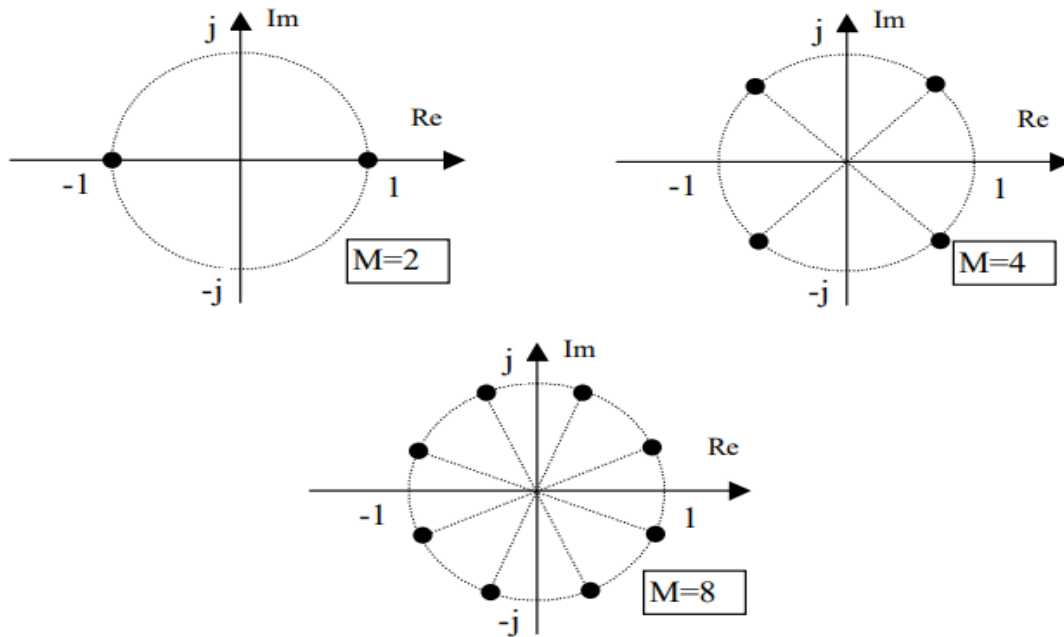
L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante. Cette propriété est intéressante pour les transmissions sur les canaux non linéaires, ce qui fait de la PSK un outil de choix par exemple pour les transmissions par satellites. L'intérêt d'avoir un signal modulé à enveloppe constante est que cela permet d'employer les amplificateurs dans leur zone de meilleur rendement qui correspond souvent à un mode de fonctionnement non linéaire [4].

#### **a Modulation M-PSK**

Dans la modulation numérique M-PSK les bits du train entrant sont groupés pour former les symboles ( $C_k$ ), qui sont répartis sur un cercle et vérifient l'équation (1.2).

L'augmentation de nombre d'états ( $M = 2, 4, 8, 16, 32 \dots$ ect) permet à débit constant, d'occuper une largeur de bande (BW) de plus en plus faible, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Inversement, la robustesse de ces modulations diminue avec le nombre d'états surtout en présence de bruit [5].

Selon l'augmentation de  $M$  (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole), la distance entre les symboles adjacents réduit sur la constellation et pour  $M$  supérieur à 16 on constate une dégradation naturelle des performances. Cela conduit à rechercher d'autres types de modulation aux prix d'une énergie plus faible avec moins d'erreurs, ainsi que la simplicité de réalisation [5].



**Figure 1. 6.** Constellation de la modulation BPSK, QPSK, 8-PSK.

Toutefois, les deux modulations QPSK et 8-PSK sont les deux types de la modulation PSK, qui donnent des meilleures performances par rapport aux autres modulations (32-PSK, 64-PSK...etc).

***b Avantages et Inconvénient de la modulation PSK***

Lors de l'augmentation de  $M$ , la probabilité d'erreur par symbole  $P_s(e)$  sera élevée, et pour ne pas dégrader les performances il est important d'augmenter le rapport signal sur bruit ( $S/N$ ), ceci est raisonnable pour ( $2 < M < 16$ ). Pour la même raison et en respectant l'intervalle de  $M$ , la complexité de l'ensemble des composants émetteur/récepteur n'est pas très élevée dans cette modulation.

Coté inconvénient, il existe dans la modulation PSK des sauts de phase nécessaires de  $\pi$  radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude [4].

### 1.5.4 Modulation d'amplitude (QAM)

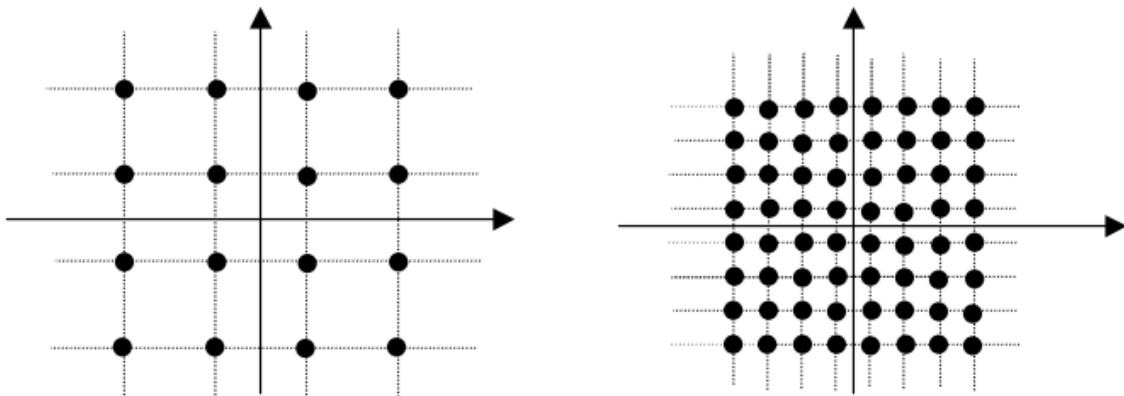
Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature, sont aussi appelées « Quadrature Amplitude Modulation (QAM) ». Cette modulation combine entre celle d'amplitude (ASK) et de phase (PSK) : l'onde porteuse voit son amplitude et (ou) sa phase « sauter » à chaque changement de symbole, Pour cela elle est nommée « une modulation bidimensionnelle ».

Dans la modulation (QAM) les points de la constellation sont répartis uniformément dans le plan, et pour une puissance moyenne donnée la distance entre ces points est maximale, on dit que cette modulation est plus performante que les autres modulations précédentes.

Le signal modulé  $m(t)$  est exprimé sous la forme suivante [5] :

$$m(t) = a(t). \cos(\omega_o t + \varphi_0) - b(t). \sin(\omega_o t + \varphi_0) \quad (1.8)$$

L'équation (1.8) représente une somme de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .



**Figure 1. 7.** Constellation de 16-QAM et 64-QAM.

Dans la modulation M-QAM, chaque état M est représenté par un couple  $(a_k; b_k)$  ce qui revient au même par un symbole complexe :  $C_k = a_k + jb_k$ .

Les tailles de la constellation sont présentées avec un contour carré dont font partie de la : 2-QAM, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM...etc. qui sont utilisés pour faire la constellation sur deux axes, l'une indique la composante en phase (I) et l'autre la composante en quadrature (Q), ainsi qu'elle permet la simplification de la mise œuvre [6].

#### ***a* avantage et inconvénient de la QAM**

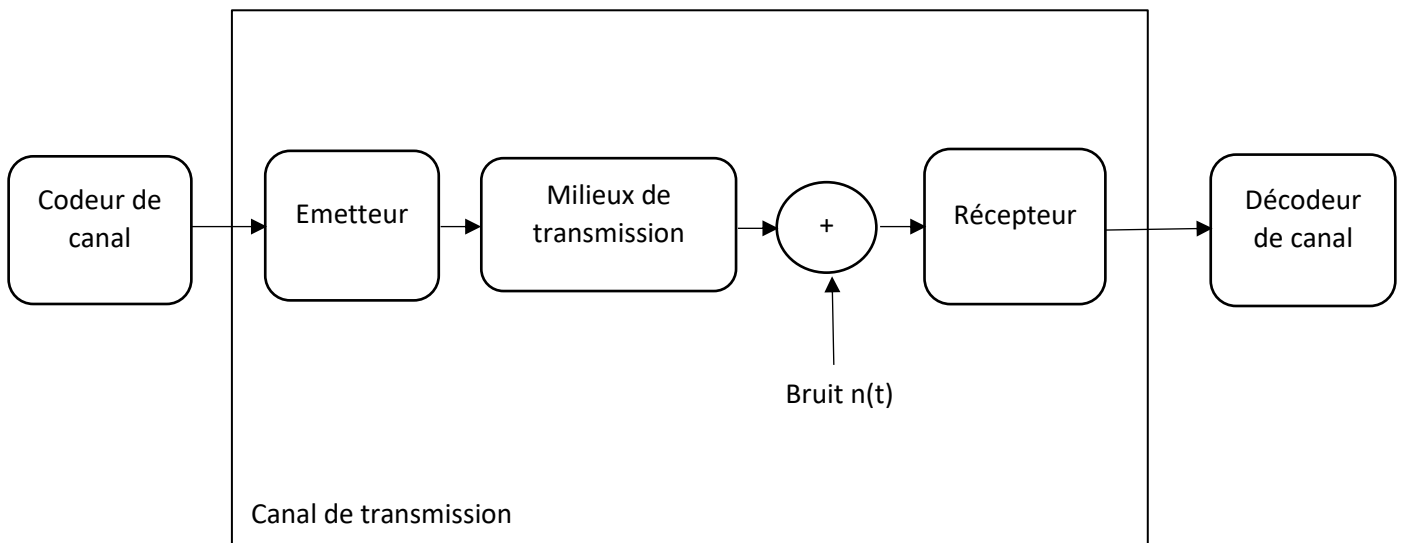
Lorsque M augmente pour la même rapidité de modulation et aussi avec une largeur de bande donnée, le débit binaire et l'efficacité spectrale sont aussi augmentés pour les modulations M-QAM.

En QAM les combinaisons d'amplitude et de phase sont utilisées pour atteindre des débits de données numériques plus élevé.

Inversement, les variations d'amplitude sont sensibles au bruit, ceux-ci impliquent que le nombre de déphasage utilisé par un système QAM est toujours supérieur au nombre de décalage d'amplitude [5].

## **1.6 Milieu de transmission (canal de transmission)**

Le canal de transmission est un lien physique qui produit une liaison entre l'émetteur et le récepteur. Il permet de transporter des données sous forme de signaux. Il inclut toutes les fonctions situées entre la sortie du codeur du canal et l'entrée du décodeur, ces fonctions sont : l'émetteur, milieux de transmission, le bruit et le récepteur [1].



**Figure 1. 8.** Modèle du canal de transmission.

La propagation d'un signal sera réalisée par l'un des supports qui constitue le canal, il existe deux types de support :

- ✓ Support avec un guides physique : paire torsadée, câble coaxiale, fibre optique...etc.
- ✓ Support sans guide physique : espace libre (onde électromagnétique propage par le satellite ou faisceaux hertzien dans l'air).

Les différentes caractéristiques d'un canal de transmission sont : la bande passante ( $W$ ), les trajets multiples, le bruit, et la capacité du canal ( $C$ ) exprimé en bits par seconde (bits/s), elle est définie comme le débit binaire théorique maximum que le canal peut supporter, évoluée par la relation de Shannon :

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B} \right) \quad (1.9)$$

Dans cette formule (1.9),  $W$  est la largeur de la bande passante du support exprimée en hertz (Hz),  $\frac{S}{B}$  représente la valeur du rapport entre la puissance du signal (notée S) et la puissance du bruit (notée B) dans la bande de transmission [7].

Un support de transmission n'est jamais parfait. Alors, un signal sur un support peut être :

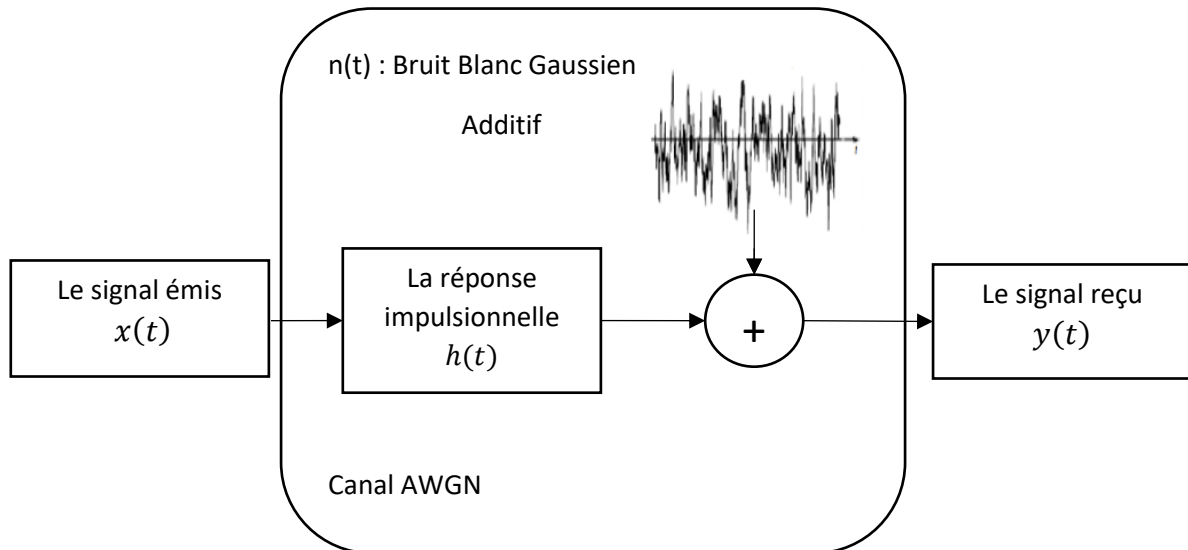
- Atténué.
- Retardé.
- Déphasé.

Le bruit est un signal aléatoire indésirable provient d'un milieu de transmission (bruit externe) ou les dispositifs électroniques (bruit interne). Il existe deux types de bruit :

- ✓ Bruit additif.
- ✓ Bruit multiplicatif.

### **1.6.1 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN)**

Le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG), aussi appelé en anglais « Additive White Gaussian Noise (AWGN) ». C'est le modèle de canal généralement le plus simple à générer, à analyser, et qui est aussi le plus utilisé pour les transmissions numériques. à la sortie de ce canal, le signal transmis résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit additif «  $n(t)$  ». Ce dernier dans ce cas-là est un bruit aléatoire, blanc, centré, gaussien et sa densité spectrale de puissance est uniforme, donc le canal est dit un canal à bruit blanc additif gaussien. Le bruit provient des équipements électroniques au niveau de récepteur (bruit thermique) ou des interférences dues pendant la transmission [1].



**Figure 1. 9.** Modèle du canal à Bruit Blanc Additif Gaussien.

Soit  $x(t)$  le signal transmis dans le canal (AWGN), alors le signal reçu s'écrit sous la forme suivante :

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (1.10)$$

Où  $n(t)$  représente AWGN, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, et de variance " $\sigma_n^2$ " et de densité spectrale de puissance égale à  $\frac{N_0}{2}$ . La densité de probabilité conditionnelle de  $y(t)$  est donnée par :

$$P_{x/y} \left( \frac{y}{x} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \cdot \exp\left(-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (1.11)$$

La distribution d'une variable aléatoire ( $r$ ), suivant une loi gaussienne, est régie par l'équation (1.12) :

$$f(r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.12)$$

Avec :  $\mu$  la valeur moyenne,  $\sigma^2$  la variance et  $\sigma$  l'écart type de la distribution.

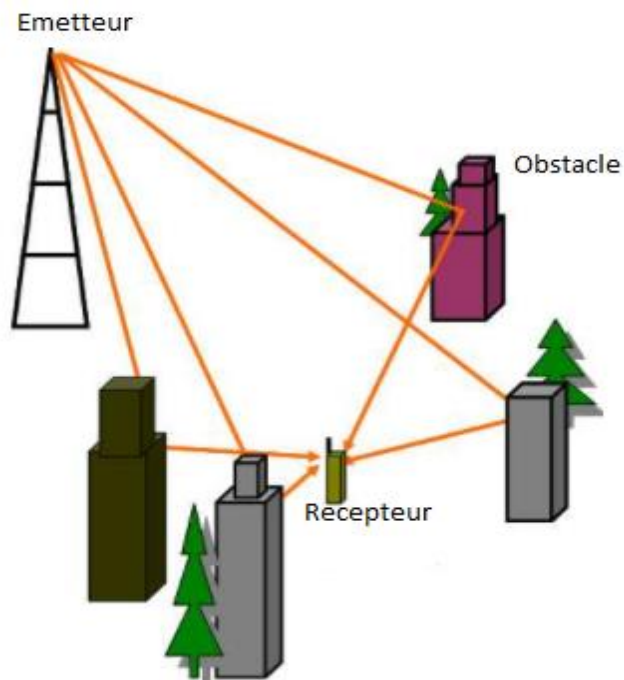
### 1.6.2 Canal de Rayleigh

C'est un canal à multi-trajet ,mais ne dispose pas un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Le signal reçu  $y(t)$  à la sortie de ce canal s'écrit comme suite :

$$y(t) = \alpha(t).s(t) + n(t) \quad (1.13)$$

Avec  $\alpha(t)$  : variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle.

La figure (1.10) représente le canal de Rayleigh :



**Figure 1. 10.** Modèle du canal Rayleigh (NLOS).



Ce modèle de canal est la distribution que l'on utilise pour modéliser les évanouissements dues aux multi-trajets. C'est l'un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant dans les milieux urbains denses. La fonction de la densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh est donnée à l'équation (1.14) :

$$p_r(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad , x \geq 0 \quad (1.14)$$

Le  $x$  est l'enveloppe de signal reçu et  $\sigma$  est l'écart type.

### 1.6.3 Canal de Rice

Ce modèle est souvent utilisé pour caractériser un environnement de propagation comprenant une composante spéculaire forte due à une vue directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS : Line Of Sight), et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement. Le signal reçu  $y(t)$  s'écrit sous la forme suivante :

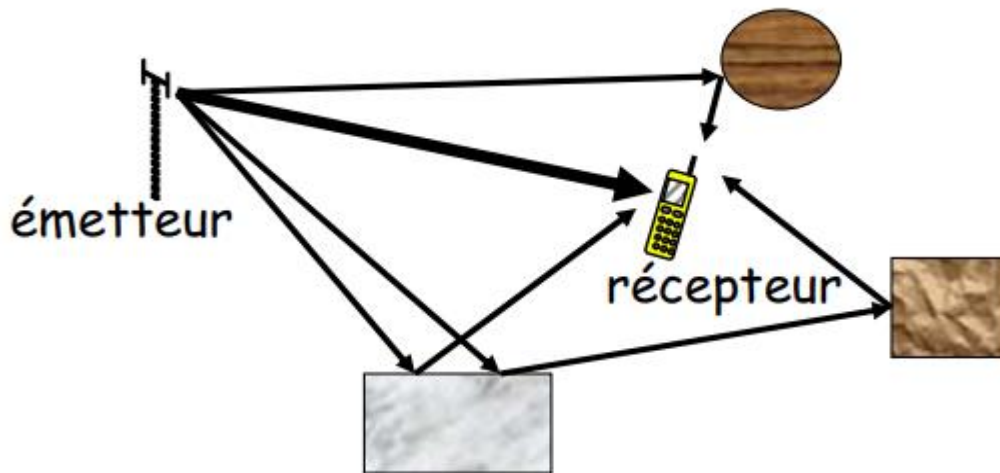
$$y(t) = \alpha(t) \cdot s(t) + n(t) \quad (1.15)$$

Où  $\alpha(t)$  : variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne non-nulle.

Plus généralement, ce type de canal est le cas où la moyenne de l'amplitude soit plus élevée et que les affaiblissements soient plus rares qu'avec un canal de Rayleigh. La densité de probabilité d'une distribution de Rice est donnée par :

$$p_s(s) = \frac{s}{\sigma^2} e^{-(s^2+s_d^2)/2\sigma^2} \cdot I_0\left(\frac{ss_d}{\sigma^2}\right) \quad , \text{pour } s \geq 0 \quad (1.16)$$

Où  $s_d$  désigne l'amplitude du signal dominant,  $I_0$  est la fonction de Bessel.



