

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث 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 Électronique

Spécialité Réseaux et Télécommunication

présenté par

BOUTERAA Houria

&

BOUGUessa Toufik el Messaoud

Égalisation des canaux dans les systèmes de communication numérique par filtrage adaptatif

Proposé par : Pr. DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2015-2016

Remerciements

Avant tout nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir accordé la force, le courage et les moyens afin de pouvoir accomplir ce modeste travail.

En second à nos parents qui n'ont épargnés aucun effort pour nous éduquer et nous fournir tous les moyens nécessaires pour présenter devant vous ce mémoire.

Nous tenons à remercier du fond du cœur :

*Notre encadreur M^r **Mohamed DJENDI** qui nous a énormément aidé à achever ce travail, que ce soit par ses conseils, ses orientations, sa disponibilité, et sa gentillesse qui nous redonnent à chaque fois la volonté et la force de travailler ;*

Tous les membres de jury qui ont accepté d'examiner travail ;

Nos enseignants tout au long de notre cursus qui nous ont facilité un tas de procédures et qui ont veillé à notre réussite

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

TOUFIK

HOURJA

Dédicace

À mes chers parents, qui ont résumé leur succès dans le mien, qui m'ont appris le sens de la vie, pour leur confiance en moi, leurs amour éternel, leur sacrifices et encouragement.

Que Dieu vous garde pour nous

À mes sœurs, Nabila, Fadila, Sabrina et mes frères pour leurs conseils, et encouragement.

À mon oncle Antar, ma tante Farida pour leur aide énorme tout au long de mon cursus

À mon cadeau divin Mawia pour sa présence toujours à mes cotés là où j'avais besoin.

À mes échecs,

Je dédie le fruit de mon succès

Houria
Houria

ملخص:

إن التطورات المتزايدة في مجال الاتصالات الرقمية زادت من الضغوطات من أجل اقضاء فقدان المعلومات اثناء نقلها وهذا يتم عن طريق عدة تقنيات لمعالجة الاشارة مثل التعديل. الهدف من هذا المشروع هو تحسين NLMS انتقل المعلومات باستعمال التعديل التكيفي للنواقل الذي يعتمد على الخوارزميات العشوائية مثل

كلمات المفاتيح: التعديل NLMS modulation

Résumé : L'évolution croissante des télécommunications numériques a augmenté les risques de perte de l'information au cours de sa transmission, plusieurs techniques de traitement du signal telle que l'égalisation ont été développées pour combattre ces aléas.

Le but de ce projet est l'amélioration de la transmission de l'information par l'utilisation de l'égalisation adaptative des canaux basée sur les algorithmes stochastiques tels que NLMS.

Mots clés : égalisation du canal, NLMS, modulation

Abstract: The increased evolution of the digital telecommunication domain had increased the risk of the information loss when it is transmitted. Many techniques of signal processing like the equalization has been developed to fight this risk.

The aim of this project is the improvement of the information transmission by using the adaptive equalization of channels based on random algorithms like the Normalized Least Mean Square.

Keywords : Channel equalization, NLMS, modulation .

Listes des acronymes et abréviations

MDA	Modulation par Déplacement d'Amplitude.
ASK	Amplitude Shift Keying.
OOK	On Off Keying.
MDF	Modulation par Déplacement de Fréquence.
FSK	Frequency Shift Keying.
MDP	Modulation par Déplacement de Phase.
PSK	Phase Shift Keying.
MAQ	Modulation d'Amplitude sur deux porteuses en Quadrature.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
CBS	Canal Binaire Symétrique.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
FPGA	Field Programmable Gate Array
ARQ	Automatic Repeat Request.
FIR	Finit Impulse Response.
ZF	Zero Forcing.
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale.
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator.
MSE	Mean Square Error.
MMSE	Minimum Mean Square Error.
ERD	Égalisation à Retour de Décision.
DFE	Decision Feedback Equalization.
CMA	Constant Modulus Algorithm.
LMS	Least Mean Square.
NLMS	Normalised LMS
RSB	Rapport Signal à Bruit

Tables des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
-----------------------------	---

Chapitre 1 : chaîne de transmission

1.1 Introduction	3
1.2 Source d'information	4
1.3 Codage source	4
1.3.1 Taux de codage source	4
1.4 Codage canal	5
1.4.1 Codage en bloc	5
1.4.2 Codage convolutif ou récurrent	5
1.5 La modulation	6
1.5.1 Modulation par dépassement d'amplitude.....	7
1.5.2 Modulation par dépassement de fréquence	9
1.5.3 Modulation par dépassement de phase	11
1.5.4 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature.....	12
1.5.5 Critères de choix de la modulation.....	13
1.6 Canal de transmission	13
1.6.1 Types de pertes	14
1.6.2 Canal binaire symétrique	14
1.6.3 Canal à bruit additif blanc gaussien	14
1.6.4 Canal de Rayleigh	15
1.7 Récepteur	16
1.8 Démodulateur	16

1.9	Décodage canal	16
1.10	Décodage source	17
1.11	Conclusion	17

Chapitre 2 : Égalisation

2.1	Introduction	18
2.2	Principe d'égalisation	18
2.3	Critère de Nyquist	20
2.4	Égalisation linéaire ou transverse	20
2.4.1	Égaliseur Zero Forcing	22
2.4.2	Égaliseur à Erreur Quadratique Moyenne Minimale	22
2.5	Égalisation adaptative	24
2.5.1	Égalisation à Retour de Décision	25
2.6	Égalisation à maximum de vraisemblance	26
2.7	Limite d'égalisation à phase d'apprentissage	28
2.8	Égalisation aveugle	28
2.8.1	Égaliseur de SATO	29
2.8.2	Égaliseur de GODARD	30
2.9	Conclusion	31

Chapitre 3 : Égalisation par l'algorithme NLMS

3.1	Introduction	32
3.2	Filtre adaptatif	32
3.3	Filtre de Wiener	33
3.4	Erreur Quadratique Moyenne	35
3.5	Adaptation des coefficients par la méthode d'EQM Minimale	35
3.6	Définition d'un algorithme	37
3.7	Choix de l'algorithme	37
3.8	La famille LMS	37
3.8.1	Démonstration du LMS	38

3.8.2	Condition de convergence du filtre LMS	38
3.8.3	Algorithme NLMS	39
3.9	Conclusion	39

Chapitre 4 : Résultats de simulation

4.1	Introduction	40
4.2	Paramètres de simulation	40
4.3	Résultats de simulation	41
4.3.1	La constellation	41
4.3.2	Diagramme de l'œil	44
4.3.3	L'erreur linéaire	46
4.3.4	Le critère MSE	47
4.3.5	La convolution	51
4.4	Conclusion	51
	Conclusion générale	52
	Bibliographie	53

Liste des figures

Figure 1. 1 Schéma synoptique d'une chaîne de transmission	3
Figure 1. 2 Schéma simplifié du codeur et décodeur.	5
Figure 1. 3 Schéma général d'un code convolutif.	6
Figure 1. 4 Schéma général du modulateur	7
Figure 1. 5 Constellation de la M-ASK symétrique	8
Figure 1. 6 Chronogramme de la 4-ASK symétrique	8
Figure 1. 7 Chronogramme de la modulation OOK.	9
Figure 1. 8 Chronogramme de la FSK binaire à phase discontinue.	10
Figure 1.9 Chronogramme de la FSK à phase continue.	11
Figure 1. 10 Chronogramme de la BPSK en utilisant le codage NRZ.	12
Figure 1. 11 Constellation de la BPSK, QPSK et la 8-PSK.	12
Figure 1. 12 Constellation de la QAM pour M allant de 4 à 256.	13
Figure 1.13 Schéma d'un canal a bruit additif.	15
Figure 1. 14 Canal de Rayleigh.	16
Figure 2.1 Illustration du principe de l'égalisation par la réponse fréquentielle.....	19
Figure 2.2 Structure d'un égaliseur linéaire.....	21
Figure 2. 3 Structure de l'égaliseur de Wiener	23
Figure 2.4 Égalisation à retour de décision "ERD" (Decision Feedback Equalization "DFE").....	25
Figure 2.5 Égaliseur récursif à retour de décision.....	26
figure 2.6 L'algorithme de Viterbi dans un circuit récepteur.....	27
figure 2.7 Schéma bloc d'un égaliseur aveugle.	29
Figure 2.8 Schéma de l'égaliseur de Sato	29
Figure 3. 1 Principe de base d'un filtre adaptatif.	33
Figure 3.2 Schéma explicatif du filtre du Wiener.....	34
Figure 4. 1 Les constellations idéales (haut gauche), interaction du canal (haut droite), puis après l'égaliseur (bas) en utilisant la modulation 16-PSK.	42
Figure 4. 2 Les constellations idéales (haut gauche), interaction du canal (haut droite), puis après l'égaliseur en utilisant la modulation 16-QAM.....	43
Figure 4. 3 diagramme de l'œil de : idéal (haut gauche), avant égalisation,(haut droite) et après égalisation (bas) avec une modulation 16-PSK.	44
Figure 4. 4 diagramme de l'œil de : idéal (haut gauche), avant égalisation (haut droite) et après égalisation (bas) avec une modulation 16-QAM.	45