**Figure 1. 11.** Modèle du canal Rice (LOS).

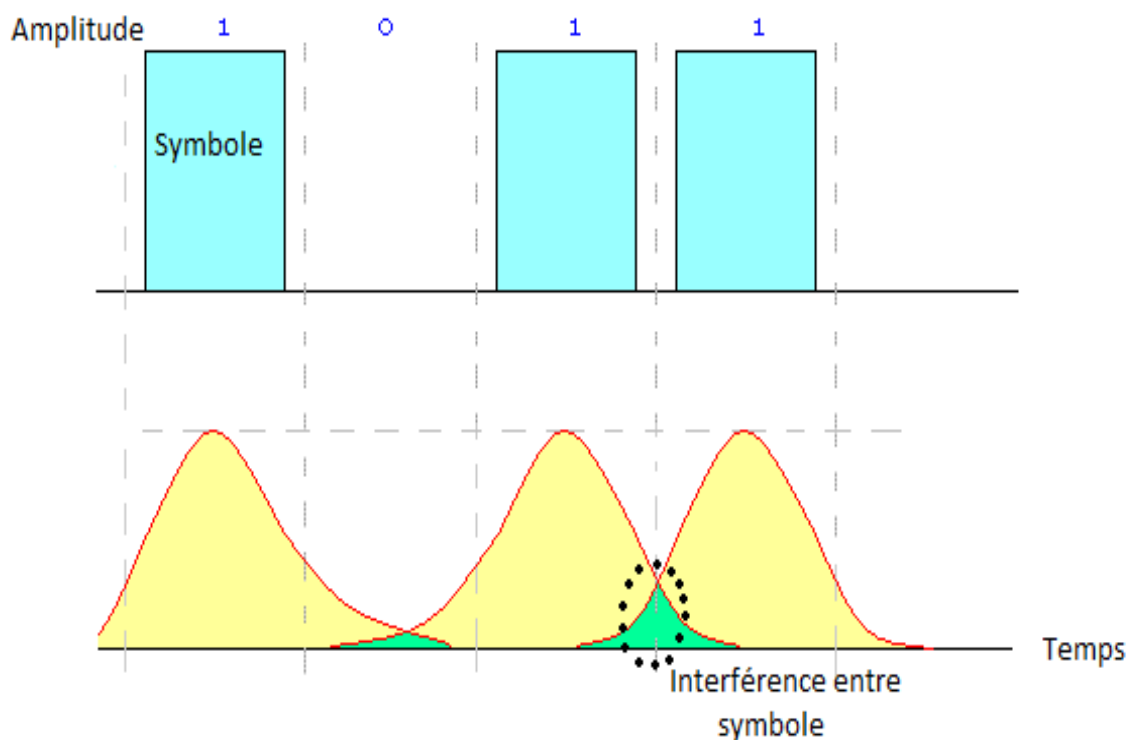
#### 1.6.4 Canal Radio

Dans un réseau sans fil (la propagation des ondes électromagnétiques), Un canal de communication radio est un lien physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur. Le canal radio dépend de plusieurs paramètres. Principalement, il dépend de la localisation de l'émetteur et du récepteur, il dépend aussi d'autres paramètres : la modulation, l'atténuation, l'effet de masque, l'évanouissement et les interférences.

Le but principal d'un système radio-mobile est d'assurer la couverture d'une zone géographique par l'utilisation des antennes d'émission et de réception peu directives. Le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux réflexions sur les obstacles. Ce phénomène de propagation multi-trajets garantit la couverture d'une zone mais engendre des difficultés au niveau du récepteur. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages et les retards différents.

### 1.6.5 Les interférences entre symboles

Lorsque le canal est idéal, sa bande passante est infinie, donc elle est suffisamment large pour transmettre les signaux modulés sans distorsion (c'est un canal qui n'existe pas dans la réalité). Pratiquement, les canaux de communication ont une bande passante limitée. Par conséquent, les impulsions transmises ont tendance à s'étaler lors de propagation. L'étalement de ces impulsions conduit à des chevauchements entre les impulsions adjacentes et cela crée une difficulté d'interprétation des symboles au niveau de récepteur. Comme le montre la figure ci-dessous.



**Figure 1. 12.** Interférences entre symboles dans une transmission numérique.

D'une autre part, le canal à multi-trajet produit aussi des interférences entre symboles dans un environnement à trajet multiple. Un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur par différents chemins de propagation. Du point de vue de récepteur, le canal présente une distorsion temporelle dans laquelle la durée symbole reçu est étalée.

Prolonger la durée du symbole fait chevaucher le symbole reçu courant avec les autres symboles reçus précédemment, ce qui donne la naissance à l'interférence entre symboles. Dans cette situation, l'onde émise peut emprunter deux chemins pour atteindre le récepteur : un trajet direct et un trajet réfléchi.

## 1.7 Récepteur Numérique

À la réception de la séquence binaire, on procède aux opérations inverses pour reconstituer le message source après l'observation du signal présent dans le canal.

Le récepteur doit extraire le message du signal reçu. Pour cela, il procède soit de manière séquentielle en prenant une suite de décisions sur les symboles successifs du message émis dans le cas numérique, soit par simple démodulation dans le cas analogique [5].

Le travail du récepteur est complexe en raison de la différence entre le signal transmis et le signal reçu. Un bon fonctionnement du récepteur est lié à l'exploitation des connaissances a priori de la structure du signal émis.

Les éléments essentiels qui composent un récepteur sont :

- Un contrôleur d'accès va extraire un message particulier de l'ensemble des messages reçus.
- Un démodulateur ramène le signal à une représentation en bande de base.
- Un décodeur de canal corrige les erreurs induites par le bruit dans le canal.
- Un décodeur de source reconstitue le message sous forme compréhensible par le destinataire du message.
- Un égaliseur qui compense les distorsions introduites par le canal.

## 1.8 démodulateur numérique

C'est l'opération inverse de la modulation qui consiste à ramener le signal en bande modulé (hautes fréquences) et qui a une largeur de bande centrée sur  $f_0$  (la fréquence de la porteuse) vers un signal en bande de base (les bases fréquences).

La démodulation numérique est la fonction qui récupère une estimation du symbole à la sortie du canal. Par contre, le symbole qui a été transmis à travers le canal a subi des perturbations qui ne permettent pas de prendre une décision directe quand à la valeur du symbole original. Il est donc nécessaire de comprendre les canaux de transmissions afin de mieux prévoir les perturbations issues du canal.

Il existe plusieurs techniques de démodulation dont leur complexité est de même ordre que ceux qui composent un modulateur à l'émission. On cite comme des techniques de démodulation : la détection d'enveloppe, démodulation cohérente (comme en démodulation PSK et QAM).

## 1.9 décodeur canal

Le décodage canal effectue la fonction réciproque de codage canal utilisé dans l'émetteur, afin de récupérer le message qui a été transmis. Le décodeur utilise la redondance contenue dans un mot de code pour détecter les erreurs dans le mot reçu et les corriger. Pour ce faire, des algorithmes de décodage sont utilisés (on prend comme exemple : l'algorithme de viterbi). Ils fournissent une estimation du message original ( $k$ ) à partir de mot de code reçu ( $c$ ).

Lors de décodage, les symboles reçus peuvent être des bits ou des mots binaires. Dans le cas de bits, le système est dit à décision dure, et dans le cas des mots binaires, à décision souple.

Le système à décision souple présente de meilleures performances qu'un système à décision dure, mais il nécessite une complexité plus grande du décodeur.

Le décodeur canal utilise différentes stratégies, qui peuvent être :

- Correction d'erreur directe (FEC : Forward Error Correction) : les erreurs sont corrigées directement par le décodeur.
- Requête Automatique de Réception (ARQ : Automatic Repeat Request) : les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de retransmettre à nouveau l'information.

## 1.10 décodeur source

Dans ce bloc de la chaîne de transmission consiste à effectuer les procédés inverses du codage source dans l'émetteur, Afin de reconstruire le message original. Ceci se fait selon des techniques qui varient en fonction des techniques de codage canal (codage en bloc, codage convolutif ...etc.), ainsi que les méthodes de décodage conjoint source-canal.

## 1.11 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons constaté les blocs de base utiles qui forment le système de communication numérique de la source vers le destinataire.

L'enchaînement se fait comme suite, à l'émission, l'information transmise est codée, modulée et mise en forme par le filtrage. Afin de transmettre sur le canal. Ces opérations sont vraiment nécessaires pour protéger l'information transmise contre le bruit et l'évanouissement du canal. Le signal reçu est donc toujours perturbé et déformé à cause des interférences entre symboles. On résulte, qu'il lui faut d'autres techniques de traitement au niveau de la réception tel que : le filtrage, l'égalisation, le décodage et la démodulation. En effet, le chapitre 2 étalera la technique d'égalisation ainsi que quelques algorithmes en structures linéaires et non linéaires de cette dernière.

## Chapitre 2 Egalisation

---

### 2.1 Introduction

Lors de la transmission d'information à travers les canaux de transmission, ces canaux sont utilisés par l'émetteur pour transmettre les données au récepteur, qui peuvent introduire souvent des distorsions qui provoquent des erreurs de transmission.

S'il est possible de transmettre des quantités importantes de données sans que le canal de transmission change d'une manière significative, dans ce cas ; on considère que les canaux sont invariants (stationnaires) dans le temps (une atténuation constante et un déphasage linéaire sur la bande du signal), le récepteur reçoit une version légèrement bruitée du signal émis. Mais en réalité, ces conditions ne sont pas valables et les caractéristiques du canal sont inconnues et variables dans le temps.

La propagation des signaux sur le canal de transmission engendre des perturbations, qui peuvent être classées selon ses sources. On peut citer les perturbations dues au filtrage par le canal (à cause des échos : version retardée et atténuée du signal), les perturbations dues au bruit additif du canal, ainsi aux interférences entre symboles...etc. Parmi ces perturbations, nous allons focaliser aux interférences entre symboles (IES) et en anglais 'ISI' (Inter Symbole Interférences) est un effet indésirable causé par le phénomène des trajets multiples, un ou plusieurs symboles peuvent interférer avec d'autres symboles (chevauchement) provoquant un signal moins fiable [7].

L'existence de toutes ces perturbations, le signal émis sera déformé, donc il est difficile de récupérer l'information à la réception. Pour cette raison, on a besoin d'utiliser des techniques d'égalisation et estimation du canal pour éliminer les distorsions du signal reçu.

Cette égalisation nécessite alors, un égaliseur adaptatif capable de s'adapter au canal et poursuivre ses variations temporelles. Les travaux sur l'égalisation dans les systèmes de transmission sont nombreux et très variés, tout dépend du choix de la structure du filtre égaliseur, du critère de qualité de transmission selon lequel il est optimisé, et de l'algorithme employé pour réaliser cette optimisation.

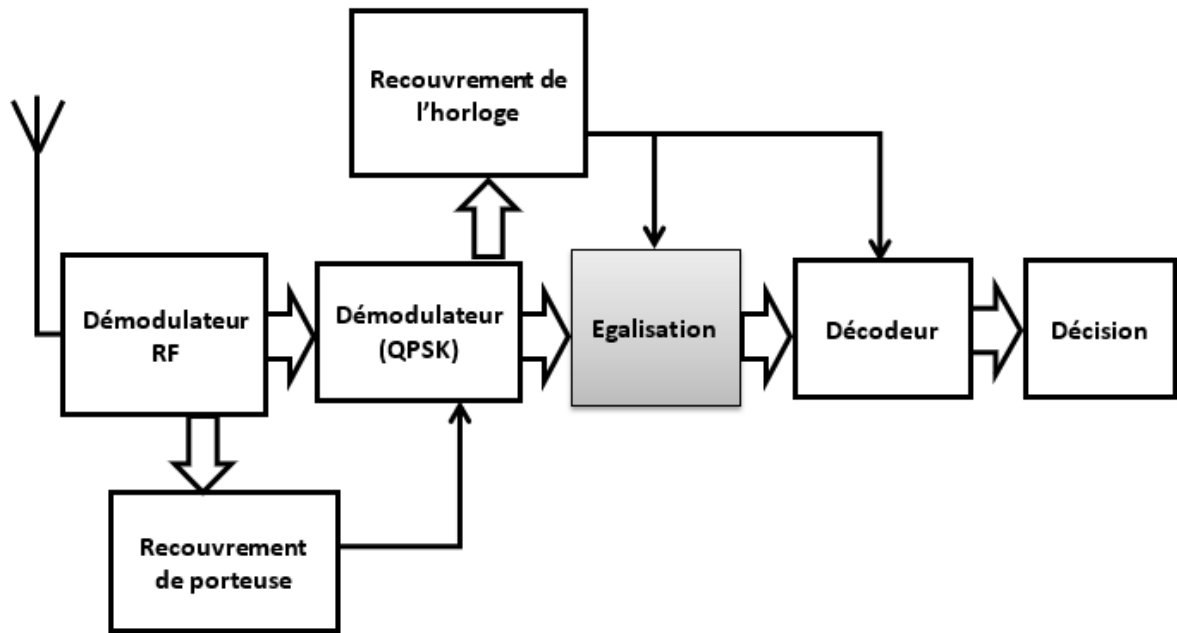
## **2.2 Principe de fonctionnement d'égaliseur**

D'une manière générale, l'égalisation se réfère aux techniques de traitement du signal ou de filtrage dans les systèmes de communication.

L'égaliseur est un filtre qui peut être en deux types de structures : linéaire ou non linéaire, ayant un rôle primordial dans la chaîne de réception en communication numérique sans fil est d'annuler l'effet du canal sur le signal porteur d'information, d'éliminer ou de réduire au mieux les distorsions du signal reçu en bande de base, ces distorsions se manifestent par les interférences entre symboles. Plusieurs méthodes peuvent être employées selon le type et les caractéristiques du canal que nous avons [7].

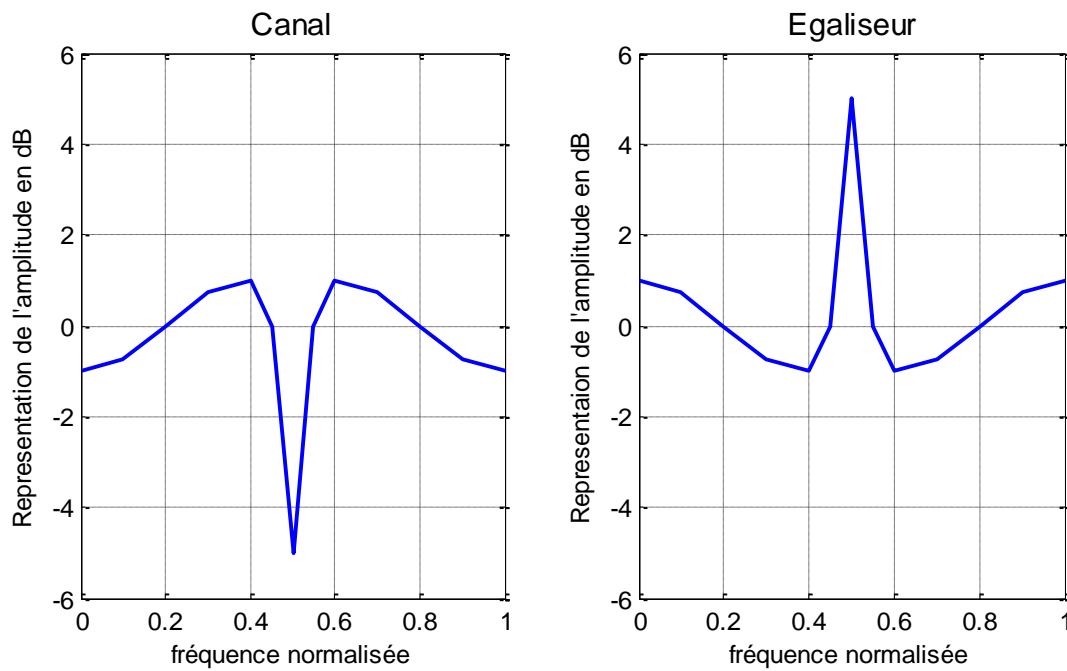
Le schéma de la figure (2.1) illustre bien la position de l'égaliseur dans un système de réception en communication numérique sans fil.





**Figure 2. 1.** Récepteur en communication sans fils.

En pratique, on trouve principalement deux grandes catégories de récepteur : le récepteur optimal, et le récepteur sous-optimal. Le premier genre de récepteur est caractérisé par un égaliseur dont les paramètres de correction sont fixes dans le temps. C'est-à-dire, il nécessite à priori les caractéristiques du canal tel que la réponse impulsionnelle ou la réponse fréquentielle. La seconde catégorie, estime le modèle inverse du canal, c'est-à-dire la fonction de transfert d'égaliseur est créée à partir d'une estimation des paramètres du canal. À l'aide de données transmises connues ou de leurs caractéristiques. Dans ce cas, il est possible d'avoir des paramètres d'égalisation variables dans le temps. Le récepteur est donc doté d'un algorithme qui s'adapte automatiquement les coefficients de l'égaliseur au canal pour corriger les erreurs de transmission [7].



**Figure 2. 2.** Schéma d'illustration du principe d'égalisation sur le plan fréquentiel.

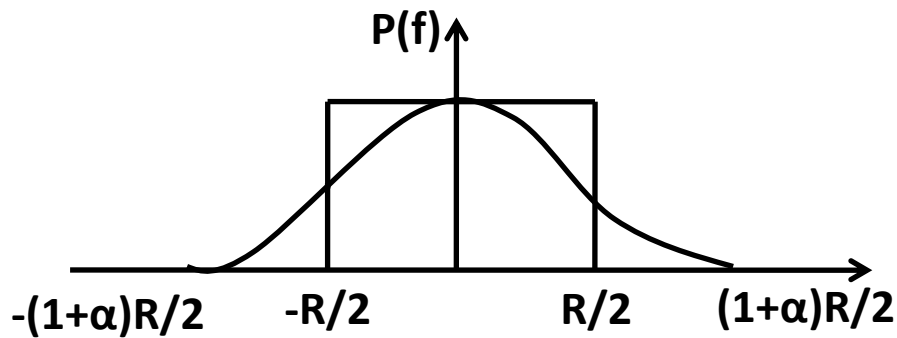
L'égaliseur doit s'adapter sa fonction pour essayer d'annuler au maximum les distorsions. On parle dans ce cas d'égalisation adaptative.

L'opération d'égalisation consiste à définir des solutions optimales avec des structures d'égaliseurs stables de longueurs finies et des algorithmes d'adaptation qui seront traités (par la suite).

### 2.3 Critère de Nyquist (Annulation d'IES)

Le problème traité dans cette section est l'interférence entre symbole (IES) adjacents engendré principalement par les deux filtres d'émission et de réception lors de la transmission des symboles sur la largeur de bande limitée du canal d'une part, et par les transmissions multi-trajets d'autre part. Pour éliminer ces IES, on doit concevoir un filtre de mise en forme des signaux numériques à l'émetteur ainsi qu'un filtre de réception approprié. La mise en forme du symbole discret  $d(t)$  est obtenu en utilisant un filtre d'émission dont le module de la réponse temporelle suit la forme d'un filtre de « Nyquist » [8].

La réponse impulsionnelle du filtre de « Nyquist » est représentée dans la figure ci-dessous.



**Figure 2. 3.** Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist.

Où  $\alpha$  représente le facteur de retombée (roll-off), c'est un paramètre d'excès de la bande de « Nyquist » qui est compris entre 0 et 1,  $R$  représente la rapidité de modulation.

Le signal à la sortie du filtre d'émission s'écrit :

$$S(t) = \sum_K g_e(k)d(t - kT) \quad (2.4)$$

La valeur instantanée de l'amplitude du symbole est prise à l'instant de décision  $kT$ .

$S(k)$  est la valeur de  $S(t)$  à l'instant  $t = kT$ , s'écrit sous la forme :

$$S(n) = \sum_K g_e(k)d(n - k) \quad (2.5)$$

Pour que l'IES soit nulle au récepteur à l'instant d'échantillonnage ( $kT$ ), on fait l'analyse suivante :

$$y(t) = \sum_n |d_n(t)g_e(t - nT) * g_c(t) * g_r(t) + n(t)| * g_r(t) \quad (2.6)$$

Où  $g_e(t)$ ,  $g_c(t)$  et  $g_r(t)$  sont respectivement filtre d'émission, de canal et de réception.

Après démonstration et analyse, on déduit l'équation suivante :

$$y(kT) = n_0(kT) + d_k p(0) + \sum_{n \neq k} d_n p((k-n)T) \quad (2.7)$$

Le  $(d_k)$  est l'information désirée à l'instant  $kT$ . La somme représente l'IES et  $n_0(kT)$  est un élément de bruit échantillonné à la sortie de  $g_r(t)$ . Pour ne pas avoir d'interférence entre symboles, il est clair qu'on doit avoir :

$$p((k-n)T) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

La deuxième question qui se pose concerne la bande minimale nécessaire pour transmettre sans interférences entre symboles à une cadence  $(1/T)$ , cette bande minimale est précisément ' $1/2T$ ' (Hz), que l'on appelle la bande de « Nyquist » [2]. Tel que :

$$\sum_k p\left(f - \frac{k}{T}\right) = T \quad , |f| \leq 1/2T \quad (2.9)$$

Donc, le filtre de « Nyquist » a pour rôle de mettre en forme le signal à transmettre et de réduire l'interférence entre les échantillons adjacents. Ainsi qu'il vérifie l'équation suivante :  $G_e(f) \cdot G_r(f) = 1$ . Ce qui résulte une absence totale d'IES.

## 2.4 Les techniques d'égalisation

L'égalisation a plusieurs techniques pour la réaliser, les égaliseurs peuvent être divisés en trois (03) familles principales :

- ✓ L'égalisation avec la séquence d'apprentissage.
- ✓ L'égalisation aveugle (sans apprentissage).
- ✓ La turbo-égalisation (cette technique n'évoquerait pas dans ce mémoire).

## 2.5 L'égaliseur linéaire

Les égaliseurs adaptatifs linéaires sont les plus simples à mettre en œuvre. Ils sont construits tous simplement d'un filtre numérique transversal à réponse impulsionnelle finie (RIF), pour lequel les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues, et dont les coefficients sont généralement actualisés par des algorithmes du gradient stochastique. On trouve en entrée une séquence de symboles retardé d'une période « T » et en sortie, une séquence de symboles estimés. Pour favoriser la convergence d'un égaliseur, on utilise souvent une séquence d'apprentissage, et cette séquence de données sont connues par le récepteur. La figure (2.4) illustre le principe de l'égaliseur linéaire [9].

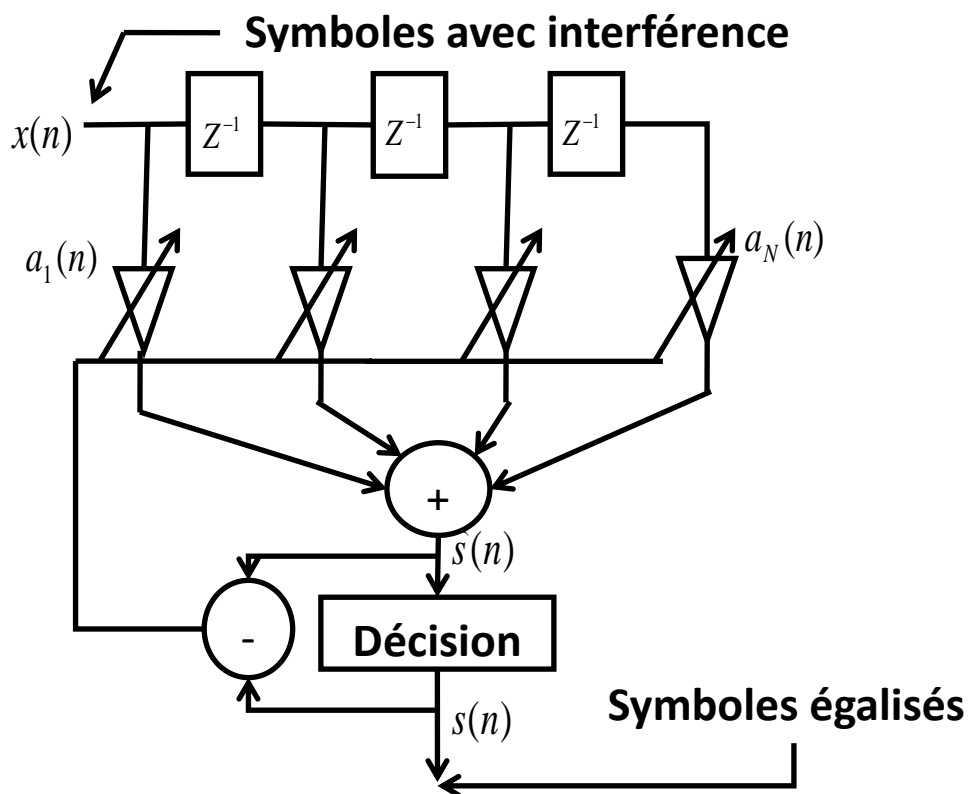


Figure 2. 4. Structure transversale d'un égaliseur linéaire.

Ces techniques sont valables lorsqu'il s'agit d'un canal de faibles variations et lorsqu'on a une connaissance parfaite des caractéristiques du signal. Parmi les critères d'égalisation linéaire les plus populaires sont :

- L'égalisation par forçage à zéro (ZF).
- L'égalisation MMSE.

### 2.5.1 L'égalisation par forçage à zéro (ZF)

Dans un premier temps, Le critère « Zéro Forcing » est adapté comme objectif de minimiser les distorsions maximales et éliminer purement les interférences entre symboles qu'induit par les multi-trajets, à la sortie de l'égaliseur [9].

La sortie de l'égaliseur notée  $y(k)$  s'écrit par l'équation (2.7) :

$$y(k) = q(0)a(k) + \sum_{j \neq 0} q(j)a(k - j) + n(k) \quad (2.10)$$

Où  $a(k)$  et  $a(k - j)$  sont respectivement les bits transmis à l'instant  $(k)$  et  $(k - j)$ .

Le filtre égaliseur qui permet de forcer les interférences entre symboles à zéro, sera donc obtenu en inversant directement la transformée en  $\{z\}$  de la réponse impulsionnelle du canal [10] :

$$C(z) = \frac{1}{F(z)} \quad (2.11)$$

L'égaliseur ZF permet donc de supprimer totalement les IES induit par le canal. Il est moins complexe à mettre en œuvre. Ainsi qu'il est utilisé dans les applications pratiques. Notamment, dans le domaine des communications sans fils [10].

## 2.5.2 L'égalisation à Erreur Quadratique Moyenne Minimale (MMSE ou MEQM) : filtre de Wiener

Le critère zéro forcing permet d'analyser et résoudre correctement le problème de l'ensemble de la chaîne de communication en l'absence de bruit qui perturbe complètement son fonctionnement. Pour cette raison, l'idée de l'égaliseur à erreur quadrature minimale (MMSE ou MEQM) est de minimiser l'erreur quadrature moyenne entre les symboles émis (la séquence d'entrée) et les symboles égalisés (la sortie de l'égaliseur) à chaque instant ( $KT_e$ ). Le bruit est ainsi pris en compte dans ce critère [11].

Cependant, les égaliseurs (ZF) et (MMSE) n'étant pas toujours satisfaisants : le premier est sensible au bruit et le seconde n'élimine pas toute les l'ISI.

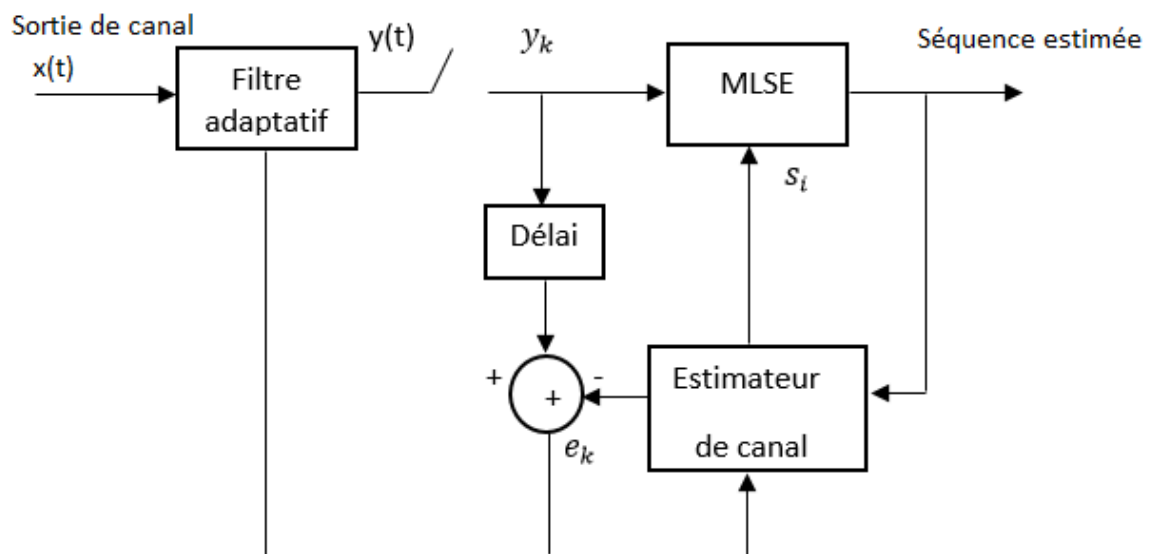
## 2.6 L'égalisation à maximum de vraisemblance (MV) : algorithme de Viterbi

L'égaliseur de Maximum de vraisemblance (MV), est un égaliseur optimal utilisé lorsque le canal possède une mémoire. Il consiste à estimer et détecter la séquence de symboles émis la plus vraisemblable (la plus probable) à partir du signal reçu et de l'estimation du canal. Il est donc nécessaire pour faire la reconstitution de la séquence de symboles, en maximisant la vraisemblance. Ce critère est implémenté par l'algorithme de Viterbi. Ce dernier est devenu l'algorithme indispensable à la réalisation du récepteur en communication numérique, il réalise les fonctions de décodage et d'égalisation suivant le critère de Maximum de Vraisemblance MV (maximise la vraisemblance au sens de toute la séquence émise), ou le critère du Maximum à Postérieur M.A.P (maximise la vraisemblance au sens des symboles émis) de la suite des symboles d'information [12]. Le critère à optimiser de (MV) est donné par l'équation (2.12) :

$$\{s_1, s_2, \dots, s_L\}^{MV} = \operatorname{argmax} P_r(s_1 = m_1, \dots, s_L = m_L | r_1, \dots, r_L) \quad (2.12)$$

Où  $L$  est le nombre de symboles de la séquence émise dont l'alphabet est donné par «  $M^L$  » (les séquences possibles qui permet de retrouver la séquence la plus vraisemblance qui a été envoyée).

L'algorithme de Viterbi reste l'égaliseur le plus fiable qui représente des meilleures performances par rapport aux autres égaliseurs, le plus optimal et peut des fois éliminer complètement l'ISI. Malgré ces avantages, ce type d'égaliseur souffre de deux difficultés importantes. La première, réside dans l'augmentation de sa complexité des calculs lorsque l'étalement temporel de canal est important. Ce problème qui limite son utilisation. La deuxième, le fonctionnement de manière optimale n'est pas assuré que si le bruit est un bruit blanc et gaussien [13].



**Figure 2. 5.** L'égaliseur Maximum de Vraisemblance MLSE dans le circuit de réception.

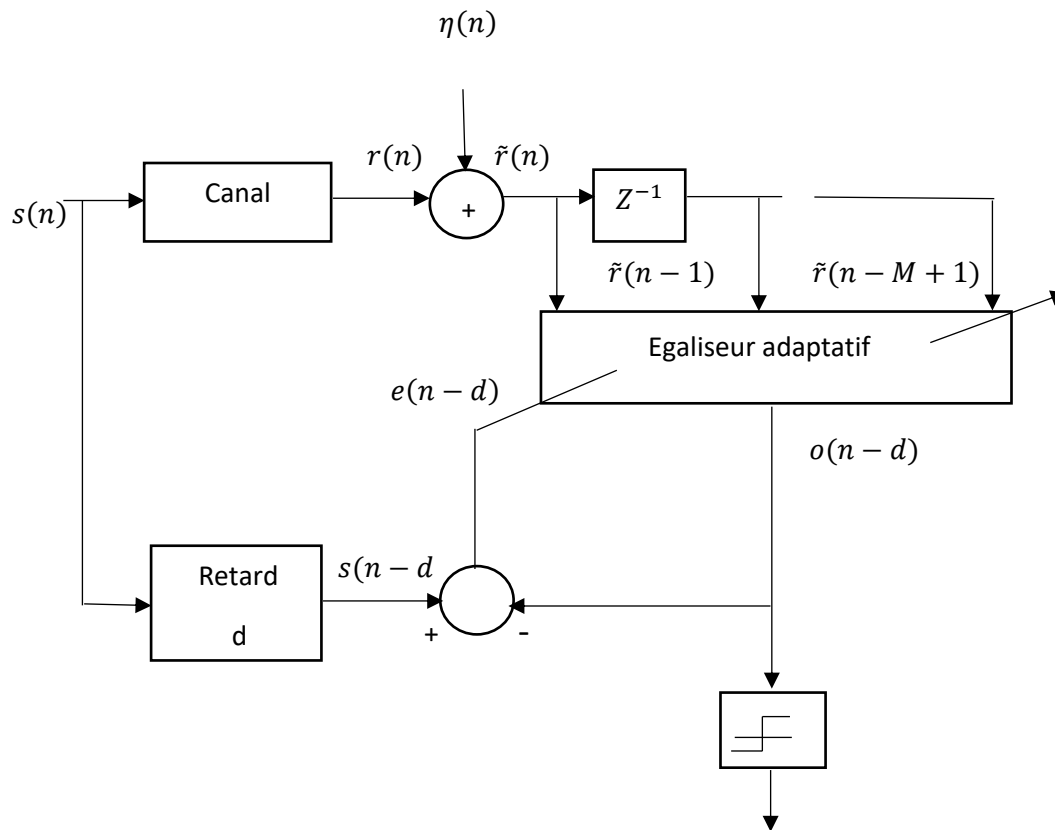
## 2.7 L'égaliseur transverse adaptatif

L'égaliseur adaptatif est un filtre transversal composé d'une ligne de retard ( $kT$ ). Chaque intervalle de retard est connecté à un gain variable dont les échantillons seront additionnés pour déterminer la sortie du filtre. Des poids notés ' $C(K)$ ' sont bien déterminés et définis par un algorithme d'adaptation pour la recherche des valeurs optimales qui permettent d'éliminer les interférences entre symboles engendrés par le canal. Par



conséquent, on peut reproduire la séquence des symboles d'information transmise après un certain délai [12].

L'architecture des égaliseurs transverse adaptatif est donnée par la figure (2.6).



**Figure 2. 6.** Structure d'un égaliseur transverse adaptatif.

Dans ce schéma,  $s(n)$  représente la séquence d'information venant de l'émetteur à travers un canal qui y introduit des perturbations (distorsions) dues à la variation de ses caractéristiques dans le temps.  $r(n)$  est le signal résulté après le passage du canal, et qui va affecter par un bruit additif  $b(n)$ , ce qui nous donne le signal  $\tilde{r}(n)$ . Pour ce type d'égaliseur, l'algorithme adaptatif utilise l'erreur de reconstitution  $e(n-d)$  entre la sortie de l'égaliseur et la donnée originale, pour optimiser les paramètres du filtre qui minimise l'erreur.

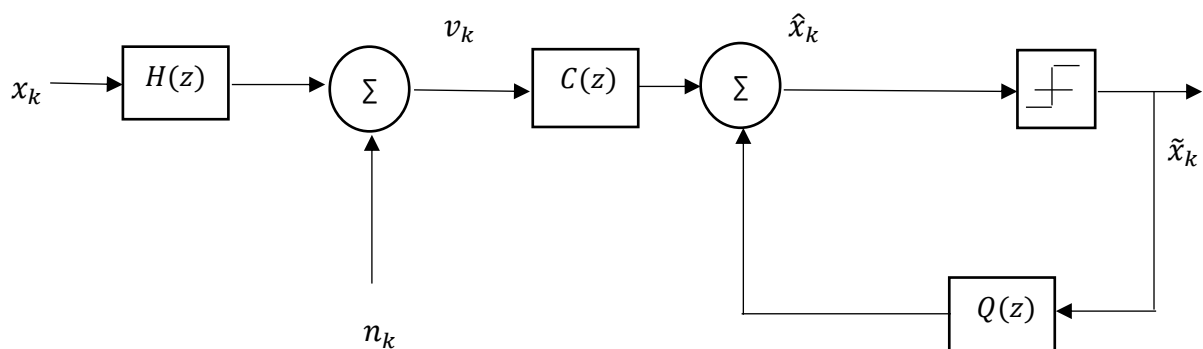
L'adaptation des paramètres prendra un certain nombre de cycles afin de converger vers un minimum d'erreur de correction. Une fois que l'égaliseur est adapté au canal les paramètres de l'égaliseur sont conservés constants pour toute la durée de la communication.

Par contre, si le canal varie l'adaptation doit assurer la poursuite des variations du canal par l'ajustement des paramètres de l'égaliseur, ce qui en général ne cause pas de problème pour de faibles variations. Dans le cas d'une variation brusque ou rapide du canal (milieu hostile), le temps d'adaptation devient critique et dépendra de l'algorithme utilisé et de sa mise en œuvre [13].

### 2.7.1 L'égaliseur non linéaire (égaliseur récursif à retour de décision DFE)

Les égaliseurs linéaires sont efficaces lorsque les interférences entre symboles (IES) ne sont pas très sévères dans les canaux. Par contre, les égaliseurs non linéaires sont utilisés lorsque ces distorsions sont sévères, et qui ne peuvent pas être traités par les égaliseurs linéaires [13].

L'égaliseur récursif à retour de décision (DFE : Decision Feedback Equalizer) est l'un des exemples des égaliseurs non-linéaires. Il est constitué de deux filtres transverses : Un filtre direct  $C(z)$  et un filtre de retour  $Q(z)$  (récursif). L'entrée du filtre direct est la séquence reçue  $\{v(k)\}$  et l'entrée du filtre de retour est la séquence de symboles estimés  $\{\tilde{x}_k\}$ . Le filtre direct est tout simplement un filtre linéaire qui sert à minimiser le terme des IES. On note aussi que la partie récursive, elle synthétise l'IES causée par les symboles passés et la soustrait du signal avant la décision [13]. La figure (2.7) illustre le fonctionnement de la structure d'un égaliseur à retour de décision.



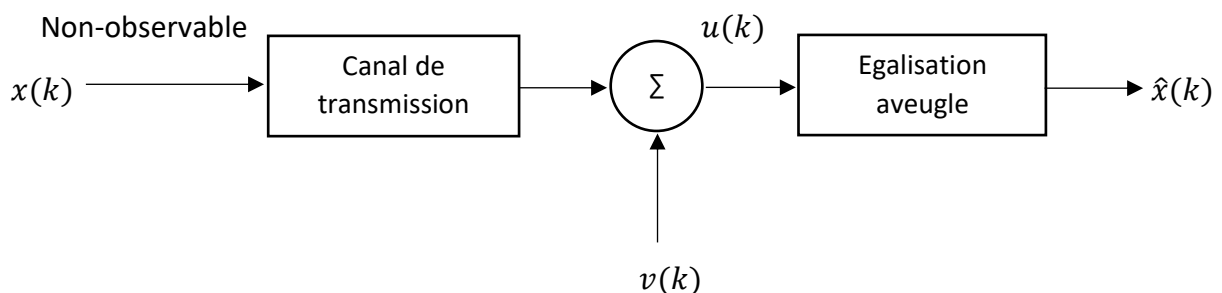
**Figure 2. 7.** Structure d'un égaliseur à retour de décision (DFE ou ERD).

Toutefois, la soustraction d'interférences par la partie récursive étant basée sur l'hypothèse que les décisions sont correctes, une erreur de décision se propage et en cause d'autres erreurs ce qu'on l'appelle le phénomène de propagation d'erreur. Ce phénomène, qui dégrade un peu les performances du système (DFE) surtout en présence d'un faible rapport signal à bruit. Cet égaliseur est d'une charge calculatoire faible (peu de coefficients). Malgré tous cela, ce type d'égaliseur présente d'excellentes performances dans un environnement sévère et il introduit moins de bruit dans l'estimation du symbole émis que l'égaliseur linéaire [14].

## 2.8 L'égalisation aveugle ou autodidacte

On parle d'une égalisation aveugle quand le canal de transmission n'est pas connu du côté récepteur et quand on ne dispose pas une séquence d'apprentissage pour l'estimer. Ce type d'égalisation est appelé aussi « l'auto-égalisation ». Le but de l'égalisation aveugle est de pouvoir reconstituer les données émises  $x(k)$  à partir de la seule observation de la sortie du canal  $u(k)$ , donc la seule connaissance à priori disponible au niveau du récepteur est les statistiques du signal reçu, c'est-à-dire la séquence émis doit être identifier uniquement à partir de la sortie du canal. En effet, le signal de communication présente des caractéristiques statistiques connues et les symboles émis appartiennent à un alphabet fini et bien définit. Pour les algorithmes autodidactes, l'approche est différente au sens où il n'existe pas de séquence d'apprentissage [14]. La structure de l'égalisation aveugle est donnée par la figure (2.8).

Séquence de données



**Figure 2. 8.** Le schéma bloc d'un égaliseur aveugle.

En pratique, la technique de l'égalisation aveugle a deux problèmes majeurs qui sont cités par la suite :

- ✓ Dans un système de communication, Un émetteur qui dessert plusieurs récepteurs ne peut pas réémettre des séquences D'apprentissage à chaque fois qu'un récepteur est mis en marche sous peine de Perturber les données des autres récepteurs.
- ✓ Si un récepteur sous n'importe quelle condition n'arrive pas à faire convergés ses algorithmes lors de la séquence d'apprentissage, il n'a pas la possibilité de demander à l'émetteur de réémettre la séquence une deuxième fois.

Pour ces raisons les chercheurs ont pensé à une méthode qui permet à la fois de :

- Réussir la convergence des algorithmes en utilisant les données disponibles en sortie du canal.
- Converger les algorithmes à tout moment lors d'une perturbation quelconque.

Il existe plusieurs approches d'égalisation autodidacte, on peut citer quelques algorithmes tels que : l'algorithme de Sato, l'algorithme de Godard et l'algorithme BGR (Benveniste et Goursat). On peut dire que la plupart des algorithmes d'autodidactes ne convergent pas vers la solution optimale recherchée et leurs performances sont inférieures à celles des algorithmes avec apprentissage [15].