Figure 4. 5 l'erreur et le MSE en db pour la 16-PSK.	46
Figure 4. 6 l'erreur et le MSE en dB pour la 16-QAM.	46
Figure 4.7 Évolution temporelle du signal original (noire), le signal après égalisation (cyan) et l'erreur entre ces deux derniers (rose).	47
Figure 4. 8 Évolution temporelle du mse de sortie en focntion de trois valeurs du RSB d'entrée : RSB=25, 35 et 50 db avec la modulation 16-PSK.....	48
Figure 4. 9 evolution temporelle du mse de sortie en focntion de trois valeurs du RSB d'entrée : RSB=25, 35 et 50 db avec la modulation 16-QAM.	48
Figure 4. 10 Évolution temporelle du MSE de sortie en focntion de trois valeurs De la taille du filtre : L=64, 128 et 256 coefficients avec la modulation 16-PSK.	49
Figure 4. 11 Évolution temporelle du MSE de sortie en focntion de trois valeurs De la taille du filtre : L=64, 128 et 256 coefficients avec la modulation 16-QAM.	49
Figure 4. 12 évolution temporelle du MSE de sortie en focntion de trois valeurs du pas d'adaptation : $\mu=0.2, 0.4$ et 0.6 avec la modulation 16-PSK.	50
Figure 4. 13 évolution temporelle du MSE de sortie en focntion de trois valeurs du pas d'adaptation : $\mu=0.2, 0.4$ et 0.6 avec la modulation 16-qam.....	50
Figure 4. 14 Résultats obtenus de la convolution.	51

Liste des tableaux

Tableau 1.1 mots d'alphabet en fonction du nombre de bits. _____ 8

Tableau 4. 1 Tableaux récapitulatif des paramètres utilisés dans la simulation. 41

Introduction générale

Introduction générale

Le traitement du signal est une discipline récente qui a développé ses propres méthodes et a montré son applicabilité dans des contextes variés. Parmi ses domaines d'application privilégiés est la conception des systèmes de communications numériques.

Les outils du traitement du signal utilisés dans la télécommunication numérique doivent mettre en place les algorithmes de réception possédant les meilleurs compromis performances/complexité.

Ces systèmes de communications numériques nécessitent généralement la transmission de quantités importantes d'information en temps réel avec le minimum d'erreur possible.

La sensibilité des modulations impose aux concepteurs des systèmes de communication de mettre en œuvre des méthodes de traitement permettant de combattre l'interférence entre symboles générée par ces canaux.

Il existe plusieurs techniques pour réduire les interférences, dont l'égalisation adaptative et pour laquelle nous allons consacrer ce modeste travail.

La présentation de ce travail est répartie en quatre chapitres comme suit :

Chapitre 1 : consacré aux généralités sur la chaîne de transmission,

Chapitre 2 : réservé pour la présentation des différents types d'égalisation,

Chapitre 3 : dédié à l'égalisation adaptative utilisée dans ce mémoire,

Chapitre 4 : contient la présentation et l'interprétation détaillées des résultats obtenus de la simulation de l'approche adaptative d'égalisation des canaux de transmission.

Chapitre 1 La chaîne de transmission

1.1 Introduction

Avec le développement de télécommunication, la transmission est passée du domaine analogique vers le numérique. Les signaux à transmettre sont soit d'origine analogique (parole, image...) qui doivent d'abord être convertis de l'analogique vers un format numérique, ou d'origine numérique comme dans les réseaux de données.

La chaîne de transmission a pour rôle d'acheminer l'information entre l'émetteur et le destinataire avec le plus de fidélité et rapidité possible et une perte minimale du contenu du message.

La chaîne de transmission est constituée par les éléments présentés dans la figure suivante :

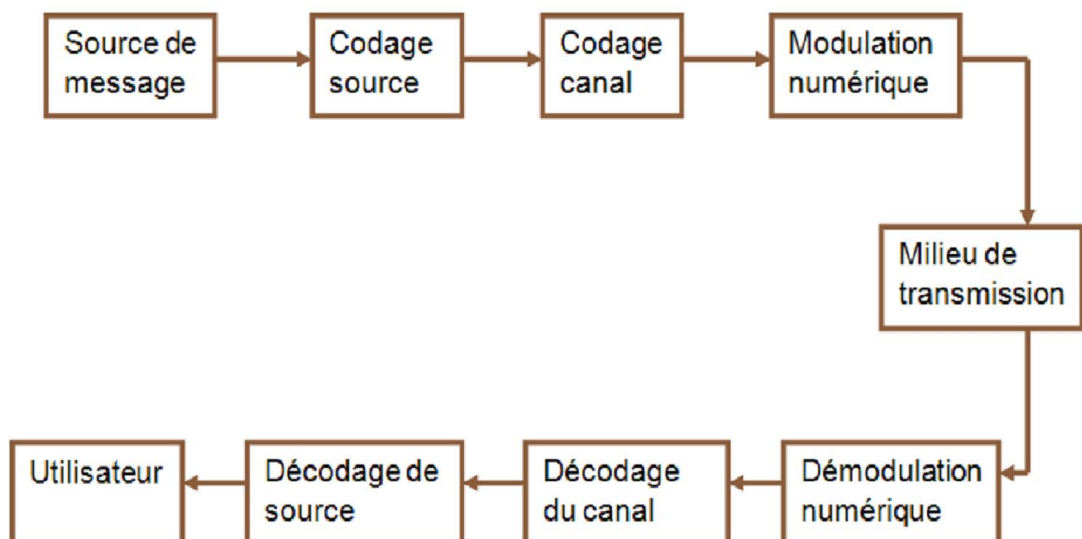


Figure 1. 1 Schéma synoptique d'une chaîne de transmission

1.2 Source d'information

Elle converti le signal d'origine analogique (parole, voix,..) en un signal numérique sous forme d'une suite d'élément binaire.

1.3 Codage source

Le codage de source ou compression des données, sert à fournir une représentation efficace des données (un taux de compression important) tout en préservant l'information essentielle portée. On code la source pour réduire son débit : cela peut se faire avec ou sans perte d'informations et consiste à transmettre en moyenne moins de symboles qu'il n'en provient de la source.

Le codage source présente quelques algorithmes de codage entropique de la source. Notamment le code préfixe, le codage de Hoffmann et Shannon-Fano.

Le meilleur est celui d'Huffmann car c'est un code optimal qui minimise le nombre moyen de bits utilisé pour codage.

L'efficacité peut être améliorée si on utilise l'extension de source, qui est très utilisé pour la compression de données[1].

1.3.1 Taux de codage source

Le taux de codage de source est défini comme le nombre moyen de bits codés par symbole de source $R_s = \frac{\log(M)}{m}$ bits/symbole.

On peut interpréter R_s comme un facteur de compression résultant du codage : plus R_s est petit, plus la compression est forte.

Où M est le nombre de mots de l'alphabet utilisées et m est le nombre de symbole par mot, le taux R_s est lié à une notion de débit binaire : si on note T l'intervalle de temps séparant deux symboles de source (par exemple deux échantillons successifs d'un signal), le débit binaire correspondant aux taux R_s est $\frac{R_s}{T}$, exprimé en bits par seconde.

Par exemple si un signal échantillonné à une fréquence de 8KHz ($T=1/8000$) est codé à

$R_s = 8$ bits/s, il en résulte un débit de 64Kbits/s [2].