## 2.9 Conclusion

L'égalisation est une technique très importante 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. Ce chapitre a permis tout d'abord d'introduire les éléments théoriques principaux (les architectures des algorithmes d'adaptation) sur l'égalisation canal. En effet, l'égaliseur est placé au niveau du récepteur est souvent réalisé par une structure à base de filtres linéaires ou non linéaires, qui tendent à avoir une fonction de transfert inverse à celle du canal afin de compenser les distorsions et éliminer les IES créés par les canaux d'évanouissements. Le critère de Nyquist est pris en considération dans cette étude, ce dernier permet de spécifier les conditions nécessaires pour une élimination totale des IES. Cependant, nous avons présenté les égaliseurs avec la séquence d'apprentissage ainsi

que leur structure. Au bout de la ligne, nous avons étalé les algorithmes d'égalisation autodidacte, ces derniers présentent généralement des convergences lentes et des performances inférieures à celle pilotés par phase d'apprentissage.

## Chapitre 3 Egalisation par l'algorithme RNQ

---

### 3.1 Introduction

Les systèmes modernes de communications exigent de plus en plus l'utilisation de techniques adaptatifs (filtres adaptatifs), ces derniers permettent de surmonter les divers problèmes rencontrés pendant le procédé de transmission / réception de données à travers un canal de communication.

Beaucoup d'algorithmes d'adaptation ont été développés pour concevoir les filtres adaptatifs comme Le Least Mean Square (LMS) et sa version normalisé (NLMS), le Recursive Least Squares (RLS) et le nouvel algorithme : récursive non quadratique (RNQ), Ces techniques de filtrage ont été grandement utilisées et appliquées à la résolution des problèmes tels que : l'identification des systèmes, l'égalisation de canal de transmission, la soustraction du bruit, et la réduction d'interférence. Dont le principe utilisé consiste à ajuster les coefficients du filtre vers des valeurs optimales suivant un algorithme basé sur les valeurs données reçues à l'entrée de l'égaliseur et sur la valeur de l'erreur instantanée qui minimise la fonction de coût (MSE) [20].

### 3.2 Filtre adaptatif

#### 3.2.1 Présentation et Définition

De façon générale, les filtres adaptatifs sont des systèmes numériques appliqués sur des données bruitées pour obtenir une information utile à un certain instant (t). Un filtre est

rendu adaptatif si ses paramètres (les coefficients du filtre) sont modifiés (adaptés) au cours du temps selon un critère donné et bien précis dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Ces modifications doivent suivre l'évolution des systèmes d'entrée (les signaux extérieurs) dans leur environnement aussi rapidement que possible. Le filtre adaptatif est généralement associé avec un fonctionnement en temps réel où l'environnement est mal connu ou changeant pour supprimer les perturbations situées dans le domaine de fréquence du signal utile, ce que les filtres classiques ne peuvent pas faire [20].

Un filtre adaptatif est constitué de deux parties distinctes :

- Un filtre numérique à coefficients ajustables.
- Un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation.

#### ❖ **Classification des filtres adaptatifs :**

Les filtres adaptatifs peuvent être classés en fonction des choix qui sont faits sur les points suivants :

- ✓ Le critère d'optimisation.
- ✓ L'algorithme de mise à jour des coefficients.
- ✓ La structure du filtre programmable.
- ✓ Le type de signal traité (mono ou multidimensionnel).

Par conséquent, Il existe deux classes importantes des filtres linéaires optimaux :

- ✓ Filtrage de Wiener (où les signaux considérés  $d(n)$  et  $x(n)$  sont stationnaires).
- ✓ Filtrage de Kalman (qui est une généralité de filtre de Wiener ou les signaux sont non stationnaires).

#### **3.2.1 Principe de fonctionnement**

Le principe de filtrage adaptatif est représenté sur la figure (3.1). La sortie  $y(n)$  du filtre adaptatif est égale au produit de convolution entre le signal d'entrée (signal reçu)  $x(n)$  et le vecteur  $w(n)$  représentant les coefficients du filtre adaptatif. Tel que :

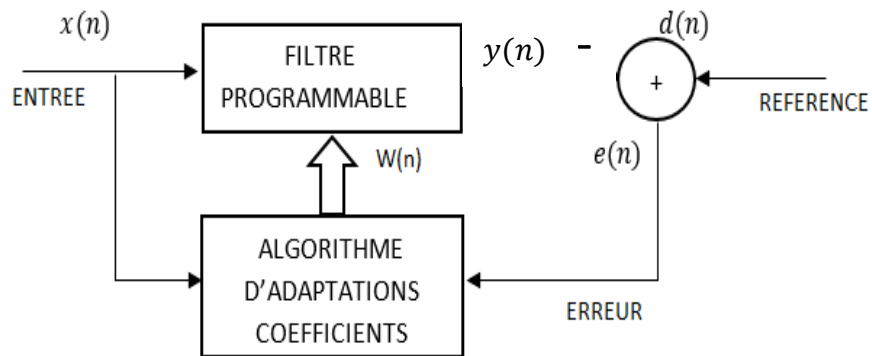
$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k)w(k) \quad (3.1)$$

Le vecteur  $w(n)$  est mis à jour selon une fonction basée sur le signal d'erreur  $e(n)$ . Ce dernier est la différence entre le signal désiré  $d(n)$  et la sortie du filtre  $y(n)$ , qui sert à contrôler (adapter) les valeurs des coefficients du filtre à chaque instant  $T$ , un vecteur  $w(n+1)$  est créé pour l'instant suivre, où :

$$w(n+1) = w(n) + e(n)f\{d(k), x(k)\} \quad (3.2)$$

Cet algorithme adaptatif est implémenté dans le but de filtrer  $x(n)$  de façon que  $y(n)$  soit le plus proche possible du signal désiré  $d(n)$ , ceci en minimisant le carré du signal d'erreur.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.3)$$



**Figure 3. 1.** Principe de filtrage adaptatif.

Avec :

$x(n)$  : signal reçu

$y(n)$  : sortie du filtre



$d(n)$  : signal désiré (référence)

$e(n)$  : signal d'erreur

$w(n)$  : coefficient du filtre adaptatif variable pour chaque  $n$  (échantillons)

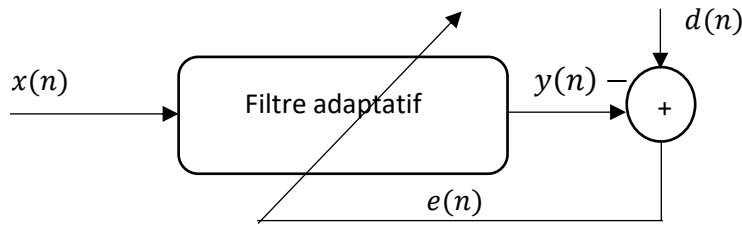
L'objectif principal du filtrage adaptatif, est basé sur la recherche de paramètres optimaux par minimisation d'un critère de performance. Le filtre adaptatif peut être de type RIF (réponse impulsionnelle finie) ou RII (réponse impulsionnelle infinie). Toutefois, la structure la plus utilisée est le FIR et l'algorithme utilisé peut-être basé sur les moindres carrés (LMS) ou les moindres carrés récursif (RLS). Chaque algorithme possède des caractéristiques particulières en termes d'erreurs minimales obtenues, temps de convergence et stabilité [19].

### 3.3 Filtrage Wiener

Dans de nombreuses applications, les signaux temporels sont entachés d'une interférence ou d'un bruit non désiré. Il faut alors trouver une solution permettant de supprimer ou au moins réduire ces composantes perturbatrices. Dans ce cas-là, Le filtre de Wiener apporte une solution à ce problème lorsque le processus est stationnaire (les signaux considérés  $y(n)$  et  $x(n)$  sont stationnaires).

L'approche de Norbert Wiener repose sur une représentation externe des signaux, c'est-à-dire une représentation qui décrit leurs propriétés statistiques : densités de probabilité, fonctions de corrélation, ...etc. Pour des entrées stationnaires, Son importance tient à la fois la simplicité du calcul théorique de la solution optimale et à la généralité de cette démarche. Il consiste alors à minimiser la moyenne statistique du carré de l'erreur (EQM ou MSE en anglais) entre l'information désirée et la sortie du filtre. Cependant, pour les signaux non stationnaires et dont les statistiques sont inconnues ou ne suivent pas de modèle prédéfini, le filtre de Wiener est souvent inapproprié et on lui préfère le filtre de Kalman [20].

Le contexte du filtrage de Wiener est résumé dans le Schéma de la figure suivante.



**Figure 3. 2.** Schéma du principe de filtrage de Wiener.

Le problème du filtrage optimal est de retrouver  $x(n)$  à partir de  $y(n)$ . Une solution consiste à filtrer  $y(n)$  de telle sorte que la sortie du filtre soit la plus proche possible de  $x(n)$ .

On note  $e(n)$  l'erreur entre la réponse désirée  $d(n)$  et la sortie  $y(n)$ ,  $W(n)$  est la réponse impulsionnelle du filtre. Donc, cela consiste à rechercher le filtre assurant l'erreur la plus faible  $e(n)$ , au sens d'une certaine fonction de coût (le critère d'optimisation) :

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{w}} J(e(n)) \quad (3.4)$$

Où  $\mathbf{w}_{opt}$  est le vecteur optimum et  $J$  représente la fonction coût donné par :

$$J = \mathbb{E}\{e^2(n)\} \quad (3.5)$$

La fonction coût qui sera à minimiser est l'erreur quadratique moyenne (MSE). Le filtre optimal de Wiener est un filtre qui minimisera la MSE.

- La sortie du filtre est définie par :

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{w}_l \mathbf{x}(n-l) \quad (3.6)$$

Cette famille de filtre (3.6) est celle des filtres RIF.

C'est plus pratique d'utiliser une notation matricielle pour la sortie du filtre :

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{w}(n)^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (3.7)$$

Avec

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{n-1}]^T \quad (3.8)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T \quad (3.9)$$

Où  $\mathbf{w}$  désigne un vecteur de  $L$  coefficients et représente la réponse impulsionnelle finie et  $\mathbf{x}(n)$  désigne un vecteur qui résume le passé proche du signal  $x(n)$  sur la durée de  $L$  échantillons.

- Le signal erreur est :

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.10)$$

### 3.4 Erreur Quadratique Moyenne (MSE)

Dans tout système de communication numérique, l'objectif est de transmettre l'information avec le minimum d'erreur possible. Afin de quantifier cette erreur, on peut utiliser l'erreur quadratique moyenne (MSE). En effet, c'est le filtre de Wiener qui est une classe de filtres linéaires optimaux à temps discret. La fonction de coût est la fonction de référence qui sera prise pour minimiser l'erreur avec les filtres optimaux. Le coût quadratique est le plus souvent retenu du fait de la simplicité des algorithmes qui en découlent [20].

L'erreur quadratique est souvent donnée comme suit [20] :

$$J = E\{(e(n))^2\} \quad (3.11)$$

Où  $e(n) = d(n) - y(n)$  donc on aura :

$$J = E\{(d(n) - y(n))^2\} \quad (3.12)$$

Le critère de MSE présente de nombreux avantages :

- Il requiert des calculs très simples et des structures faciles à mettre en œuvre.

- Il réalise un compromis entre objectifs contradictoires : éliminer les IES et réduire le bruit.

### 3.5 Adaptation des coefficients par la méthode du minimum du carré moyen de l'erreur (MMSE)

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE) est un critère couramment utilisé pour optimiser des fonctions dans les systèmes de transmission, il indique que le système adaptatif a convergé vers la solution désirée. Le but recherché par ce critère est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée et la sortie de l'égaliseur. Ce critère de minimisation prend en compte le bruit ce qui se traduit par la minimisation de l'EQM [21].

$$J^{MSE} = E\{e(n)^2\} \quad (3.13)$$

D'où

$$J^{MSE} = E[(d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n))^2] \quad (3.14)$$

$$J^{MSE} = E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)] + E[\mathbf{w}^T\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T\mathbf{w}(n)] \quad (3.15)$$

$$J^{MSE} = E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T] \mathbf{w}(n) \quad (3.16)$$

On peut réécrire la fonction de cout de la manière suivante :

$$J^{MSE} = E[d^2(n)] - 2\mathbf{R}_{xd}\mathbf{w} + \mathbf{w}^T\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(l n) \quad (3.17)$$

(Cette équation est appelée l'équation de Wiener)

Avec  $\mathbf{R}_{xx}$  est la matrice d'autocorrélation de l'entrée définie par :

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T] \quad (3.18)$$

Le  $\mathbf{R}_{xd}$  est le vecteur d'intercorrélation entre la sortie et l'entrée :

$$\mathbf{R}_{xd} = E[d(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (3.19)$$

L'opérateur  $(.)^T$  désigne la transposition et  $E[.]$  désigne la moyenne statique.

Le gradient de la fonction de cout par rapport au vecteur poids  $\mathbf{W}$  [20] :

$$\nabla_{\mathbf{W}} J^{MSE} = \frac{\partial J^{MSE}}{\partial \mathbf{w}} = \left[ \frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_n} \right] \quad (3.20)$$

$$\nabla_{\mathbf{W}} J^{MSE} = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}(n) \quad (3.21)$$

Par conséquent à l'optimum, on a :

$$0 = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}_{opt} \quad (3.22)$$

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xd} \quad (3.23)$$

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (3.24)$$

Finalement on obtient la formule de l'erreur quadratique minimale, on remplace l'équation de  $\mathbf{W}_{opt}$  dans l'équation  $J = E\{(e(n))^2\}$  :

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{R}_{xd}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (3.25)$$

## 3.6 Présentation des algorithmes adaptatifs

Un algorithme adaptatif est un algorithme qui est capable de changer automatiquement son comportement en fonction de son contexte d'exécution pour atteindre des performances optimales. Les changements peuvent être sur les données manipulées par l'algorithme, des paramètres de configurations de l'environnement d'exécution et de l'occupation des ressources. Ces algorithmes sont des algorithmes au sens classique, le terme adaptatif est utilisé pour souligner le fait que le comportement de l'algorithme peut varier de façon importante selon l'environnement [21].

Le choix de l'algorithme se fera en fonction des critères suivants :

- La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger de la solution optimale.
- La mesure de cette "proximité" entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite des variations (non-stationnarités) du système.
- La robustesse au bruit.
- La complexité.
- La structure.
- Les propriétés numériques (stabilité et précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients du filtre [22].

### 3.6.1 L'Algorithme LMS (Least Mean Squares)

L'algorithme LMS (Least Mean Squares) conçu en 1960. Il s'agit l'une des méthodes les plus populaires dans l'industrie pour le calcul des coefficients d'un filtre à réponse impulsionnelle finie. Cet algorithme est le plus utilisé dans les applications techniques à temps réel et industrielles en raison de sa simplicité et sa robustesse, il est basé sur la minimisation de critère d'erreur quadratique moyenne (MSE), cet algorithme représente une procédure itérative d'ajustement du vecteur des coefficients d'égaliseur où la mise à jour de ces coefficients est basé sur une fonction de coût, cette dernière dépend de la sortie de l'égaliseur. Chaque vecteur de coefficients d'égaliseur est associé à une valeur d'erreur entre la sortie

estimée et la sortie égalisée, en utilisant cette erreur l'algorithme LMS tente de trouver le vecteur désiré [23].

La mise à jour du vecteur de poids d'égalisation LMS est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu_{LMS}\mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.26)$$

Où «  $\mu_{LMS}$  » est le pas de convergence (le pas d'adaptation) de l'algorithme LMS, ce paramètre ajustable permet de faire un compromis entre la stabilité de la vitesse de convergence,  $e(n)$  est le signal d'erreur donné par l'équation (3.3).

➤ **Convergence et stabilité de l'algorithme LMS :**

Le premier approche on peut considérer que l'algorithme est stable, ce qui consiste à introduire un filtre optimal. L'algorithme LMS est engagé certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence :

Si «  $\mu_{LMS}$  » est choisi pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Cependant, une grande valeur de «  $\mu_{LMS}$  » peut conduire une accélération de convergence, mais peut-être moins stable autour de la valeur minimale.

Donc la condition nécessaire et suffisante de la convergence d'algorithme du gradient (LMS) est la suivante :

$$0 < \mu_{LMS} < 2/\lambda_{max} \quad (3.27)$$

Le «  $\lambda_{max}$  » représente la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation  $\mathbf{R}_{xx}$ .

### 3.6.2 L'Algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square)

L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) a été mené par Widrow en (1976). Qu'est dérivé du LMS. Cet algorithme consiste à normaliser le pas d'adaptation «  $\mu$  » dans l'algorithme LMS pour rendre la convergence plus au moins uniforme en passant d'une étape d'adaptation à une autre.

L'intérêt de l'algorithme NLMS par rapport à l'algorithme LMS est de rendre l'algorithme indépendant de la variance du signal d'entrée. Cependant, la distribution des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée n'est en rien modifiée [22].

La mise à jour des coefficients du filtre adaptatif par l'algorithme NLMS est alors donnée selon la formule (3.29) :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu_{NLMS} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.28)$$

Où le pas d'adaptation "  $\mu_{LMS}$  " est remplacé par un pas d'adaptation défini à chaque itération par :

$$0 < \mu_{NLMS} < 2 \quad (3.29)$$

Cet intervalle représente la condition suffisante de la convergence de l'algorithme NLMS, avec "  $\mu_{NLMS}$  " est le pas d'adaptation du NLMS.

- $e(n)$  représente le signal d'erreur donné par l'équation (3.10).

L'analyse théorique du comportement de l'algorithme LMS normalisé est plus délicate que celle du LMS, et il apporte une amélioration significative sur le taux de convergence (il converge plus rapide) par rapport au LMS grâce à la normalisation du pas d'adaptation  $\mu$  optimal dans les deux cas. Cet algorithme peut être plus complexe que l'algorithme LMS mais il reste toujours l'un des algorithmes les plus simples à mettre en application.



### 3.6.3 L'Algorithme RLS (Recurisif Least Squares)

L'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS- Recursif Least Squares), c'est un algorithme de complexité plus grande que le LMS. Cependant, il fournit une convergence plus rapide que les algorithmes précédents, une erreur plus faible et il est peu sensible aux variations des valeurs propres du système. La performance de cet algorithme est de minimiser à chaque instant la somme pondérée des carrés des erreurs estimés. Les étapes de réalisation de cet algorithme comprennent celles de l'algorithme LMS avec différences majeurs : la mise à jour des poids et la présence du gain [23].

L'équation de la mise à jour du vecteur des poids de l'algorithme RLS, s'écrit comme suite :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{G}(n) e(n) \quad (3.30)$$

L'initialisation de ce vecteur :

$$\mathbf{w}(0) = 0 \quad (3.31)$$

$G(n)$  est le gain de « Kalman » qui se définit comme suit :

$$\mathbf{G}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \mathbf{P}(n) \mathbf{x}(n)} \quad (3.32)$$

Avec  $e(n)$  représente l'erreur a priori par l'équation (3.10).

Le calcul de  $\mathbf{G}(n)$  est effectué à l'aide de la matrice  $\mathbf{P}(n)$  qui se définit selon la formule suivante :

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n - 1) - \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \mathbf{G}(n) \mathbf{P}(n - 1) \quad (3.33)$$

Tel que «  $\lambda$  » est le facteur d'oubli compris entre 0 et 1.

Cette équation dernière (3.36) est initialisée par la manière suivante :

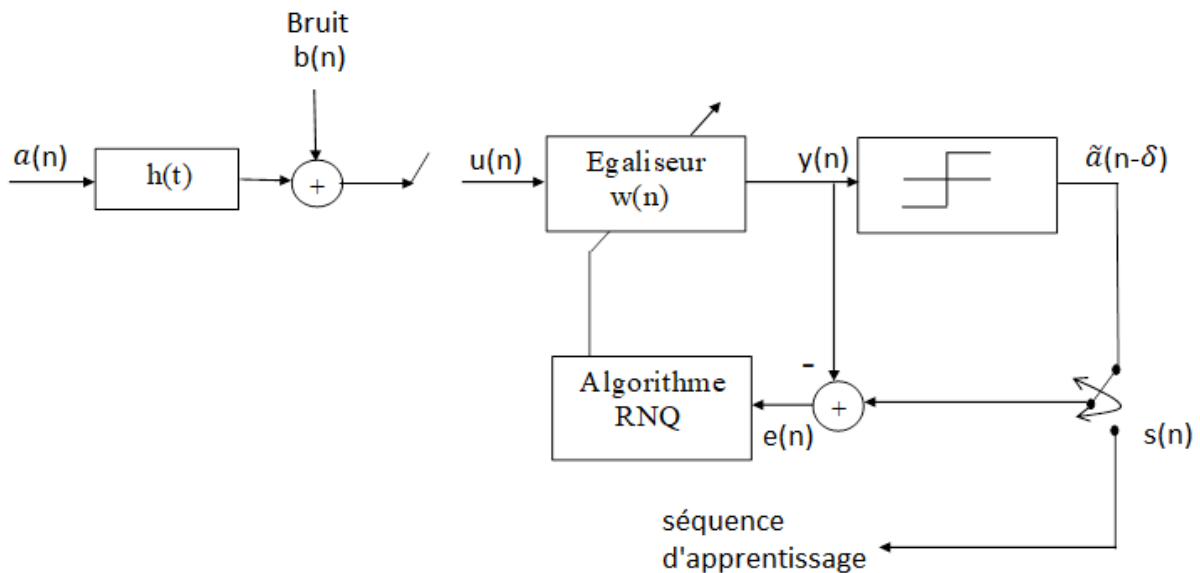
$$P(0) = \beta^{-1}I \quad (3.34)$$

Où  $I$  est la matrice identité,  $\beta$  est une constante positive et très faible.

L'algorithme RLS fonctionne uniquement en contexte stationnaire, il converge strictement vers le paramètre optimal. Cependant, cet algorithme présente une divergence si le gain d'adaptation est trop grand. Cela nécessite la recherche d'un autre algorithme plus performant et avec une bonne convergence tel que : L'Algorithme RNQ.

### 3.6.4 L'Algorithme RNQ (Récursif Non Quadratique)

L'algorithme récursif non quadratique (RNQ) est un type d'algorithme adaptatif basé sur des fonctions non quadratiques de l'erreur, et qui converge plus rapidement que les algorithmes précédents (LMS, NLMS, RLS). La figure ci-dessous représente le principe de base d'algorithme RNQ :



**Figure 3. 3.** Schéma du principe de fonctionnement d'algorithme RNQ.

Tel que :

$$d(n) = \begin{cases} s(n) & ; n \leq D_{app} \\ \tilde{a}(n - \delta) & ; n > D_{app} \end{cases} \quad (3.35)$$

Où  $D_{app}$  est la durée d'apprentissage avec : ( $D_{app} = 1000$ ).

La structure de base d'un filtre adaptatif se compose d'un signal désiré  $d(n)$ , un vecteur d'entrée  $\mathbf{u}(n)$  défini par :

$$\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n - 1), \dots \dots \dots, u(n - L + 1)]^T \quad (3.36)$$

Et une erreur  $e(i)$ , qui est utilisée pour mettre à jour le vecteur  $\mathbf{w}(n)$  :

$$\mathbf{w}(n) = [w(n), w(n - 1), \dots \dots \dots, w(L - 1, n)]^T \quad (3.37)$$

Cette organisation sert à récupérer le signal désiré  $d(n)$ , en estimant le signal  $y(n)$  à la sortie du filtre :

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \cdot \mathbf{u}(n) \quad (3.38)$$

Ensuite, nous calculons la fonction d'erreur, tel que :  $e(i) = d(n) - y(n)$ .

Où  $(n)$  représente le nombre d'itération avec : " $1 < i < n$ ", et  $L$  est la longueur du filtre.

Pour l'algorithme RNQ, on vise à minimiser le critère suivant :

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \{\lambda^{n-i} [e(i)]^{2j}\} \quad (3.39)$$

Où  $j$  et  $n$  sont des entiers positifs.

Et

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}(n)^T \mathbf{u}(n) \quad (3.40)$$

Le facteur de pondération exponentielle, ou le facteur d'oubli  $\lambda$  est une constante proche mais inférieure à un.

Afin d'obtenir le filtre optimal, nous calculons le gradient de  $J(n)$ . Tout d'abord, On prend la formule de  $[d(i) - \mathbf{w}(i)^T \mathbf{u}(i)]^{2j-1}$ . Puis, on applique l'approximation suivante :

$$\nabla J(n) = -2j \left[ \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} d^{2j-1}(i) \cdot \mathbf{u}(i)] - (2j-1) \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} d^{2j-1}(i) \cdot \mathbf{u}(i) \mathbf{u}(i)] \mathbf{w}(n) \right] \quad (3.41)$$

Alors, En supposant que  $e(i)$  est approximativement égal à zéro lorsque les coefficients atteignent ses valeurs minimales.

On définit du premier terme de l'équation dernière comme  $\mathbf{Z}(n)$  et le second terme comme  $\varphi(n)$ . Donc, cette équation peut être écrite comme :

$$\nabla J(n) = -2j [\mathbf{Z}(n) - \varphi(n) \mathbf{w}(n)] \quad (3.42)$$

Maintenant, en l'égalant à zéro, on obtient l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \varphi^{-1}(n) \mathbf{Z}(n) \quad (3.43)$$

En isolent le terme correspond à  $i = n$  de  $\varphi(n)$ , nous obtenons :

$$\varphi(n) = \lambda \varphi(n-1) + [(2j-1) d^{2j-2}(n)] \mathbf{u}(n) \cdot \mathbf{u}(n) \quad (3.44)$$

D'après l'inverse du lemme à l'équation précédente, nous obtenons le vecteur de gain L1, et K est donné par :

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{[(2j-1)d^{2j-2}(n)] + \lambda^{-1}\mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (3.45)$$

Où

$$\mathbf{P}(n) = \boldsymbol{\varphi}^{-1}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{K}(n)\mathbf{u}^T(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (3.46)$$

Nous réorganisons la formule de  $\mathbf{K}(n)$  comme suite :

$$[(2j-1)d^{2j-2}(n)]^{-1}\mathbf{K}(n) = \mathbf{P}^T(n)\mathbf{u}(n) \quad (3.47)$$

En utilisant le fait que  $\mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)$  est une factorisation de  $\mathbf{K}(n)$ , nous obtenons l'équation suivante :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{K}(n)\left[\frac{d(n)}{(2j-1)} - \mathbf{u}^T(n)\mathbf{w}(n)\right] \quad (3.48)$$

Le terme entre crochet dans l'équation  $\mathbf{w}(n)$  est l'estimation de l'erreur, que nous désignons par  $\xi(n)$ .

Enfin, l'équation finale de mise à jour RNQ est donnée comme suite :

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{K}(n)\xi(n) \quad (3.49)$$

### **3.7 Conclusion**

Relatant au fait de ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur le principe de base du filtrage adaptatif que nous avons divergés sur l'un des types de ce filtrage, qu'est entre autres le filtre de « Wiener ». Ces filtres adaptatifs sont utilisés pour minimiser l'erreur quadratique dues aux perturbations du canal, ainsi que les différents algorithmes utilisés pour la mise à jour des coefficients du filtre et pour nous approchons aux maximums au signal d'entrée. En se rapportant sur la référence des filtres NLMS et RNQ et qui fait l'objet de ce projet de fin d'étude.

# Chapitre 4 Résultats de simulations et analyse des performances

---

## 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons exposer les résultats extraits après simulation de l'égalisation adaptative du signal par l'algorithme récursif non quadratiques (RNQ). Nous entamerons par le biais d'explication certains outils de référence, ainsi que la description et la présentation des différents paramètres de simulation que nous utiliserons. Ensuite, nous détaillerons notre travail par les analyses et commentaires des résultats obtenus de manière explicite. Nous finaliserons par la comparaison entre l'algorithme à gradient stochastique (NLMS) et l'algorithme récursif non quadrature (RNQ).

## 4.2 Paramètres de Simulation

	<b>Paramètres de Simulation</b>
Signal source	Signal aléatoire. Nombre de symbole (échantillon) :30 000.
Type de modulation	Modulation M-PSK : 16-PSK. Modulation M-QAM : 16-OAM.

Suréchantillonnage	<p>Fréquence d'échantillonnage : <math>f_e = 4</math> (KHz)</p> <p>Fréquence de suréchantillonnage : <math>f_s = 8f_e</math></p>
<p>Filtrage numérique (racine de cosinus surélevé)</p>	<p>Filtre en cosinus surélevé « la fonction rcosin » : le spectre du signal filtrage émis en racine de cosinus surélevé doit être convenablement localisé afin d'éviter l'IES.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>Facteur de retombée (débordement) : roll-off = 0.2, 0.8, 0.87. Ce facteur d'excès de la bande du filtre qui est compris entre 0 et 1.</li> </ul> <p>Type de filtre « passe bas » est : SQRT/FIR.</p>
Type de canal	Canal de Rayleigh « canal à multi-trajets).
Bruit	<p>Bruit blanc additif gaussien « AWGN ou ABBG ».</p> <p>Le rapport signal sur bruit « SNR » : 60 dB, 80 dB.</p>
Paramètres du filtre	<p>Taille du filtre : L=64.</p> <p>Facteur d'oubli : <math>1-1/L</math>.</p> <p>Nombre d'itération : 200.</p>
Critères de comparaison	<ul style="list-style-type: none"> <li>Constellation</li> <li>Diagramme de l'œil.</li> <li>Erreur linéaire.</li> <li>Erreur quadratique moyenne (EQM ou MSE).</li> <li>Convolution.</li> </ul>

**Tableau 4. 1.** Tableau des paramètres utilisés dans la simulation.



## 4.3 Critères de validation

### 4.3.1 Diagramme de constellation

Le diagramme de constellation est une représentation graphique des symboles numériques reçus au cours d'une certaine période de temps, ils existent différents diagrammes de constellation pour les différents modes de modulation.

Dans le cas d'un canal de transmission idéal, sans bruits ni interférences, tous les symboles sont reconnus par le démodulateur sans aucune erreur. Dans ce cas, ils sont représentés dans le diagramme de constellation par des points bien définis et concentrés.

Si le bruit et les défauts de réception provoquent une dégradation du signal, le démodulateur ne restitue pas correctement les symboles. Dans ce cas, les points se dispersent et créent différentes formes sur le diagramme, qui peuvent être analysées et qui permettent de déterminer le type de bruit dans le signal.

### 4.3.2 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est une méthode pour représenter et analyser les signaux numériques, il s'agit simplement de contrôler visuellement la quantité d'interférence entre symbole (IES) donc il permet d'évaluer globalement la qualité d'une liaison numérique.

La figure de ce diagramme a l'allure d'un œil dont :

1. L'ouverture verticale reflète la résistance au bruit sous échantillonnage idéal.
2. L'ouverture horizontale reflète la sensibilité au désalignement de l'échantillonnage.
3. L'épaisseur de traits à l'instant d'échantillonnage idéal reflète la quantité d'IES présente. Dans le cas où cette épaisseur est très grande, on a un œil « fermé » le rôle d'un égaliseur serait d'ouvrir le plus possible cet œil.
4. La pente de l'œil indique la sensibilité de l'ouverture verticale à de faible alignement d'échantillonnage.

### 4.3.3 Facteur de retombée (Roll-off)

Le train de symboles suréchantillonnés passe dans un filtre numérique, dont l'objectif est donné au spectre du signal la forme la mieux adaptée à la transmission.

Pour mieux remédier les distorsions provoquent d'IES introduite par le canal, nous utilisons la plupart du temps un filtre numérique appelé « filtre de Nyquist en racine cosinus surélevé » placé au niveau de la réception. Le filtrage de « Nyquist » en cosinus surélevé est destiné à éliminer les interférences entre symboles (ce qui conduit à une décision simple symbole par symbole), le critère de ce filtre permet de déterminer l'expression du filtre de réception pour qu'il soit adapté au filtre d'émission et à la forme d'onde, ce filtre est caractérisé par un paramètre  $\alpha$  qui s'appelle le coefficient d'arrondi ou parfois le facteur de retombé (roll-off factor) qui est compris entre 0 et 1,  $\alpha=0$  correspondant au cas idéal « filtre rectangulaire»,  $\alpha=1$  correspondant au filtre avec réponse fréquentielle en cosinus.

### 4.3.4 Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE)

L'objectif de tout système de communication numérique est de transmettre l'information avec un minimum d'erreur. Afin de quantifier cette erreur, on utilise le MSE qui est donné par la formule suivante :

$$MSE = \varepsilon(n) = \sum_{k=1}^n e^2(k) \quad (4.1)$$

Où  $e(k)$  est l'erreur de filtrage.

Ensuite, on exprime la valeur de l'erreur en décibel (dB) :

$$MSE_{dB} = 10 \log(\varepsilon(n)) \quad (4.2)$$

### 4.3.5 Influence du Rapport Signal sur Bruit

Le rapport signal/bruit  $S/R$  (Signal to noise Ratio ou SNR en anglais), appelé encore rapport signal à bruit, permet de mesurer la qualité d'un canal de transmission, c'est un nombre sans unité qui est d'autant plus grand que le bruit est négligeable. Ce rapport se représente par différentes formules, l'une de ces formules est la suivante :

$$S/B = P_S/P_B \quad (4.3)$$

Où  $P_S$  est la puissance de signal en (W),  $P_B$  est la puissance de bruit en (W).

On préfère souvent exprimer le rapport  $S/B$  en décibels :

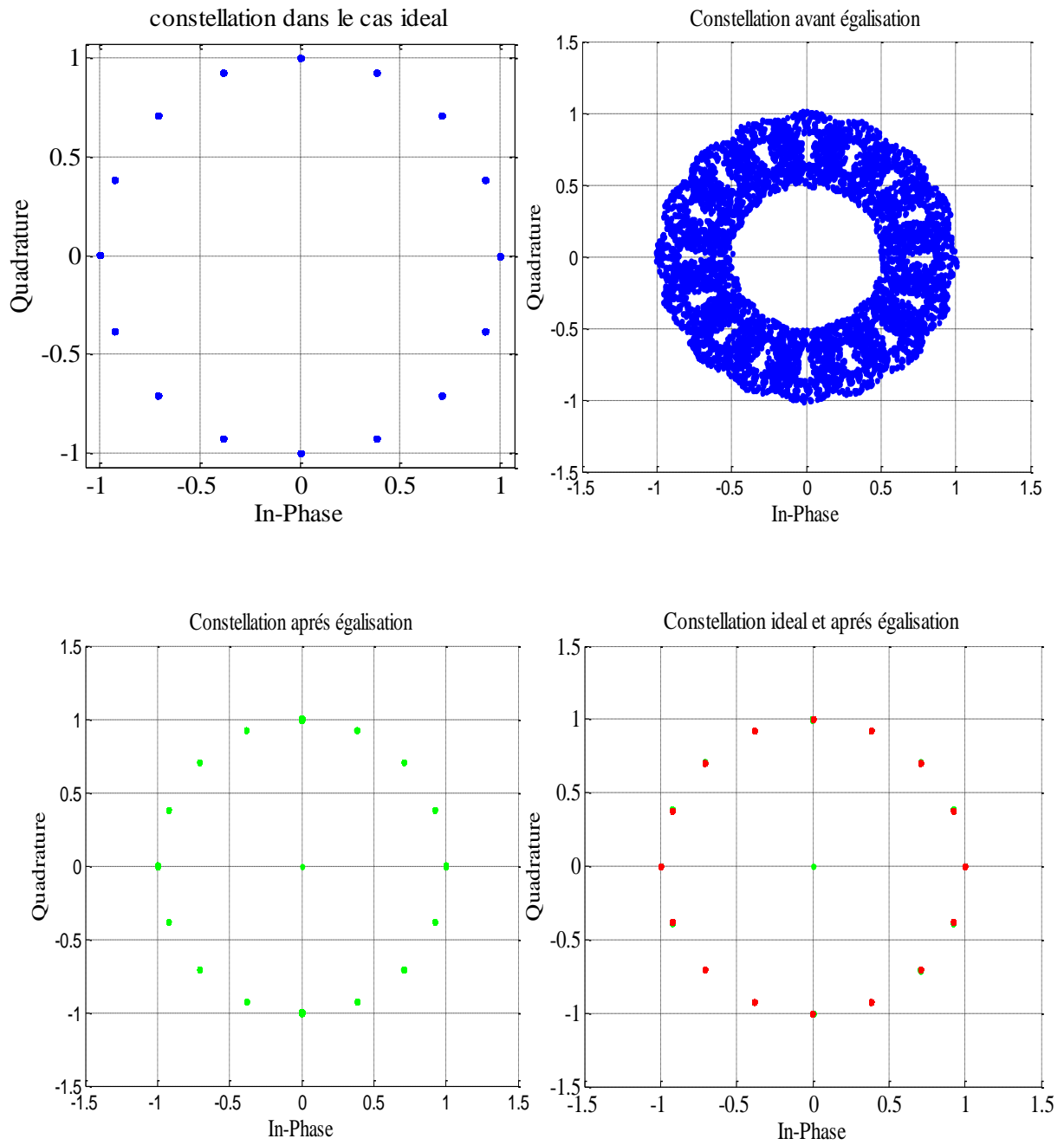
$$S/B_{(dB)} = 10 \log S/B \quad (4.4)$$

## 4.4 Résultats de la simulation

### 4.4.1 Diagramme de constellation

#### *a. Modulation 16-PSK*

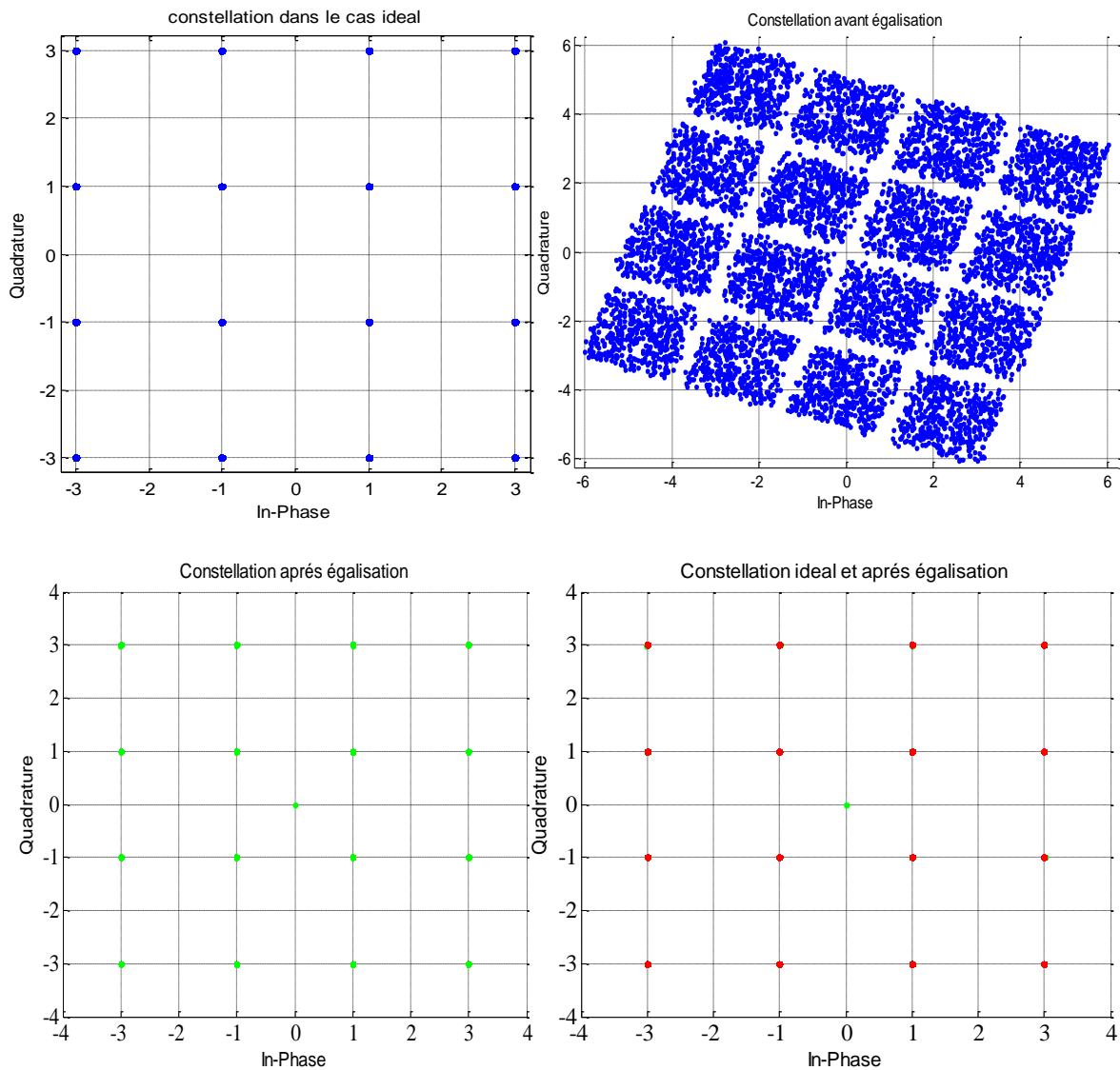
La figure 1.4 représente les diagrammes de constellation de la 16-PSK, qui constitue un croquet de trois sous-figures. Nous avons le cas idéal dans lequel les points forment un cercle dans le plan complexe de façon que les coefficients sont bien éclairés avant la traversée du canal. Après le passage du canal, il en résulte un signal bruité, entaché d'erreur ce qui permet de noter une forte interférence entre symboles. Dans cette situation, la figure en question montre l'éparpillement des coefficients et compromis l'extraction de l'information originale (constellation avant égalisation). Afin de remédier au problème d'IES, nous procédons à une égalisation du canal pour récupérer l'information utile. A la sortie de l'égaliseur, nous avons une constellation dont les symboles sont bien séparés en respectant une distance minimale et avec une dissipation totale d'IES. Dans la dernière constellation de la figure 4.1 représente au même temps le cas idéal (points en rouges) et après égalisation (points en verts), où les points en rouges et en verts sont unis et superposés, ceci explique purement que le canal a été bien égalisé ce qui permet une bonne récupération de l'information transmise.