1.4 Codage canal

C'est un traitement permettant l'amélioration des performances d'un système sans augmenter la puissance d'émission. Son principe consiste à ajouter une certaine quantité de bits dit bit de redondance à la séquence de bit d'information afin de protéger l'information, détecter les erreurs voir de les corriger. La figure ci-dessous présente le schéma du codeur :

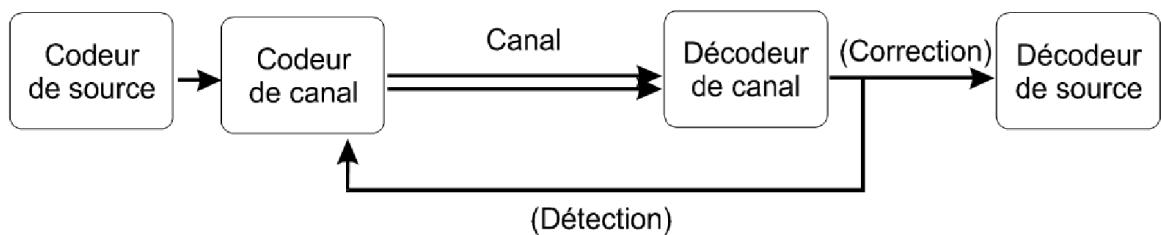


Figure 1. 2 Schéma simplifié du codeur et décodeur.

Il existe plusieurs types de codeur canal, les plus utilisés sont ceux convolutifs et en bloc

1.4.1 Codage en bloc

Le codage en blocs consiste à associer, à chaque bloc de 'k'bits d'information, un bloc de 'n'bits ($n > k$) contenant $n - k$ bits de redondance. Les 2^k blocs de n bits délivrés par le codeur sont appelés « les mots de code ». Le rapport k/n est appelé « le rendement de codage ».

Les opérations de codage et de décodage dans les codes en blocs se font à l'aide d'additions et de multiplications sur des éléments binaires. Ces dernières correspondent respectivement aux opérations logiques ET et OU exclusif [3] .

1.4.2 Les codes convolutifs ou récurrents

Encore appelé séquentiels ou conventionnels, les codes convolutifs sont définis à partir d'une mémoire de $(b+1)$ blocs successifs et de m symboles d'information.

Les n symboles du mot code, sont calculés comme une fonction combinatoire du contenu de la mémoire symboles d'information par un codeur. la schéma bloc suivant précise la principe général.

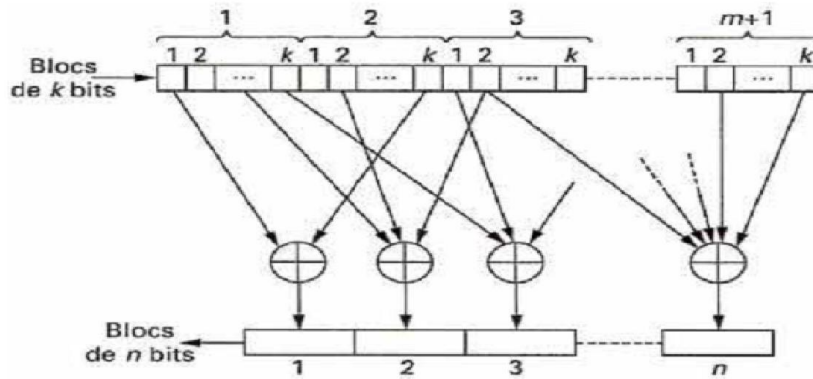


Figure 1. 3 Schéma général d'un code convolutif.

1.5 La modulation

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse

$S(t) = A(\cos \omega_0 \cdot t + \varphi)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Il y a deux avantages de modulations numériques :

- tout d'abord, le rapport signal sur bruit est meilleur avec un système numérique car, même si un signal numérique est bruité, distordu ou parasité, il est facile de le reconstruire en comparant ce signal déformé à un seuil ; on peut atteindre ainsi des taux d'erreurs (nombre de bits erronés divisé par le nombre de bits total) de 10^{-13}
- ensuite, les densités spectrales des signaux modulés numériquement ont des largeurs moindres qu'en analogique, ce qui permet d'augmenter le nombre de canaux utilisables par Hz pour les transmissions d'informations. [4]

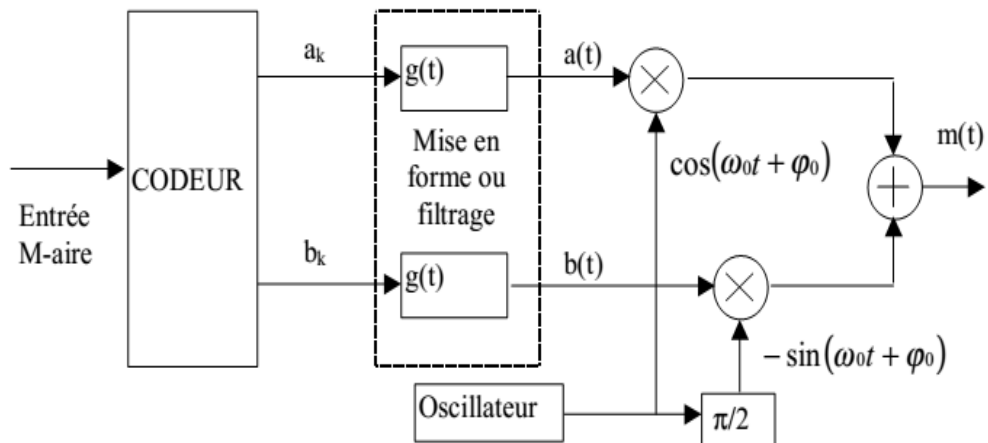


Figure 1. 4 Schéma général du modulateur

Il existe quatre types de modulations numériques :

- modulation par saut d’amplitude.
- modulation par saut de fréquence.
- modulation par saut de phase (synchronisation).
- modulation combinée (ex.: d’amplitude et de phase).

1.5.1 la modulation par déplacement d’amplitude (MDA) (Amplitude Shift Keying ASK)

a Définition

L’amplitude est la hauteur d’un signal elle se mesure entre la valeur minimum et la valeur maximum du signal.

La modulation ASK est monodimensionnelle, elle s’effectue sur la porteuse en phase seulement, il ya pas de porteuse en quadrature, le signal modulé s’écrit ainsi

$$m(t) = \sum_k a_k g(t - KT). \cos(\omega_0 . t + \varphi_0) \quad (1.1)$$

Les niveaux d’amplitudes sont donnés par $M = 2^n$, les valeurs de l’alphabet sont obtenus par

$$A_i = (2i - M + 1). a_0 \quad (1.2)$$

avec $i= 1,2,..,M$.

Le tableau et la figure suivants montrent les valeurs et la constellation de cette modulation.

n	M	Valeurs de l'alphabet
1	2	$-1a_0, 1a_0$
2	4	$-3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0$
3	8	$-7a_0, -5a_0, -3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0, 5a_0, 7a_0$

Tableau 1.1 Mots d'alphabet en fonction du nombre de bits.

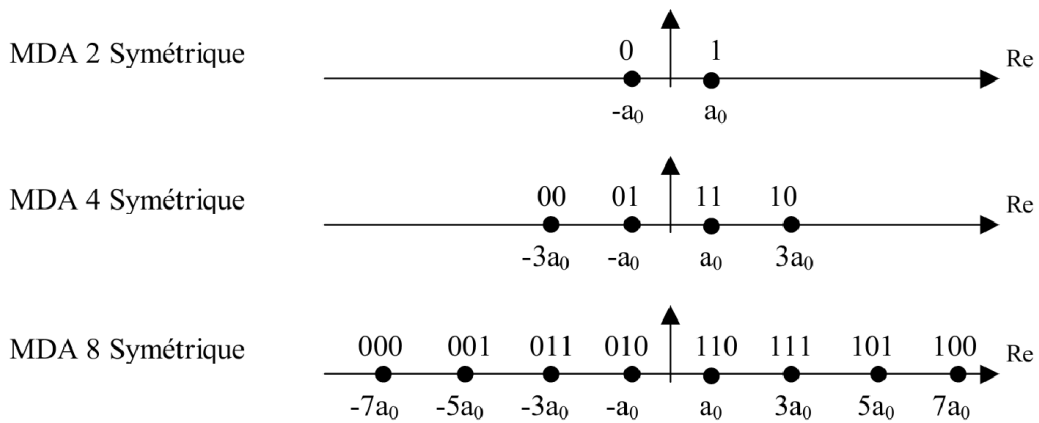


Figure 1.5 Constellation de la M-ASK symétrique

Comme est déjà dit dans la ASK les mots se diffèrent par valeurs d'amplitude, la figure suivante donne un exemple sur la 4-ASK.