**Figure 4. 1.** Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSk.

### b. Modulation 16-QAM

Nous avons réalisé le même travail comme dans le cas précédent, mais avec un autre type de modulation. La figure 4.2 illustre les digrammes de la constellation de la modulation 16-QAM. Le même raisonnement précédent est valable pour ce cas (de la figure 4.1), après l'égalisation, les résultats selon la figure suivante sont bien effectués, les points rouges (cas idéal) sont superposés (au centre) au points verts (après égalisation), cela résulte que le canal a été bien égalisé et le signal informatif a été corrigé et bien récupéré en entier, et aussi que le passage d'un type de modulation à un autre ne dépend pas et n'affecte pas le système égaliseur.

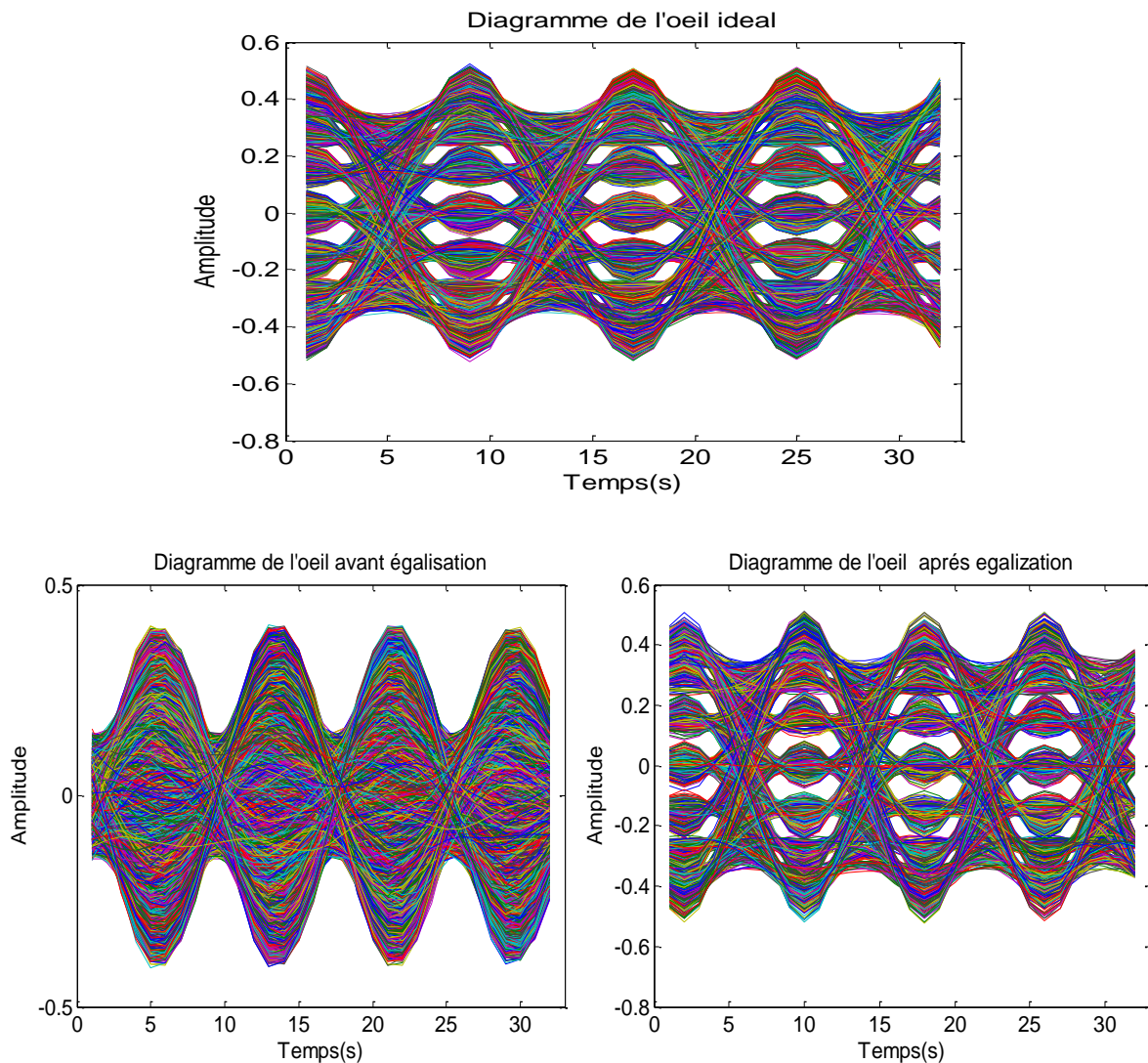


**Figure 4. 2.** Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM.

## 4.4.2. Diagramme de l'œil

### a. Modulation 16-PSK

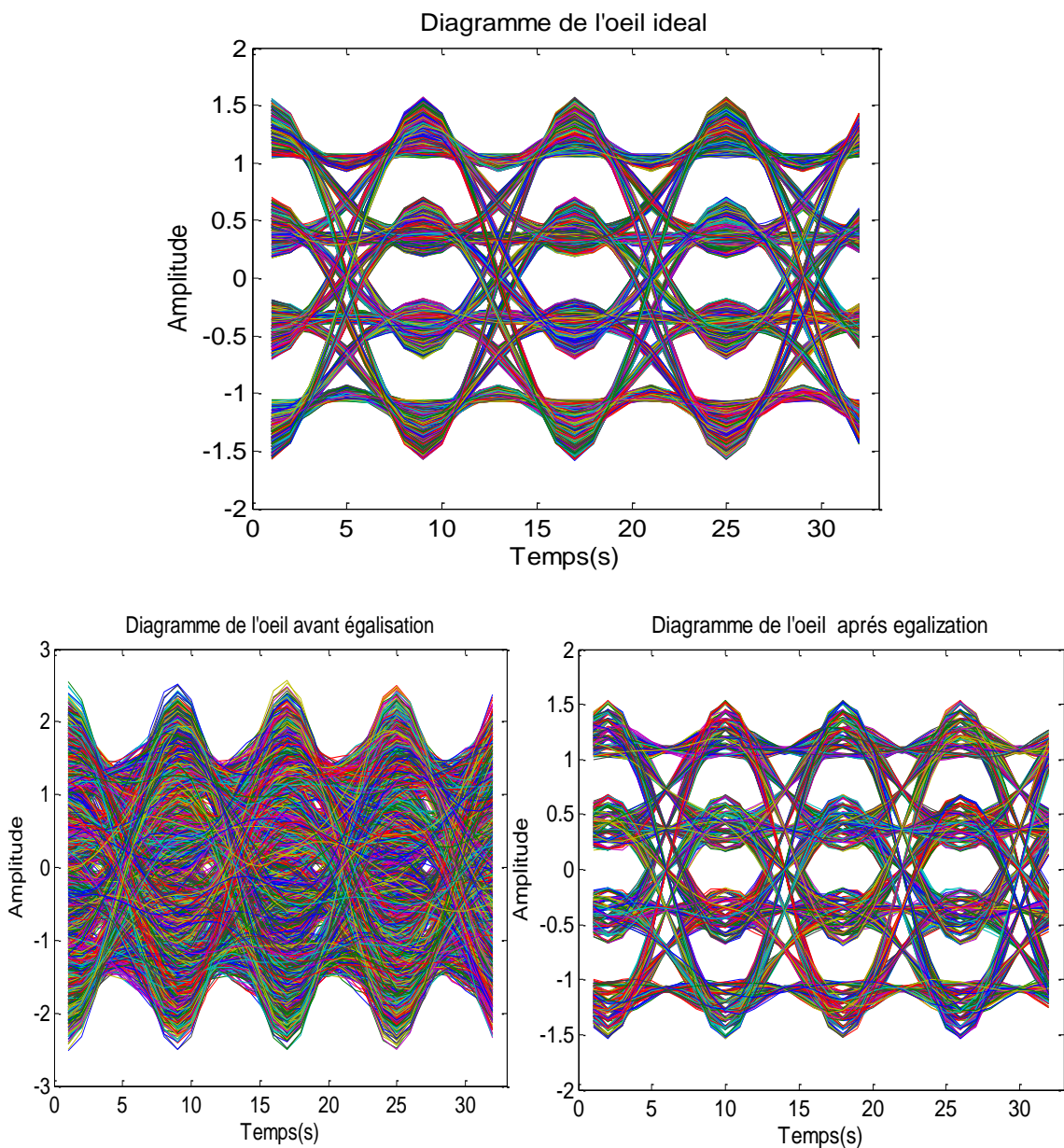
Dans la figure 4.3 nous avons présenté le cas idéal du diagramme de l'œil avant l'interaction avec le canal (sans l'effet du canal), où l'œil est bien ouvert, cela traduit une absence totale de bruit et d'IES qui sont introduits par le canal, donc les symboles sont bien séparés. Lors et après l'interaction du signal avec le canal, nous remarquons la fermeture complète de l'œil cela signifie que le signal est noyé dans le bruit et aussi un effet de mélange des symboles. Donc l'information est entièrement perdue, ce qui impose la nécessité d'un égaliseur. Après la phase d'égalisation, il en résulte un signal informatif parfaitement clair ce qui provoque l'ouverture de l'œil à nouveau, ceci engendre une bonne qualité de transmission et un bon déroulement de l'égalisation.



**Figure 4. 3.** Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-PSK.

### **b. Modulation 16-QAM**

Nous avons refait la même expérience que dans la modulation 16-PSK, et nous avons obtenu les mêmes résultats avec la modulation 16-QAM (voir la figure 4.4). Avant l'interaction du canal, l'œil est bien ouvert ainsi que les symboles sont bien distincts. De l'interaction du signal avec le canal, il en résulte la fermeture de l'œil, cela signifie la perte complètement de l'information. Cependant, une égalisation s'impose dans cette phase. Donc, nous remarquons l'ouverture de l'œil à recommencer, ceci témoigne une bonne récupération de l'information ainsi que le canal est bien égalisé.

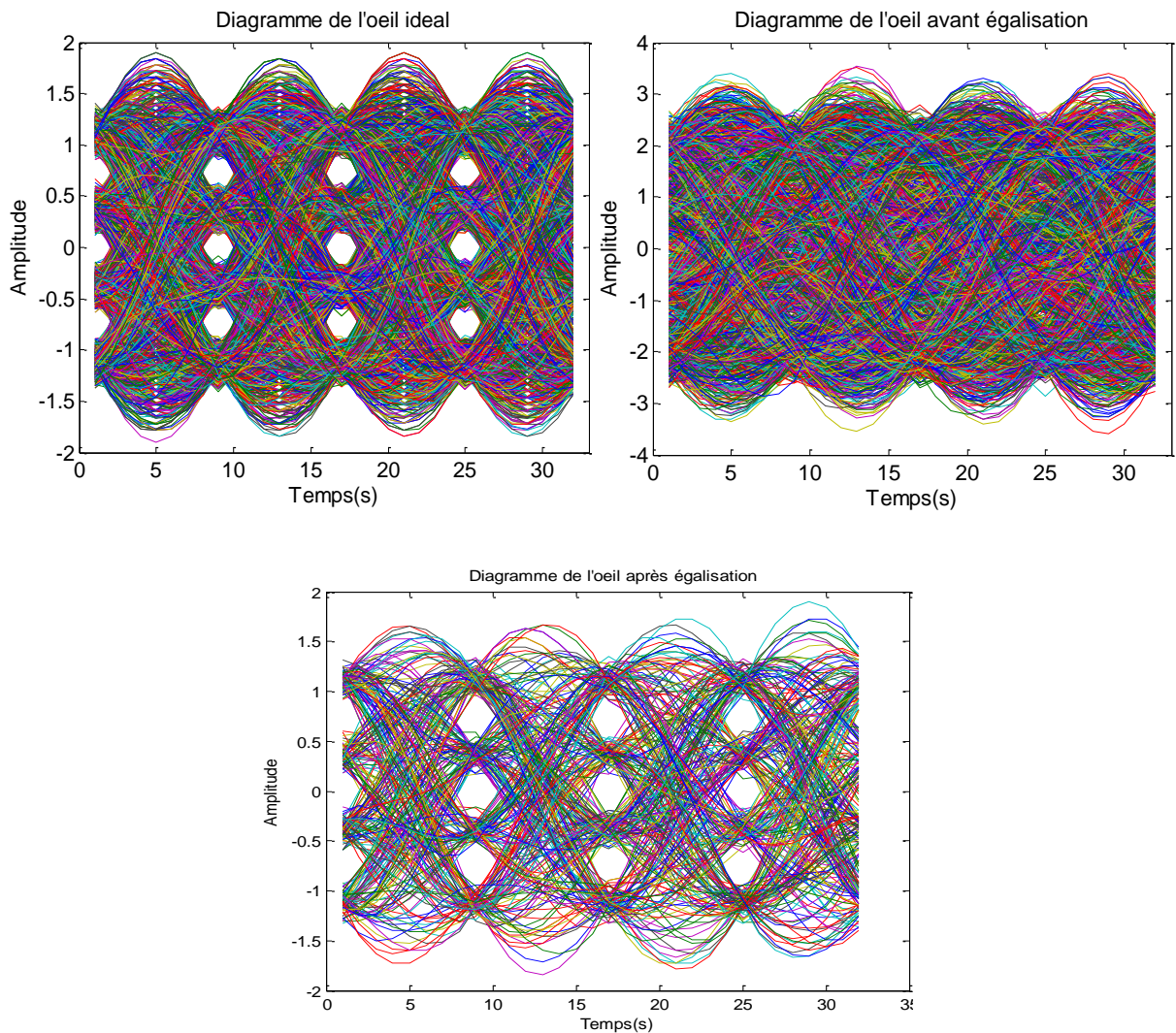


**Figure 4. 4.** Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM.

### c. Effet de variation du facteur retombée (Roll-off)

Dans cette partie, nous réduisons la valeur du Roll-off en prenant  $\alpha=2$ , selon les résultats, on remarque une légère différence au niveau de l'ouverture de l'œil dans le cas idéal et après égalisation par rapport aux figures précédentes (figure 4.3 et figure 4.4), où on a utilisé  $\alpha=87$ .

La figure 4.5 ci-dessous montre bien que l'ouverture de l'œil est clairement plus petite, par rapport au cas précédent. Cependant, ces résultats ne traduisent pas par une mauvaise égalisation du canal. Car nous pouvons voir d'après la figure 4.5 que le cas idéal et le cas après égalisation sont identiques.



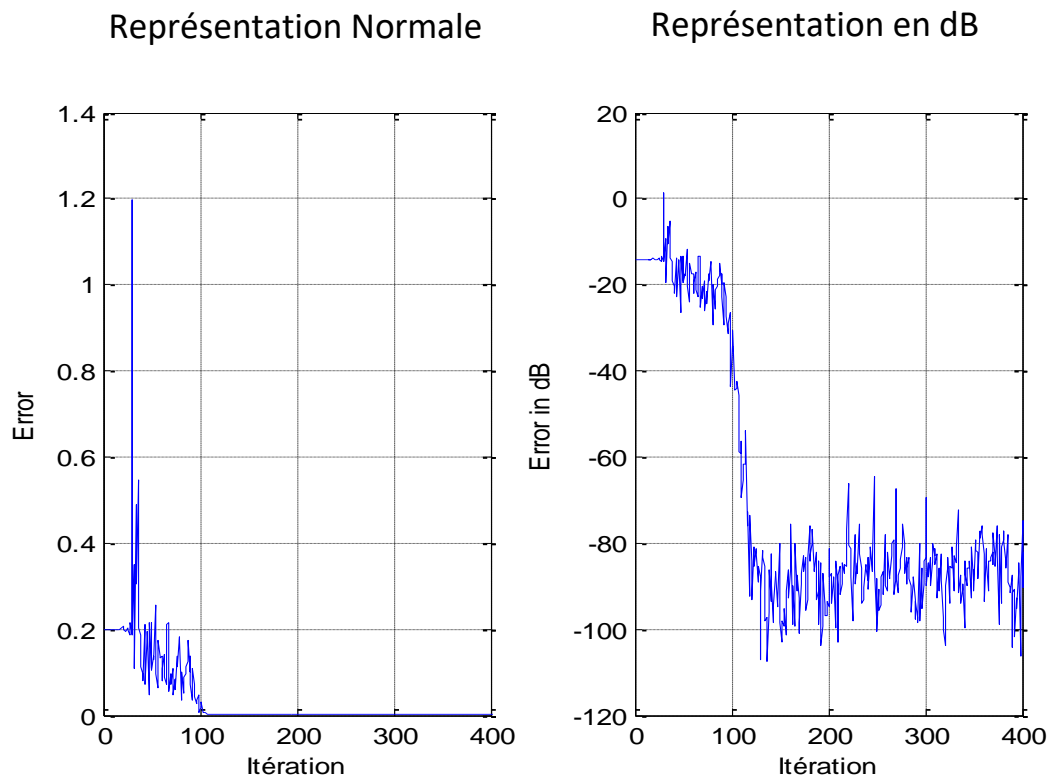
**Figure 4. 5.** Diagramme de l'œil avec l'effet de Roll-off.



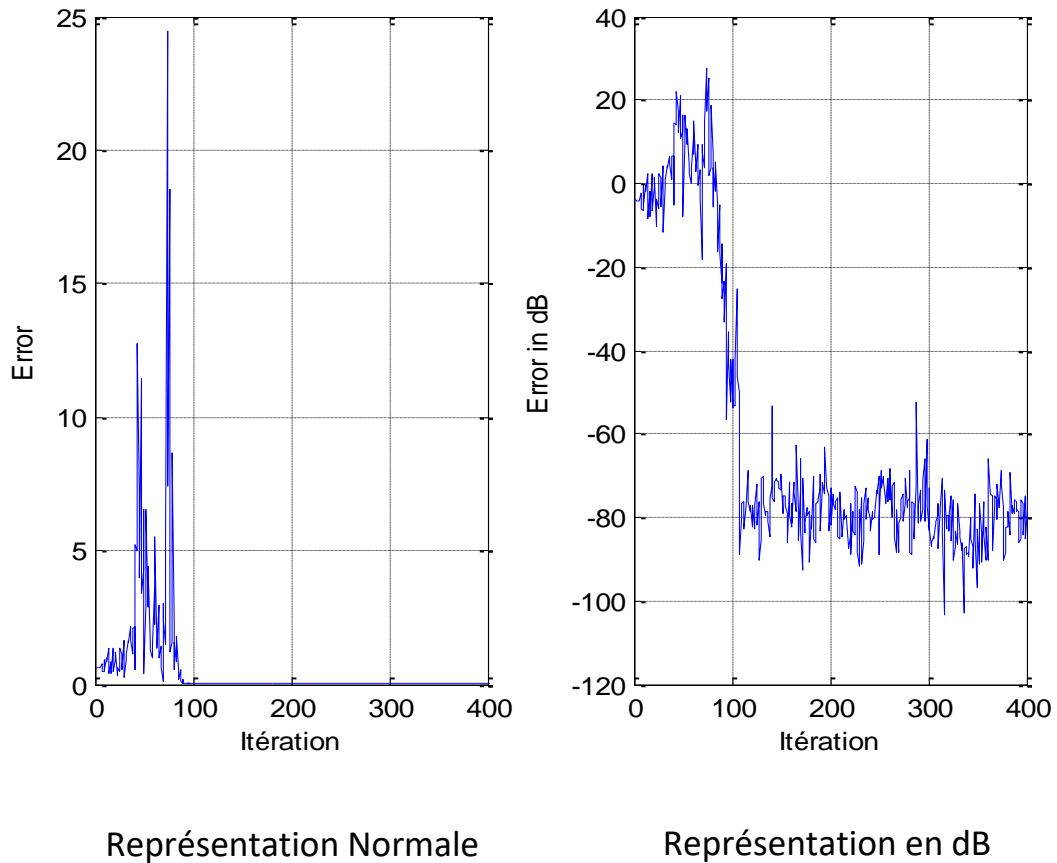
D'après la figure 4.5 nous constatons que, lorsque la valeur du Roll-off est faible, on est confronté à deux problèmes, le premier est l'effet du filtrage cosinus surélevé après l'opération de suréchantillonnage, et le second l'IES introduit par le canal de transmission. La résolution de ces problèmes peut nécessiter beaucoup de temps et rend l'égaliseur moins performant de l'égaliseur, cependant, la valeur la plus proche de 1 reste le cas idéal.

#### 4.4.3. L'erreur linéaire

D'après les figures 4.6 et 4.7 données ci-dessous, nous avons présenté l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itération, ce critère est évalué avec les deux types de modulations utilisées à savoir la 16-PSK et la 16-QAM. Cette erreur quadratique est donnée sous sa présentation normale, ensuite, elle est exprimée en décibel (dB). Nous constatons qu'à partir de 100 itérations, l'erreur tend vers zéro, d'où l'algorithme converge vers la solution optimale, en éliminant les interférences entre symboles. Alors, nous notons que l'égalisation est presque parfaite du canal.

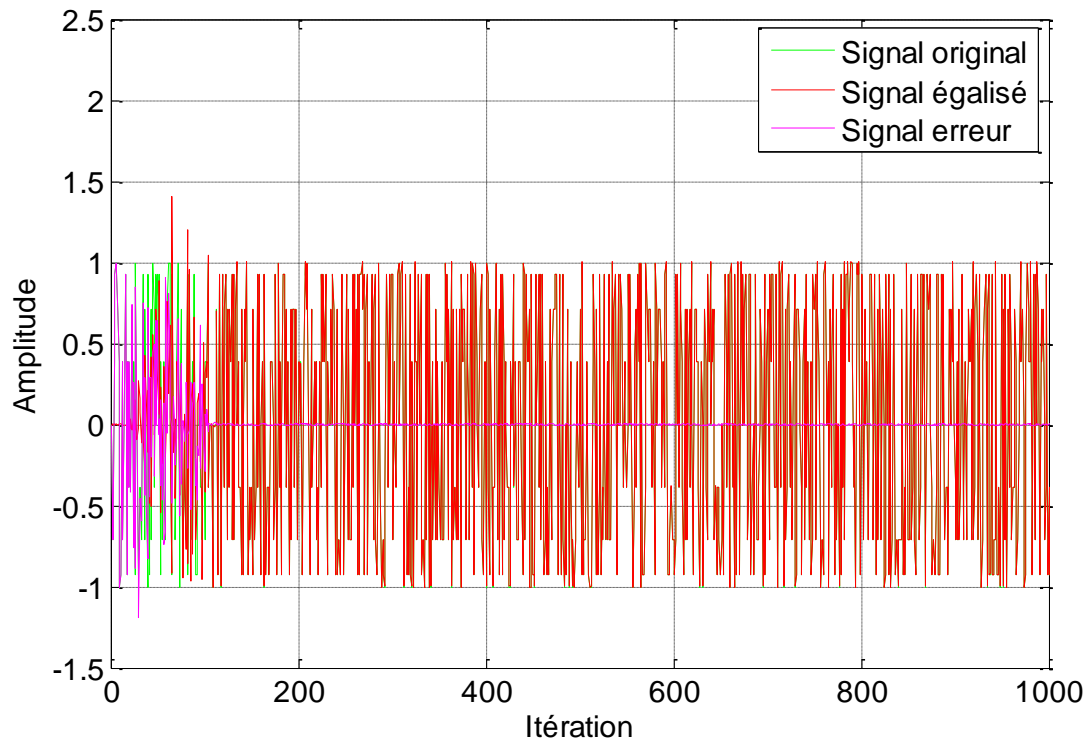


**Figure 4. 6.** Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-PSK.



**Figure 4. 7.** Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-QAM.

La présentation de l'évolution temporelle du signal informatif avant et après l'égalisation est donnée par la figure 4.8 suivante. Nous notons la présence de trois signaux dont l'un est bleu (signal d'origine) ; ensuite, un signal de couleur rouge (signal après égalisation) ; enfin, nous avons un signal en vert (l'erreur entre la sortie et l'entrée), ce qui est bien montré dans la figure en question. En effet, Le signal original est complètement couvert par le signal égalisé ; ainsi, le signal d'erreur converge rapidement vers zéro. Cela signifie l'égalité entre le signal émis et le signal égalisé. On résume que l'erreur ne diverge pas, la convergence de l'algorithme est assurée.



**Figure 4. 8.** Représentation de l'évolution du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur.

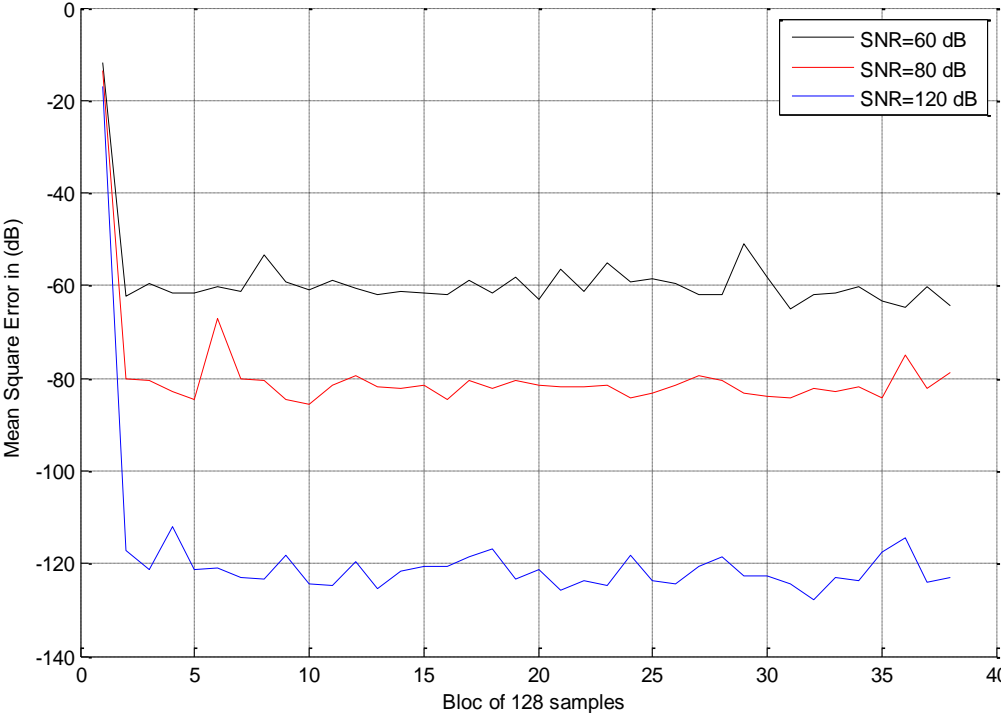
#### 4.4.4. Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE)

L'évolution de l'erreur quadratique moyenne (MSE) sera évaluée en fonction de certains paramètres, qui influent beaucoup sur sa performance dont notamment : le rapport signal à bruit (SNR) et la taille du filtre(L). Ces points seront détaillés ci-dessous :

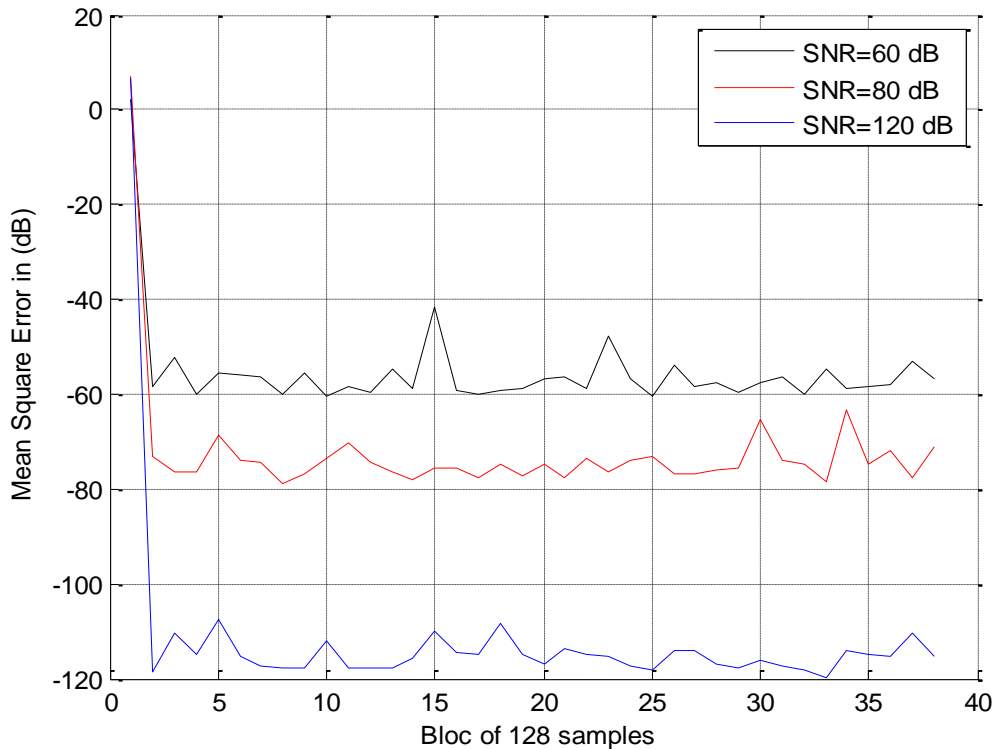
##### *a. Influence du Rapport Signal à Bruit (SNR)*

Les figures 4.9 et 4.10, représentent l'influence du SNR (RSB = Rapport Signal sur Bruit) sur l'évolution du MSE, pour cela ; nous avons effectué la simulation pour les deux types de modulation (16-PSK et 16-QAM), avec les valeurs du SNR suivantes : SNR = 60dB, 80dB, 120dB, en maintenant les autres paramètres constants. D'après les résultats obtenus par les deux figures ci-dessous, nous remarquons qu'au fur et à mesure que le SNR augmente, le MSE

diminue très rapidement. On résulte que, le MSE et le SNR sont inversement proportionnels et pour obtenir de meilleures performances, nous devons augmenter la valeur du SNR.



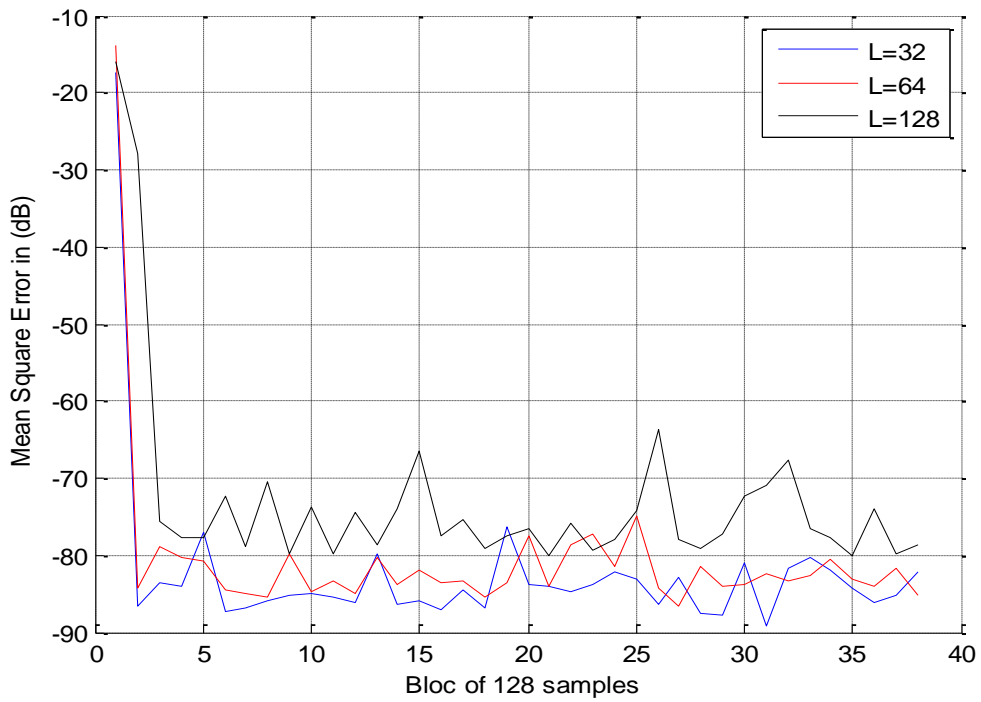
**Figure 4. 9.** Evolution de l’MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-PSK.



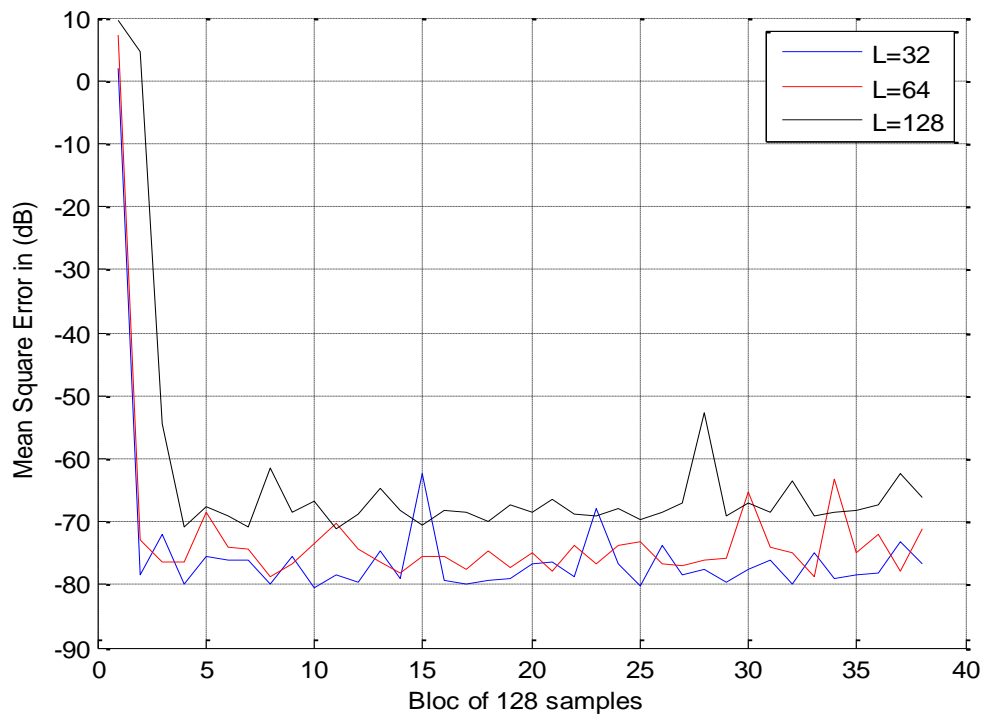
**Figure 4. 10.** Evolution de l’MSE dans le temps à la sortie avec variation du SNR pour la modulation 16-QAM.

### ***b. Influence de la taille du filtre (L)***

Dans cette partie, nous avons étudié l’évolution du MSE en fonction de la variation de la taille du filtre (L), nous avons effectué la simulation avec les deux types de modulations 16-PSK et 16-QAM, ainsi qu’on a pris les valeurs suivantes : L=32, 64, 128, tel qu’on prend tous les autres paramètres constants. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures 4.11 et 4.12 ci-dessous. D’après l’analyse des figures, nous concluons que le MSE diminue avec l’atténuation de la taille L du filtre. Le MSE est inversement à la taille du filtre et par conséquent les résultats obtenus avec L = 32 sont meilleurs que les autres cas, et cela pour les deux modulations.



**Figure 4. 11.** Evolution de l’MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-PSK.



**Figure 4. 12.** Evolution de l’MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-QAM.

#### 4.4.5. Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh

La figure 4.13 représente les multi-trajets des signaux (des informations) avec le canal Rayleigh. Nous définissons totalement huit canaux, et chacun avec six points. Ainsi que chaque forme de courbe d'un trajet, nous donne une densité de probabilité obtenue par la loi de Rayleigh. Dans la partie suivante, nous allons faire une convolution entre les différents canaux de Rayleigh et le filtre égaliseur pour vérifier et réaliser le critère de Nyquist.

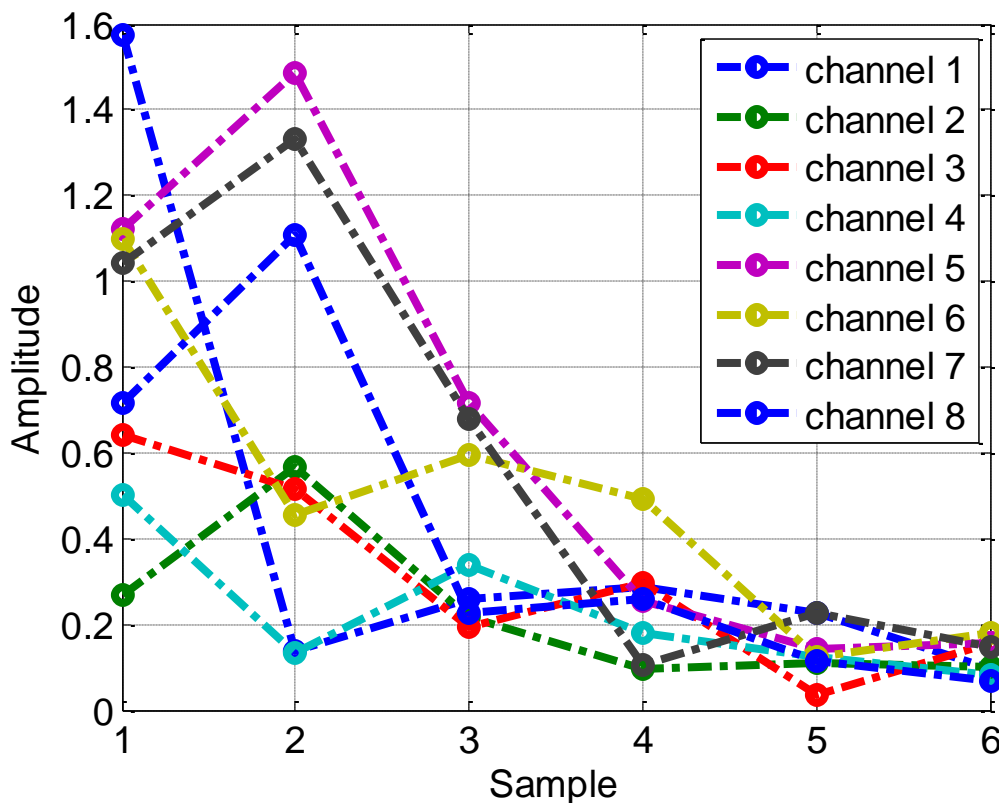
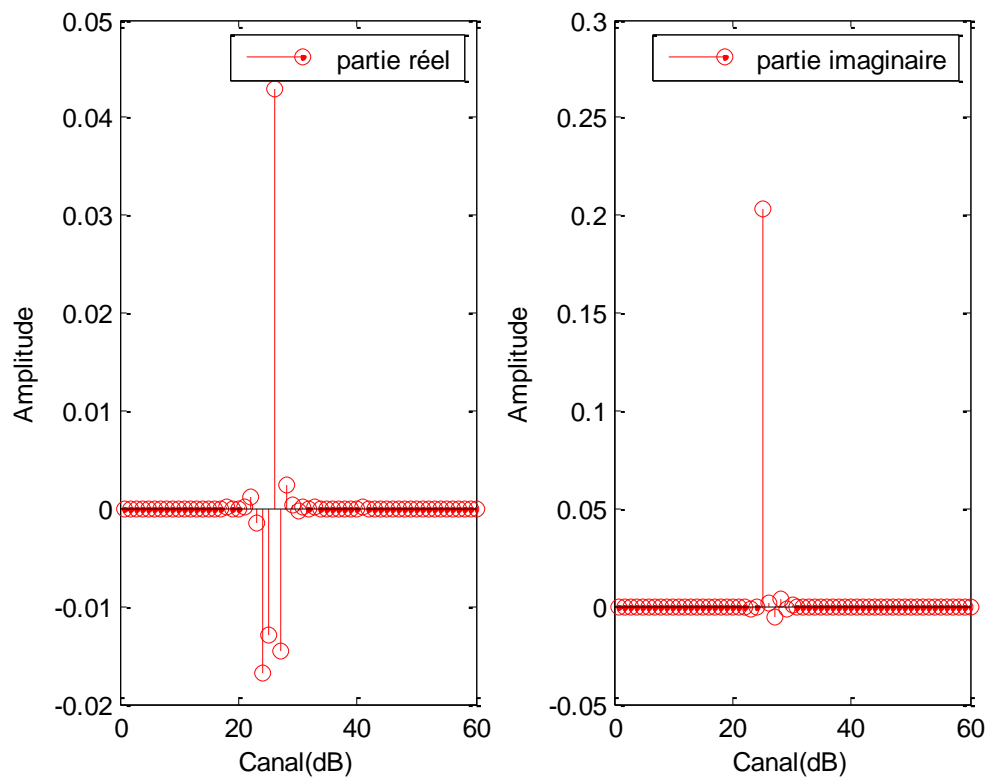


Figure 4. 13. Les trajets multiples du canal de Rayleigh.

#### 4.4.6. Critère de Nyquist

La figure 4.14 ci-dessous est obtenue par la convolution entre le canal réel et le filtre égaliseur. D'après la figure nous constatons que le produit de convolution nous donne deux impulsions dans le temps, l'une correspond à la partie réelle (à gauche) et l'autre de la partie imaginaire (à droite).