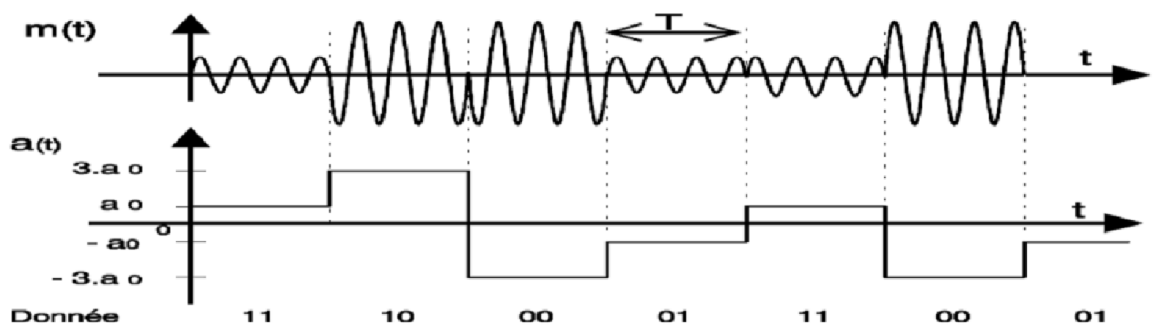


Figure 1.6 Chronogramme de la 4-ASK symétrique

Avantages et inconvénients

- Simplicité
- Faible coût

- Modulation grand public :
- Modulation optique
- Faible efficacité spectrale

b La modulation OOK (On Off Keying)

La plus simple parmi les modulations d'amplitude est la modulation OO-ASK. Les deux O signifiant On-Off. Cette méthode consiste à moduler directement la porteuse par le signal binaire 0 ou 1 « 0 l'absence de la porteuse et 1 la présence de la porteuse » en bande de base. Le spectre est obtenu par simple translation du spectre en bande de base autour de la porteuse, il donne une seule raie à la fréquence de la porteuse (f_0). La largeur de la raie dépend de la durée des symboles. [5]

Son chronogramme est donné par la figure suivante :

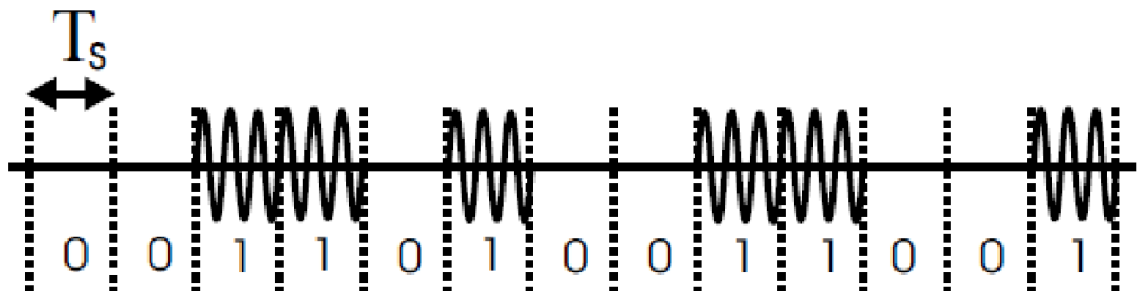


Figure 1. 7 Chronogramme de la modulation OOK.

**1.5.2 la modulation par déplacement de fréquence(MDF)
Frequency Shift Keying FSK**

Comme son nom l'indique, le paramètre à modifier dans cette modulation est la fréquence et les niveaux logiques sont représentés par la variation de fréquence

Le signal modulé s'écrit ainsi, en prenant $\varphi_0 = 0$

$$m(t) = \cos(\omega_0 + \varphi(t)) = \cos(2\pi f_0 + \varphi(t))$$

a La FSK à phase discontinue

Dans les Modulations par Déplacement de Fréquence, on trouve les FSK à phase discontinue pour lesquelles la phase aux instants de transition kT peut sauter brusquement.

Le modulateur FSK le plus simple, est constitué d'oscillateurs différents. La différence de fréquence entre deux oscillateurs voisins est Δf . La fréquence instantanée du signal modulé saute d'une valeur à l'autre à chaque changement de symbole.

Ceci ne permet pas de garantir la continuité de phase de $m(t)$ et, par conséquent, le spectre occupé par ce type de modulation est très large. En effet, plus un signal est régulier, (ou plus il est dérivable à un ordre élevé) et plus son spectre décroît rapidement.

L'intérêt de la FSK à phase discontinue réside dans la simplicité de réalisation du modulateur et dans la possibilité d'une démodulation non cohérente.

Dans le cas d'une FSK binaire, a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$ en fonction de la donnée "0" ou "1" à transmettre. Un chronogramme est présenté dans la **figure 1.8** suivante où l'on observera les discontinuités de phase. [5]

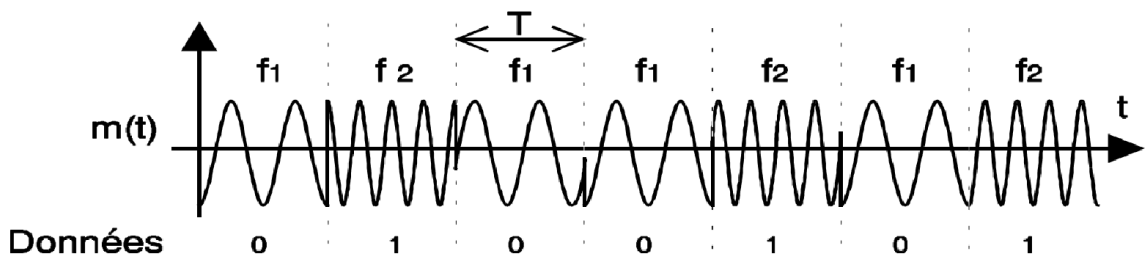


Figure 1. 8 Chronogramme de la FSK binaire à phase discontinue.

b La FSK à phase continue

La modulation FSK avec continuité de phase varie de façon continue aux instants de transition kT . Pour supprimer la discontinuité dans la phase, il suffit d'imposer la condition :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi \sigma_f a_{k-1} T \quad (1.3)$$

Cette condition de continuité est réalisée quand on utilise un oscillateur unique dont on module la fréquence, la figure II.8 satisfait cette condition.

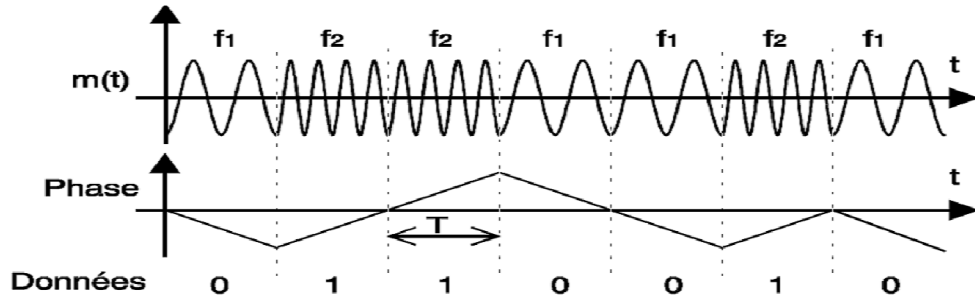


Figure 1.9 Chronogramme de la FSK à phase continue.

c Comparaison entre les modulations FSK

Les deux types de Modulation par Déplacement de fréquence, ayant des avantages et des inconvénients :

La FSK à phase discontinue :

- Elle est simple de réalisation.
- Son principal défaut est la grande bande passante dont elle a besoin pour pouvoir transmettre les sauts de phase.

La FSK avec continuité de phase :

- Elle est plus complexe à réaliser.
- Elle requiert une bande passante plus étroite.