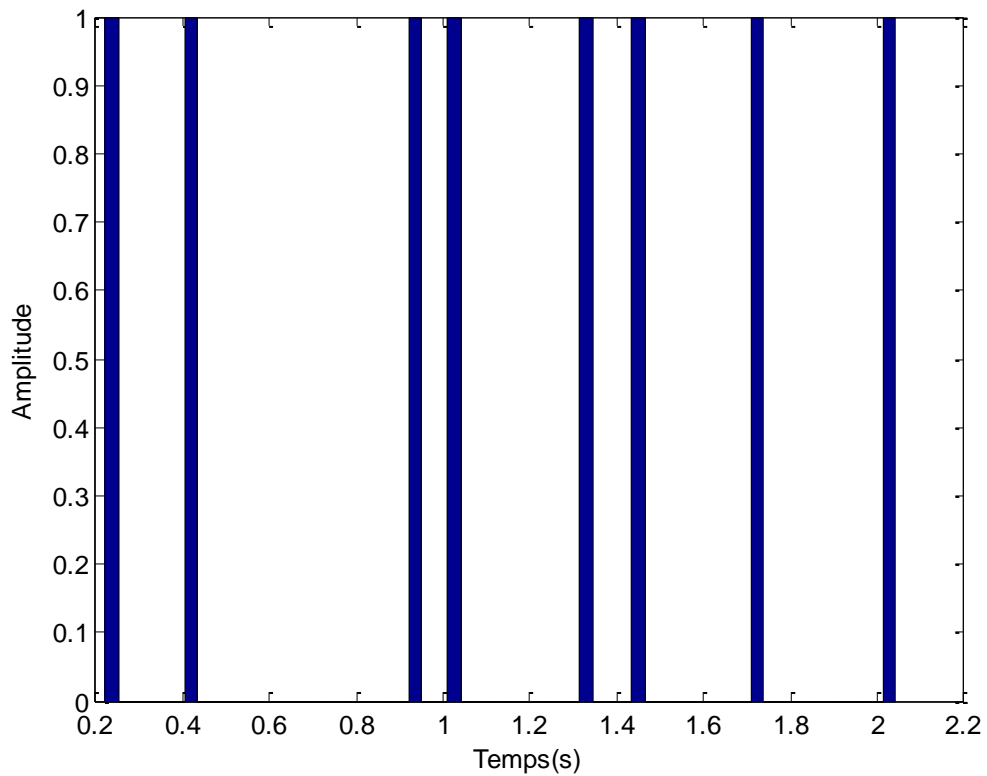
**Figure 4. 14.** Représentation de Critère de Nyquist.

Nous constatons d'après la figure ci-dessus, que le critère de « Nyquist » est respecté, ainsi que le canal a été bien égalisé. Cela résulte que les interférences entre symboles sont éliminées et l'information utile a été bien récupérée sans erreurs.

#### 4.4.7. Densité de probabilité du canal de Rayleigh

La figure 4.17 représente la densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh. Elle nous donne une impulsion pour chacun des huit canaux, qui sont bien séparés entre eux comme la figure nous montre, et avec une DSP de l'ordre de 1.

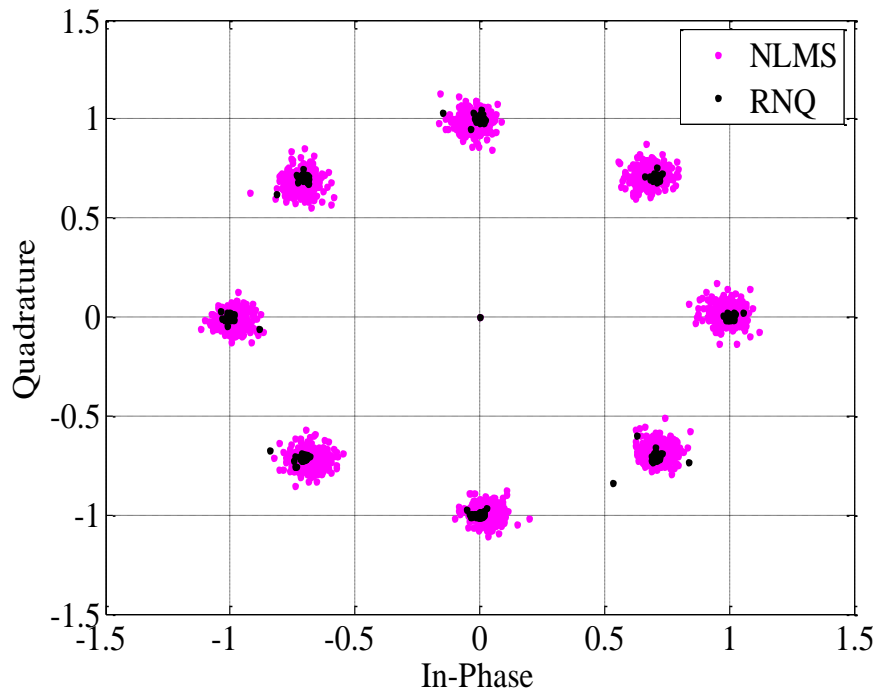




**Figure 4. 15.** Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh.

#### 4.5. Comparaison des algorithmes NLMS et RNQ

Dans cette partie, nous illustrons les résultats de l'égalisation adaptative avec les algorithmes NLMS et RNQ pour comparer leur vitesse de convergence. Pour cela nous commençons par les diagrammes de constellations avec la modulation 8-PSK et avec un SNR=40 dB (SNR d'entrée).

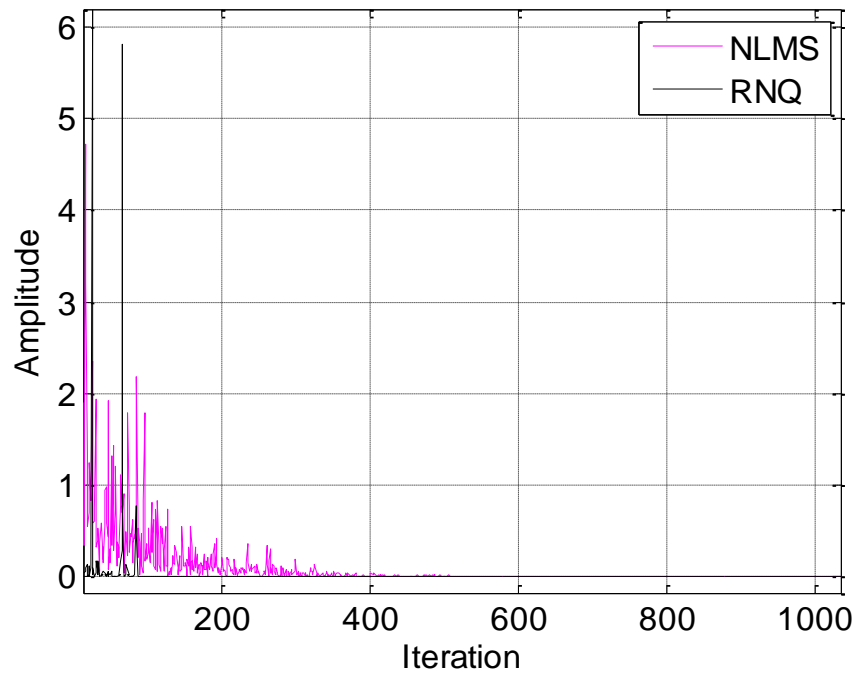


**Figure 4. 16.** Diagramme de constellation obtenu avec la modulation 8-PSK par les algorithmes NLMS et RNQ après égalisation et avec SNR= 40 dB.

D'après la figure 4.16 nous constatons que l'algorithme RNQ donne un meilleur résultat que l'algorithme NLMS, car la distance entre les points de constellation mise en évidence par le RNQ est plus grande que celle de NLMS et par conséquent sa probabilité d'erreur est faible.

Nous poursuivons cette comparaison en terme de vitesse de convergence, pour cela nous avons effectué la simulation comme suit :

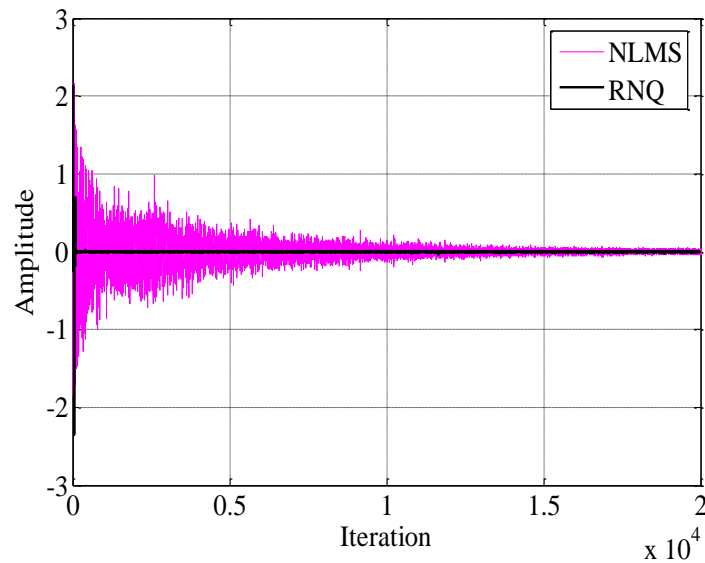
Les paramètres pris lors des simulations sont : 30 000 échantillons, NLMS ( $L=32$ ,  $\mu=0.5$ , SNR=40 dB) et pour le RNQ ( $L=32$ , SNR= 40 dB) on obtient la figure 4.18 qui illustre, l'erreur de NLMS (signal magenta) et de RNQ (signal noir).



**Figure 4. 17.** Représentation temporelle de l’erreur linéaire en fonction du nombre d’itérations du NLMS et RNQ.

A partir des résultats obtenus dans la figure ci-dessus (4.17), nous remarquons que le RNQ converge très rapidement vers le SNR d’entrée (à environ 100 itérations) et le NLMS un peu tardivement converge à son tour (à 400 itérations). L’algorithme RNQ donne des meilleurs résultats par rapport à l’algorithme NLMS.

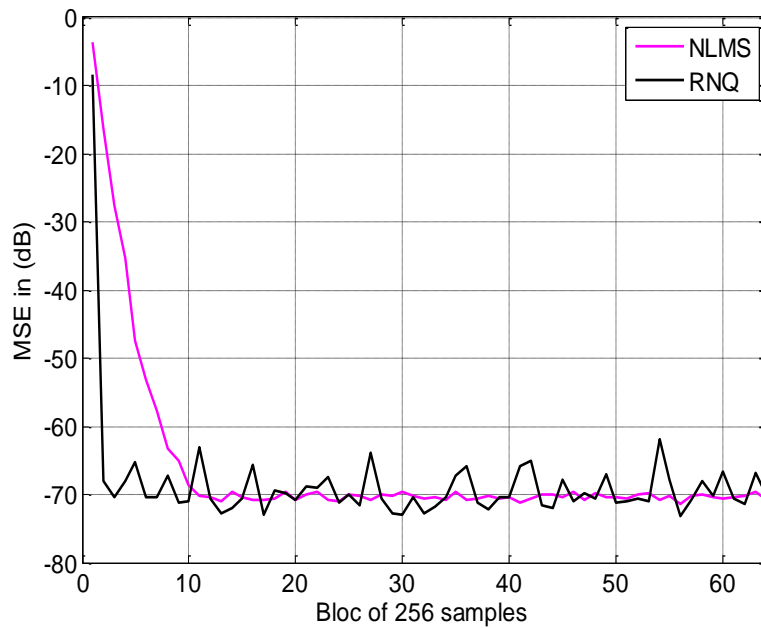
La figure 4.18 représente l’erreur entre le signal désiré et celui reçu dans les deux cas en fonction du nombre d’itération ; le signal rouge représente l’erreur du NLMS et le bleu le RNQ.



**Figure 4. 18.** Représentation temporelle de l’erreur en fonction du nombre d’itérations du NLMS et RNQ.

Comme nous pouvons le remarquer d’après la figure 4.18, l’erreur converge vers la solution optimale dans les deux cas, mais l’algorithme RNQ converge plus rapidement que l’algorithme NLMS.

La dernière figure 4.19 représente la visualisation du MSE en dB dans les deux cas des deux algorithmes et on fait le même constat par rapport à la vitesse de convergence. Les figures ci-dessous illustrent clairement que la vitesse de convergence de l’algorithme RNQ est supérieure à celle du NLMS.



**Figure 4. 19.** Evolution du MSE dans le temps pour la comparaison de la vitesse de convergence de NLMS et RNQ.

Les courbes illustrées dans la figure ci-dessus (4.19) démontrent clairement que la vitesse de convergence de l’algorithme RNQ est supérieure à celle du NLMS.

## 4.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les performances de l’égaliseur adaptatif avec la phase d’apprentissage que nous proposons dans le cadre de ce projet de fin d’étude. Le but de cette nouvelle technique est d’égaliser le canal à multi-trajets. Nous avons analysé, commenté, constaté et interprété les résultats obtenus après la simulation dans les conditions de fonctionnement contraignante en faisant varier certains paramètres : le Roll-Off, SNR, et la taille du filtre (L). On rappelle que la simulation a été faite avec le canal de Rayleigh, en utilisant deux types de modulations 16-PSK et 16-QAM.

Après la simulation, on a obtenu des diagrammes de constellation avec des points bien ordonnés identiques aux cas idéaux, des diagrammes de l'œil bien ouvert et un MSE qui converge vers la solution optimale.

Nous remarquons que l'égalisation s'effectue dans tous les cas, mais les meilleures performances de l'égaliseur sont obtenues avec la variation des paramètres cités notamment une forte valeur du Roll-off et SNR néanmoins, une faible valeur de la taille du filtre permet au MSE de converger très rapidement en rendant ainsi l'égaliseur plus performant.

A l'issue de ces résultats, il apparait clairement que l'égalisation adaptatif par l'algorithme RNQ est très efficace et fonctionne de manière très satisfaisante et cela résulte, avec les deux types de modulation utilisés.

**Tableau 4. 1.** Tableau des paramètres utilisés dans la simulation. .... 59

<b>Figure 4. 1.</b> Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK.....	63
<b>Figure 4. 2.</b> Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM.....	64
<b>Figure 4. 3.</b> Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-PSK. ....	65
<b>Figure 4. 4.</b> Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM.....	66
<b>Figure 4. 5.</b> Diagramme de l'œil avec l'effet de Roll-off. ....	67
<b>Figure 4. 6.</b> Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-PSK. ....	68
<b>Figure 4. 7.</b> Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-QAM.....	69
<b>Figure 4. 8.</b> Représentation de l'évolution du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur. ....	70
<b>Figure 4. 9.</b> Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-PSK.....	71
<b>Figure 4. 10.</b> Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec variation du SNR pour la modulation 16-QAM. ....	72
<b>Figure 4. 11.</b> Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-PSK. ....	73
<b>Figure 4. 12.</b> Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-QAM.....	73
<b>Figure 4. 13.</b> Les trajets multiples du canal de Rayleigh. ....	74
<b>Figure 4. 14.</b> Représentation de Critère de Nyquist. ....	75
<b>Figure 4. 15.</b> Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh. ....	76
<b>Figure 4. 16.</b> Diagramme de constellation obtenu avec la modulation 8-PSK par les algorithmes NLMS et RNQ après égalisation et avec SNR= 40 dB.....	77
<b>Figure 4. 17.</b> Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RNQ. ....	78
<b>Figure 4. 18.</b> Représentation temporelle de l'erreur en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RNQ.....	79
<b>Figure 4. 19.</b> Evolution du MSE dans le temps pour la comparaison de la vitesse de convergence de NLMS et RNQ. ....	80



## Conclusion générale

---

Dans les systèmes de communications numériques sans fil, les signaux transmis par la source (émetteur) subissent diverses distorsions par le passage dans un canal de transmission avant d'atteindre respectivement leur destination (entrée du récepteur). Afin de corriger ces distorsions et atteindre un haut débit de transmission. Dans ce contexte, l'augmentation de l'efficacité spectrale est devenue un facteur majeur pour répondre à ce besoin. Pour cela, l'égalisation des signaux de radiocommunications est actuellement un sujet de nombreuses recherches liées à l'essor des radiocommunications avec les mobiles. En effet, dans ce domaine les phénomènes de multi-trajets sont fréquents et évoluent rapidement, les communications demandent alors la mise en œuvre d'égaliseurs sophistiqués. C'est pour cette perspective que nous avons étudié et proposé l'égalisation adaptative basée sur l'algorithme RNQ (Récursif Non Quadratique), dont l'objectif d'éliminer les IES introduit par les canaux à multiples trajets. Ce mémoire est consacré à l'égalisation des canaux de transmission à trajets multiples par l'algorithme récursif non quadratique (RNQ).

En premier lieu, nous avons entamé ce mémoire par la présentation des notions de communications numériques, après étude sur les principaux éléments d'une chaîne de transmission numérique, se constitue : d'un émetteur et un récepteur ; ainsi, les différents types de canaux de transmission, qui provoquent des erreurs, distorsions et le phénomène d'interférence entre symboles que les signaux subissent lors de leur interaction avec le canal de transmission.

Puis nous avons présenté l'égalisation adaptative qu'on utilise pour compenser les distorsions subies par le signal lors de la transmission, son principe de fonctionnement dans la chaîne de transmission, les critères d'annulation des IES, les différentes techniques et les différents types d'égalisation avec leurs caractéristiques.

Ensuite, nous avons décrit les principaux algorithmes d'adaptation utilisés pour adapter l'égaliseur aux caractéristiques du canal et pour la mise à jour des coefficients du filtre. Parmi ces algorithmes, nous avons l'algorithme à gradient stochastique et l'algorithme récursif non quadratique (RNQ), qui est utilisé principalement dans ce travail.

Nous clôturons ce modeste travail par la simulation de la chaîne de transmission avec l'algorithme RNQ, en utilisant la modulation 16-QAM et 16-PSK. Nous avons visualisé et analysé les résultats obtenus dans cette simulation par le diagramme de l'œil et le diagramme de constellation enchaînés par des commentaires et des explications. À l'issue de notre simulation, nous avons retenu que la variation de certains paramètres comme : le rapport signal sur bruit (SNR), le roll-off, la taille du filtre ( $L$ ), influent sur la qualité de la transmission et l'amélioration des performances de l'égaliseur.

# Bibliographie

---

- [1] E. Allier, G. Sicard, L. Fesquet, et M. Renaudin : 'Dispositif et Procédé de conversion Analogique –Numérique ', Institut National Polytechnique de Grenoble, Janvier 2002.
- [2] Claude Elwood Shannon: 'A mathematical theory of communications', Bells Systems Technical Journal, 1948.
- [3] Michel DEGAUQUE : ' Transmission numérique sur porteuse ASK, FSK et PSK', Probatoire du CNAM de Bordeaux, juillet 1998.
- [4] C.Bic, D.Duponteil, J.Imbeaux : ' Eléments de communications numériques, Transmission sur fréquence porteuses', Dunod, 1986.
- [5] G. Alain, J. Michel : ' Communications numériques ', Masson, 1996.
- [6] M.Aksas : 'Egaliseur Aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse ', Ecole de Technologie supérieur de Montréal, 2003.
- [7] H.Sari : 'Transmission des signaux numériques ', Société de Télécommunications (SAT) ,2007.
- [8] C. Khalfallah : 'L'égalisation dans les systèmes multiple Input', Mémoire de Master 2 de l'université d'Oran, 2010.
- [9] A. Benveniste, M. Goursat and G. Ruget: 'Robust identification of a nonminimum phase system: blind adjustment of a linear equalizer in data communications', automatic control vol. AC-25, June 1980.
- [10] O. Macchi : ' L'égalisation numérique en communications', vol. 53, 1998.
- [11] G. FORNEY: 'The Viterbi algorithm', Proc. IEEE Vol. 61 N° 03, March 1973.

- [12] G. Forney: 'Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference', IEEE Transactions on Communications, May 1972.
- [13] M. ZAKHAMA : 'Implantation en technologie VLSI d'un filtre adaptatif basé sur la logique floue pour l'égalisation de canaux non linéaire', thèse de doctorat d'université de Québec à Trois-Rivières, avril 2000.
- [14] Y. Sato: 'A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems', IEEE Transactions on Communications, 1975.
- [15] L. Tong, G. Xu and T. Kailath: 'Blind identification and equalization based on second-order statistics', IEEE Transactions on Information Theory, March 1994.
- [16] D. Godard: 'Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems', IEEE Transactions on Communications, 1980.
- [17] D.L.Jones: 'A normalized constant-modulus algorithm'. in conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, volume 1, pages 694-697', November 1995.
- [18] M. Ajakane: 'Fonctionnement conjoint de l'égalisation aveugle avec la récupération de l'horloge dans une structure', thèse de doctorat de l'école de technologie supérieure université de Québec, septembre 2003.
- [19] K. Nam Oh, Y. Ohk Chin: 'New blind equalization techniques on constant modulus algorithm', IEEE, 1995.
- [20] S. Haykin: 'La théorie des filtres adaptatifs', Prentice Hall, 1991.
- [21] R.Fekih : ' Application du filtre non linéaire de Volterra à la réduction de bruit', Mémoire de Master Académique, 2016.
- [22] K.C. Ho: 'A minimum misadjustment adaptive FIR filter', IEEE Trans. on Signal Processing, March 1996.
- [23] J.R. Glover, J. McCool, J. Kaunitz, C. Williams, R. Heam, J. Zeidler, E. Dong, and R. Goodlin: 'Adaptive noise cancelling: Principles and applications', of the IEEE, December 1975.

- [24] M. Saad, T.Yéra : 'Egalisation des canaux à trajet multiples par l'algorithme RLS', Mémoire de master 2 de l'université Saad Dahleb de Blida 1, 2017.
- [25] B. Boualem, H. Youcef Riadh : 'Réduction du bruit acoustique par une approche non quadratique de l'erreur', Mémoire de master 2 de l'université Saad Dahleb de Blida 1, 2017.
- [26] B. Houria, B. Toufik el Messaoud : 'Egalisation des canaux dans les systèmes de communication numérique par filtrage adaptatif', Mémoire de master 2 de l'université Saad Dahleb de Blida 1, 2016.