1.5.3 La modulation par déplacement de phase (MDP) Phase Shift Keying (PSK)

Cette modulation est la plus employée pour la transmission des signaux numériques. En effet elle réalise un bon compromis puissance/efficacité spectrale, c'est dire le meilleur «nombre de bits par seconde et par hertz de bande passante ». Pour minimiser la probabilité d'erreur, les différents états de la phase sont régulièrement répartis sur l'intervalle disponible $[0, 2\pi]$. Pour des raisons techniques de démodulation avec une probabilité d'erreur acceptable, on ne dépasse pas 8 valeurs de phase.[6]

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M} \quad \text{si } M > 2$$

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M} \quad \text{si } M=2$$

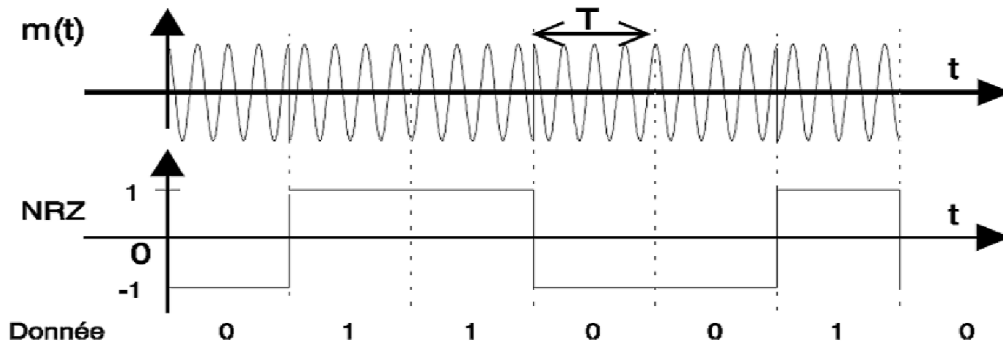


Figure 1.10 Chronogramme de la BPSK en utilisant le codage NRZ.

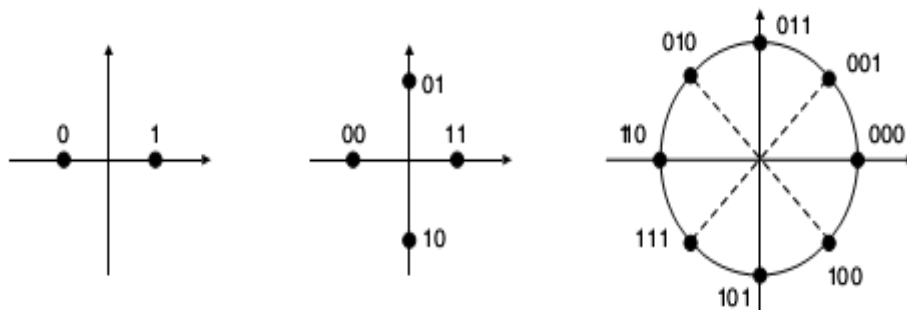


Figure 1.11 Constellation de la BPSK, QPSK et la 8-PSK.

1.5.4 La modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) "Quadrature Amplitude Modulation"

L'ASK et la PSK ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans l'ASK, les points de la constellation sont sur une droite, et dans la PSK sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée.

Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan. Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \quad (1.4)$$

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

La figure ci-dessous représente la constellation de la QAM, les exemples pris sont la 16-QAM et la 64-QAM.[4]

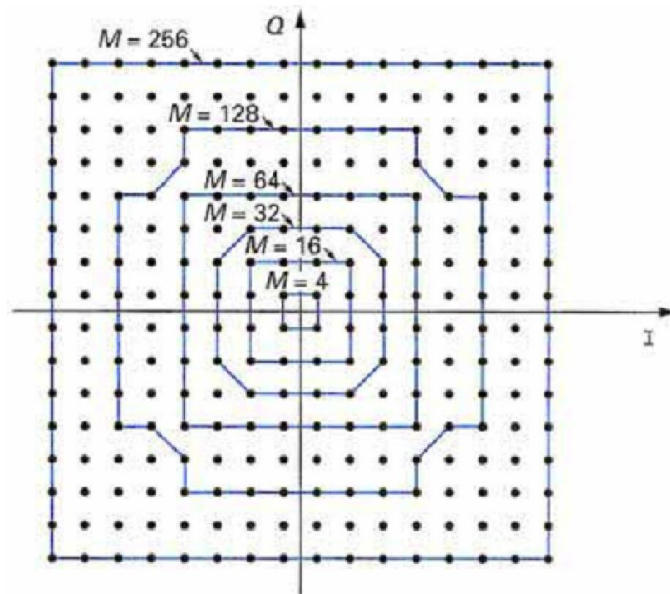


Figure 1. 12 Constellation de la QAM pour M allant de 4 à 256.

1.5.5 Critère de choix de la modulation

Il existe plusieurs critères pour le choix d'une modulation par rapport à l'autre parmi eux, on peut citer :

- 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).

1.6 Canal de transmission

Le canal, au sens des communications numériques, et comme représenté à la première figure de ce chapitre, inclut le milieu de transmission (lien physique entre l'émetteur et le récepteur : câble, fibre, espace libre, le bruit (perturbation

aléatoire issue du milieu, des équipements électroniques), et les interférences (provenant des autres utilisateurs du milieu de transmission, de brouilleurs intentionnels ou non) [7].

1.6.1 Types de pertes

- *PATH LOSS (Affaiblissement de parcours)* ou perte à grande échelle, c'est la diminution de la puissance du signal due à l'éloignement, et est un phénomène déterministe
- *SHADOWING (Effet de masque)* ou perte à petite échelle phénomène plus local, aléatoire dû aux atténuations successives.

1.6.2 Le canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont l'alphabet d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0,1\}$.

On note respectivement a_k et b_k les éléments à l'entrée et la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p , alors :

$$P(b_k=0/a_k=1) = P(b_k=1/a_k=0) = p$$

$$P(b_k=1/a_k=1) P(b_k=0/a_k=0) = 1-p \quad [8]$$

1.6.3 Le canal à bruit additif blanc gaussien (Additive White Gaussian Noise)

Le modèle du canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits internes (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit externe (bruit d'antenne ...). Le signal reçu s'écrit alors : $y(t) = \alpha s(t) + n(t)$

Où $\alpha(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 . La densité de probabilité conditionnelle de $y(t)$ est donnée par

$$p(y|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} \cdot e^{-\frac{(y-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (1.5)$$

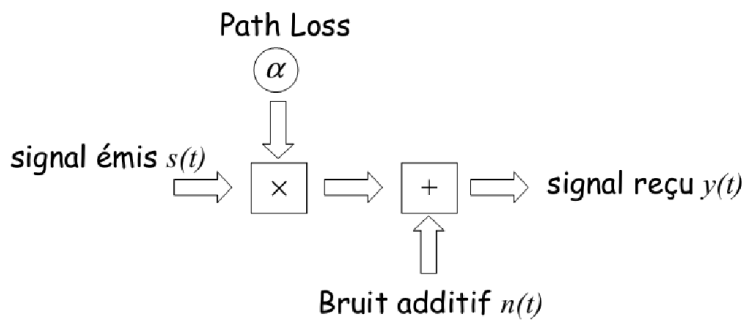


Figure 1.13 Schéma d'un canal à bruit additif.

Le cas le plus simple

Évanouissement du parcours (path loss) et effet de masque

Atténuation invariante par rapport au temps

Pas de multi trajet

Performances

- détection par QAM (filtre adapté)
- modulation BPSK.

1.6.4 Canal de Rayleigh

Aussi appelé canal à multi trajet. Dans ce type de canal, le signal informatif parcourt plusieurs trajet pour arriver au destinataire, ce dernier reçoit plusieurs fois le signal émis avec un retard, il n'y a pas de ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur.

L'enveloppe du signal $r(t)$ suit une distribution de Rayleigh :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{\sigma^2}} \quad r > 0 \quad (1.6)$$

Où r est l'enveloppe du signal et σ^2 sa variance.

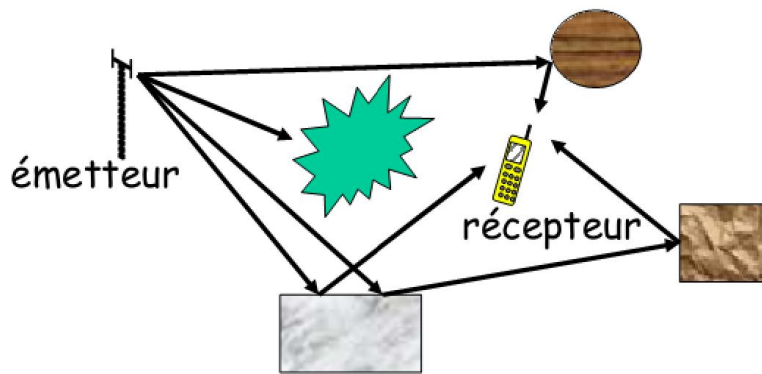


Figure 1. 14 Canal de Rayleigh.

1.7 Le récepteur

Le récepteur, sert à reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu, il comprend des circuits d'amplification, de démodulation pour les transmissions sur onde porteuse, d'égalisation, de réduction 'interférence et éventuellement de prise de décision.

1.8 Démodulation numérique

Tout comme pour les modulateurs, les architectures numériques apportent des avantages certains aux démodulateurs de signaux notamment dans le cas de l'implantation sur circuits de type FPGA. Les éléments fonctionnels présents dans un démodulateur sont du même ordre de complexité que ceux qui composent un modulateur et on retrouve, en particulier dans les architectures les plus couramment utilisées, des boucles à verrouillage de phase et des générateurs programmables de sinusoides [9].

1.9 Décodage canal

Plusieurs stratégies différentes peuvent être utilisées par le décodeur de canal.

- La première est la détection d'erreurs. Le décodeur observe la séquence reçue (ferme ou souple) et détecte la présence éventuelle d'erreur. Cette détection peut servir à contrôler le taux d'erreur (Error Monitoring) ou à mettre en œuvre des techniques de retransmission (ARQ : Automatic Repeat Request) : le

décodeur demande à l'émetteur de retransmettre la séquence dans laquelle une erreur a été détectée. Il est évident que ce type de procédé nécessite une voie de retour.

La deuxième est la correction d'erreurs (FEC : Forward Error Correction). Elle nécessite des algorithmes beaucoup plus complexes que la simple détection, et plus de redondance dans la séquence émise. Toutefois, le milieu de transmission est utilisé de manière plus efficace [7].

1.10 Décodage source

Les objectifs du décodage sont donc :

- La récupération de la fréquence porteuse
- La récupération du rythme T et des paires en quadrature
- L'élimination du bruit

Et enfin, la restitution optimale du train binaire par traitement de l'IES.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une vue générale sur la chaîne de transmission numérique avec ses différents éléments d'émission et de réception et les techniques mises en œuvre pour protéger le signal informatif lors de sa transmission.

2.1 Introduction

Lors d'une transmission de données, le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur au récepteur. Le canal est souvent symbolisé comme une source de bruit additif mais il peut aussi atténuer fortement certaines fréquences porteuses. Le canal peut aussi avoir pour effet de "mélanger" les symboles transmis, on parle alors d'interférences entre symboles (**IES** pour Interférences Entre Symboles ou en anglais **ISI** pour Inter Symbol Interferences).

En général, les modulations de phase et de fréquence les plus classiques donnent, de manière théorique idéale, des signaux modulés dont l'enveloppe est constante. L'interférence entre symboles due au canal de transmission a alors pour effet de faire disparaître cette propriété et les signaux reçus ont fréquemment des enveloppes qui fluctuent au cours du temps. Les dispositifs utilisés pour restaurer le signal et combattre les imperfections du canal de transmission vont avoir pour effet d'égaliser l'enveloppe des signaux reçus. On parle alors d'égaliseurs de radiocommunications. [10]

2.2 Principe d'égalisation

En principe, si le canal est parfaitement connu, il est possible de minimiser les IES, ou même les éliminer complètement, en utilisant une paire de filtre d'émission et de réception tel que :

$$\sum_n S\left(f + \frac{n}{T_s}\right) C\left(f + \frac{n}{T_s}\right) H\left(f + \frac{n}{T_s}\right) = T_s$$

Où $S\left(f + \frac{n}{T_s}\right)$ est le filtre d'entrée, $C\left(f + \frac{n}{T_s}\right)$ est le filtre de sortie, $H\left(f + \frac{n}{T_s}\right)$ est la fonction de transfert du canal, f est la fréquence du signal et T_s est la durée symbole.

C'est-à-dire que la chaîne vérifie les critères de Nyquist. En bande de base, si les filtres d'émission et de réception sont fixés (et forment un ensemble de filtre de Nyquist), le rôle de l'égaliseur est simplement de compenser la réponse du canal. On note ainsi $e(t)$, la réponse impulsionnelle de l'égaliseur et $E(f)$ sa fonction de transfert, nous obtenons $E(f) = \frac{1}{H(f)}$ sur $[-B, B]$

Où 'B' est la bande passante du signal.

Comme la paire des filtres d'émission et de réception forment un filtre de Nyquist, on peut parfaitement reconstituer la séquence d'entrée $x(n)$. Du point de vue spectral, on a égalisé la réponse du canal. [11]

Deux remarques importantes sont à noter :

- La fonction d'égalisation n'est pas sans inconvénients, l'ajustement de l'amplitude des fréquences fortement évanescentes s'accompagne toujours d'une amplification de bruit indésirable.
- La réponse impulsionnelle du canal, qui n'est pas toujours connue, peut varier dans le temps; ceci suppose non seulement une bonne connaissance du canal mais aussi la prévision de ses variations.

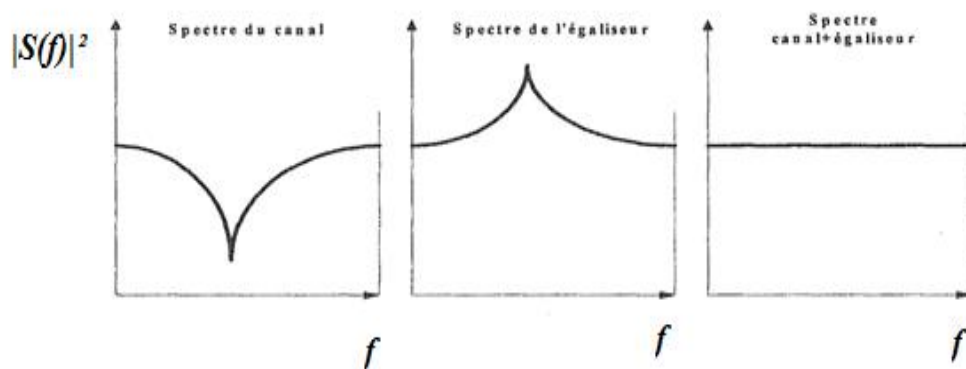


Figure 2.1 Illustration du principe de l'égalisation par la réponse fréquentielle.

2.3 Critère de Nyquist

Lorsque la durée de la réponse impulsionnelle est inférieure à la durée d'un symbole, et en supposant l'échantillonnage parfait ($t_k = k\Delta_0$), on a $g_k = g_0\delta_k$ d'où $y_k = g_0a_k + w_k$

La quantité y_k ne dépend que de la donnée a_k émise au même instant (les données émises avant et après a_k n'interfèrent pas avec a_k).

Lorsque la durée de la réponse impulsionnelle est supérieure à la durée d'un symbole, la réponse en bande de base $\{g_k\}$ n'est plus une impulsion de Dirac discrète. On a

$$y_k = g_0a_k + \sum_{n \neq k} a_n g_{n-k} + w_k \quad (2.1)$$

Autrement dit, y_k dépend de la donnée présente a_k et des données voisines (passée et future). On dit qu'il ya interférence entre symboles.

Le critère le plus naturel pour calculer un égaliseur consiste à imposer l'absence d'interférence entre symboles en forçant à zéro les interférences aux instants d'échantillonnage. En temps, l'absence d'IES se traduit par $g_k = \delta_k$

En notant $G_{g(t)}(f)$ la TF de $g(t)$ et $G_{g_k}(f)$ la TF en fréquence réduite de g_k , nous pouvons formuler l'équivalent en fréquence de la relation précédente.

Hypothèse

La condition suivante est vérifiée :

$$\frac{1}{\Delta_0} \sum G_{g(t)} \left(f + \frac{n}{\Delta_0} \right) = 1 \quad \text{Pour } |f| < \frac{1}{2\Delta_0}$$

La vérification de cette condition permet de garantir l'absence d'IES dans le signal en sortie de traitement [12]

2.4 Égalisation linéaire ou transverse

Le terme égalisation linéaire est utilisé pour décrire toute la procédure de détection des symboles transmis par l'utilisation d'un filtre linéaire.

La figure ci-dessous montre la structure d'un égaliseur linéaire.

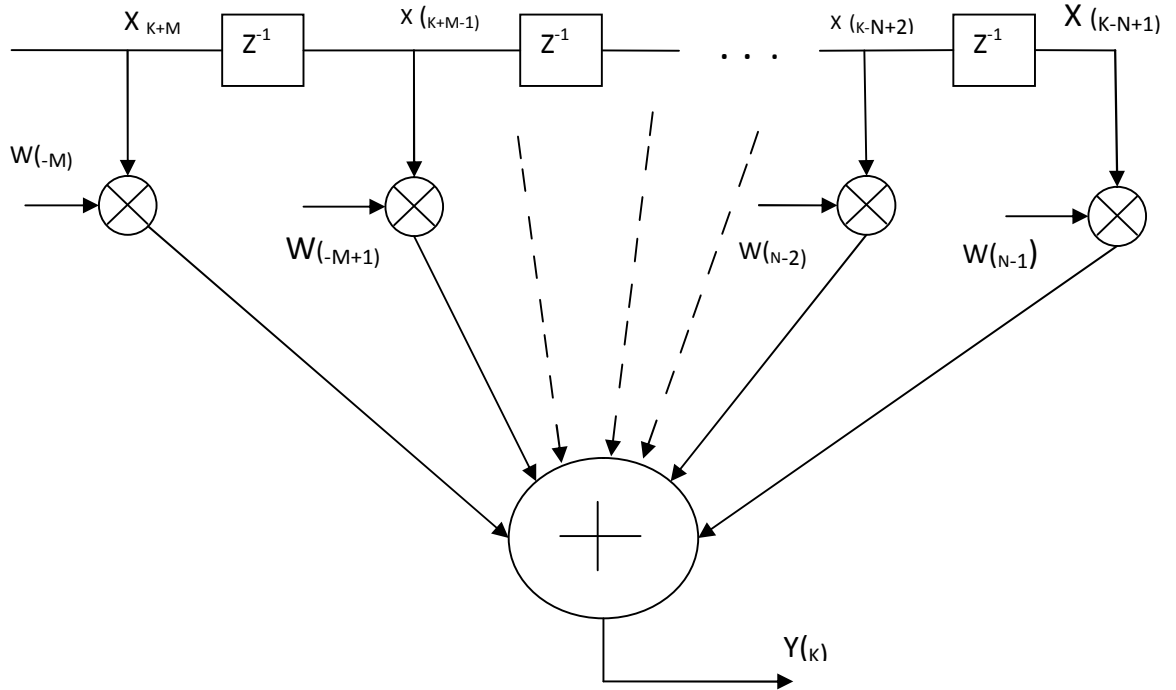


Figure 2.2 Structure d'un égaliseur linéaire.

Quand le signal reçu $x(t)$ est échantillonné à une fréquence $\frac{1}{T}$, un égaliseur linéaire W est un filtre à réponse impulsionnelle $w(t)$ défini comme suit

$$w(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i) \delta(t - iT) \quad (2.2)$$

La sortie de l'égaliseur à un instant k va être

$$y(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i) x(k - i) \quad (2.3)$$

En pratique, l'égaliseur doit être à longueur finie

$$w(t) = \sum_{i=-N}^M w(i) \delta(t - iT) \quad (2.4)$$

et dans ce cas, il peut être décrit par un vecteur de longueur $N+M+1$ contenant les échantillons de sa réponse impulsionnelle $W = [w_{-M}, \dots, w_{-1}, w_0, w_1, \dots, w_N]^T$

La sortie de l'égaliseur peut être écrite comme suit $y(k) = X_k^H W$

Tel que X_k est le vecteur de régression défini par : $X_k^H = [x_{k+M}, \dots, x_k, \dots, x_{k-N+1}]$

Généralement, un égaliseur linéaire est implémenté par l'utilisation d'un filtre transversal, le retard entre deux échantillons est de durée T , pour détecter les symboles transmis, une fois l'égaliseur est réglé selon des paramètres correspondant à la satisfaction de certains critères, sa sortie est ensuite passée par un dispositif de

décision qui choisi à chaque instant, le symbole le plus proche à lui. Celle ci n'est pas une structure optimale cependant elle est utilisée couramment. [13]

Les méthodes les plus connues de l'égalisation linéaire sont :

- Le zero forcing
- L'égalisation MMSE

2.4.1 Égaliseur Zero Forcing

Le Zero Forcing est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est *a priori* précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée, et l'on dit que l'interférence entre symboles est forcée à zéro. On a ainsi

$$G_{zf}(z, W) = \frac{1}{H(z)}$$

Où $G(z, W)$ est la fonction de transfert du filtre FIR égaliseur $H(z)$ la fonction du canal. [14]

Les limitations de cet égaliseur sont :

- Même si la réponse impulsionnelle du canal a une longueur finie, la réponse impulsionnelle de l'égaliseur doit être infiniment longue.
- Pour quelque fréquence de réception, le signal reçu peut être faible, pour compenser la grandeur de l'égaliseur ZF augmente fortement. Comme une conséquence, chaque bruit ajouté après le canal, va être renforcé par un grand facteur, et détruit le SNR total. De plus, le canal peut avoir des zéros dans sa réponse fréquentielle, qui ne peut pas être inversé. [15]

2.4.2 Égaliseur à Erreur Quadratique Moyenne Minimale

Appelé en anglais Minimum Mean Square Error (MMSE), ou égaliseur de Wiener.

La figure suivante présente la structure de l'égaliseur.

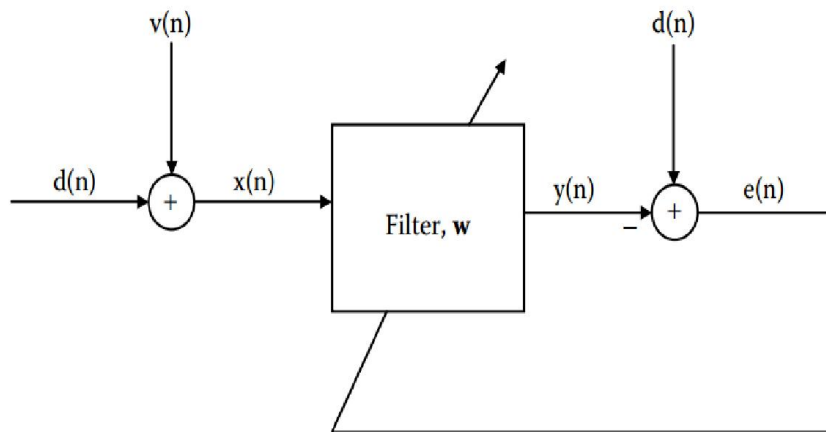


Figure 2.3 Structure de l'égaliseur de Wiener

La sortie du filtre pour une entrée $x(n)$ et des coefficients à adapter $w_n(k)$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) w_n(k) \quad (2.5)$$

- Le vecteur " w " est mis à jour à chaque "n" en cherchant la valeur qui minimise MSE par rapport à la sortie désirée $d[n]$

- Notations: erreur instantanée

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.6)$$

$$\text{MSE} \quad E(e^2(n)) = E((d(n) - y(n))^2) \quad (2.7)$$

Sortie du filtre sous forme matricielle

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) w_n(k) = w^T x \quad (2.8)$$

Le signal d'erreur égale donc :

$$e(n) = d(n) - w^T x \quad (2.9)$$

Les coefficients du filtre sont obtenus en cherchant le minimum de l'erreur quadratique moyenne $E(e^2(n))$ par rapport au vecteur w , où E représente l'espérance mathématique d'un processus aléatoire.

- en supposant que "w" change lentement par rapport à x , on obtient :

$$E(e^2(n)) = E((d(n) - w^T x)^2) \quad (2.10)$$

$$= E(d^2(n)) - 2w^T E(xd(n)) + w^T E(xx^T) w \quad (2.11)$$

$$= r_{dd}(0) - 2w^T r_{xd} + w^T R_{xx} w \quad (2.12)$$

$R_{xx} = E(xx^T)$ est la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée

$r_{xd} = E(x d(n))$ est le vecteur d'intercorrélation du signal d'entrée et du signal désiré.

Par rapport au type d'égalisation précédent, la MMSE présente l'avantage d'être moins sensible au bruit, donc elle donne de meilleurs résultats mais elle ne peut pas être utilisée pour tous les canaux à cause de la séparation incomplète des signaux ce qui limite son utilisation et diminue la possibilité de l'exécution en temps réel.

La mise en œuvre de l'égaliseur MMSE optimal implique généralement un nombre infini de coefficients (filtre IIR). En pratique, on approxime la solution par un nombre fini de coefficients (FIR).

La conception d'un récepteur MMSE statique ne convient pas en pratique: le canal de transmission n'est pas toujours connu (problème de l'estimation de canal), et peut varier dans le temps, La solution généralement adoptée est la conception d'un récepteur adaptatif qui assure une implémentation adaptative à la fois du filtre adapté et de l'égaliseur, de manière combinée.

2.5 Égalisation adaptative

Les égaliseurs précédents souffrent de deux limitations communes : d'une part une charge de calcul importante, et d'autre part un caractère « statique ». En effet, le canal est le plus souvent non seulement inconnu, mais variable dans le temps. On peut alors utiliser des périodes de "mise à jour" où on émet des séquences d'apprentissage afin de recalculer l'égaliseur. Ceci n'empêche cependant pas les performances de se dégrader entre deux étapes de mise à jour.

Les méthodes adaptatives sont des méthodes simples qui permettent de résoudre simultanément les problèmes liés à la méconnaissance du canal et à son caractère évolutif et déterminer le filtre égaliseur W . [16]

Le principe de l'égalisation linéaire adaptative est le suivant:

La sortie de l'égaliseur à chaque instant n , est utilisée par un algorithme récursif qui adapte les coefficients de l'égaliseur selon un critère d'optimisation choisi. Après plusieurs itérations, l'algorithme doit converger vers un régime stationnaire où les échantillons à la sortie de l'égaliseur s'approchent de la séquence de données é mises. Dans ce cas, l'élément de décision fournit à sa sortie les symboles émis avec une petite probabilité d'erreur. [12]

Typiquement, une séquence dite "d'apprentissage" est utilisée au début de la transmission des données afin de permettre à l'égaliseur de converger vers une solution qui ouvre l'œil du canal. Cette séquence est connue d'avance par le récepteur, elle lui permet alors de créer un signal d'erreur.

Le schéma ci-dessous présente la structure d'un égaliseur adaptatif.

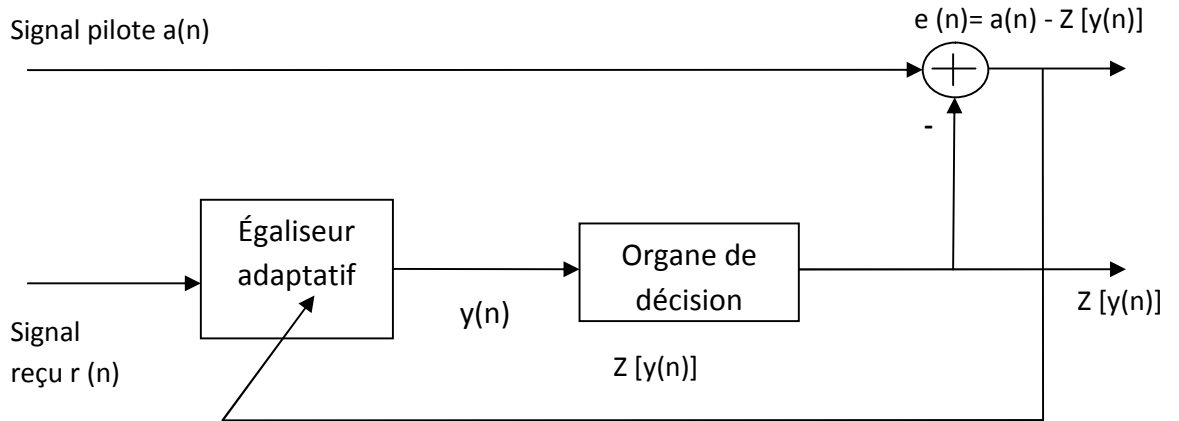


Figure 2.4 Égalisation à retour de décision "ERD" (Decision Feedback Equalization "DFE")

2.5.1 Égaliseur à retour de décision

Un égaliseur à retour de décision est un égaliseur non linéaire qui utilise les décisions précédentes détectées pour éliminer les IES sur les impulsions actuellement démodulées.

Il contient deux filtres transverses, un filtre direct $C(z)$, et un filtre de retour $Q(z)$ (récurif). L'entrée du filtre direct est la séquence reçue $\{v_k\}$ et l'entrée du filtre de retour est la séquence des symboles estimés $\{\hat{x}_k\}$, le filtre direct est tout simplement un filtre linéaire le filtre de retour est utilisé pour éliminer l'IES de l'estimation courante causée par l'estimation précédente. On note ici que le filtre de retour est strictement causal. L'idée principale d'un ERD est :

Si les valeurs des symboles détectés précédemment sont connues, donc les IES contribuées par ces symboles peuvent être éliminées (annulées) à la sortie du filtre de

retour par retrancher les valeurs des précédents symboles avec des poids (coefficients) appropriés

La structure d'un Égaliseur à Retour de Décision est donnée dans la figure suivante

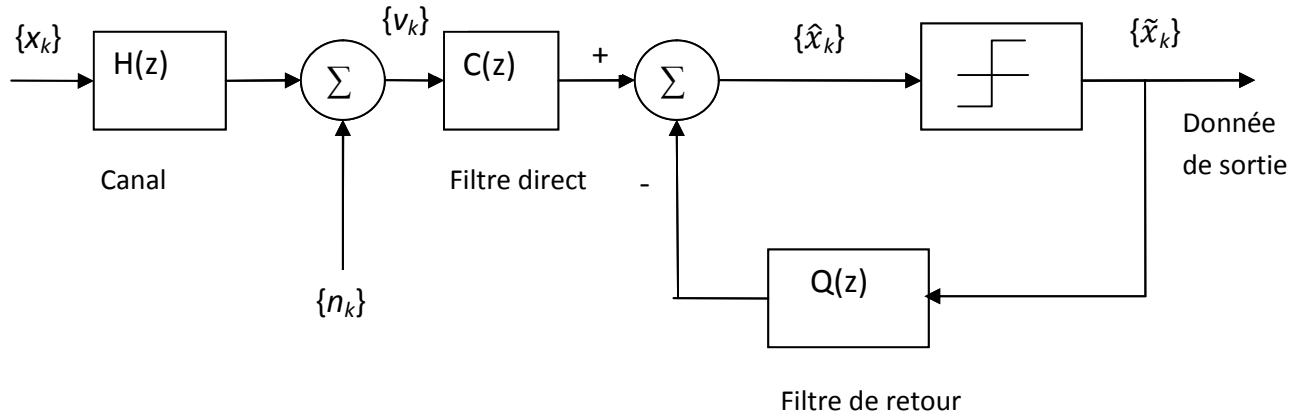


Figure 2.5 Égaliseur récursif à retour de décision.

D'après la figure, la sortie de l'égaliseur s'écrit ainsi

$$\hat{x}(k) = \sum_{j=-\infty}^0 c(j)v(k-j) - \sum_{j=1}^{\infty} q(j)\hat{x}(k-j) \quad (2.13)$$

L'utilisation de ce type d'égaliseur donne de bon résultat surtout quand le RSB est élevé.

2.6 Égaliseur à maximum de vraisemblance (MLSE)

La présence d'IES est caractérisée par une mémoire dans le signal lié à un canal imparfait.

Comme il existe une interdépendance entre les symboles reçus, il est possible de reconstituer la séquence de symboles transmis en maximisant la vraisemblance d'apparition du symbole. Cela se fait en général en utilisant un algorithme de Viterbi. Celui-ci permet de sélectionner dans un treillis le chemin de métrique le plus faible.

Le signal discret obtenu avec filtre adapté, filtres de blanchiment, et échantillonnage peut s'écrire ainsi :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_d(i)a_{n-i} + v_n \quad (2.14)$$

Où $\{h_d(i)\}_{i=0,\dots,L-1}$ est la réponse impulsionnelle du canal discret équivalent de mémoire L

v_n est un bruit blanc gaussien centré

D'après le critère ML, la séquence émise $s(n)$ (de longueur K) est celle qui minimise la métrique

$$\sum_{k=1}^K (y_k - s_k^{(n)})^2 \quad (2.15)$$

$$\text{Où } s_k^{(n)} = \sum_{i=0}^{L-1} h_d(i) s_{k-i}^{(n)} \quad (2.16)$$

est la sortie à l'instant k correspondant à l'entrée $s(n)$

L'algorithme de Viterbi ne peut s'appliquer que sur un signal avec un bruit blanc superposé, son coût calculatoire élevé (inutilisable en pratique pour $M > 2$ ou $L \geq 10$).

L'égaliseur à maximum de vraisemblance est sans doute celui qui affiche les meilleures performances, mais c'est aussi le plus complexe. Il ne s'applique qu'à des séquences binaires courtes. Comme les autres égaliseurs, il nécessite aussi une estimation préalable de la réponse impulsionnelle du canal.[16]

Le schéma suivant explique l'emplacement de l'algorithme de Viterbi dans un récepteur :

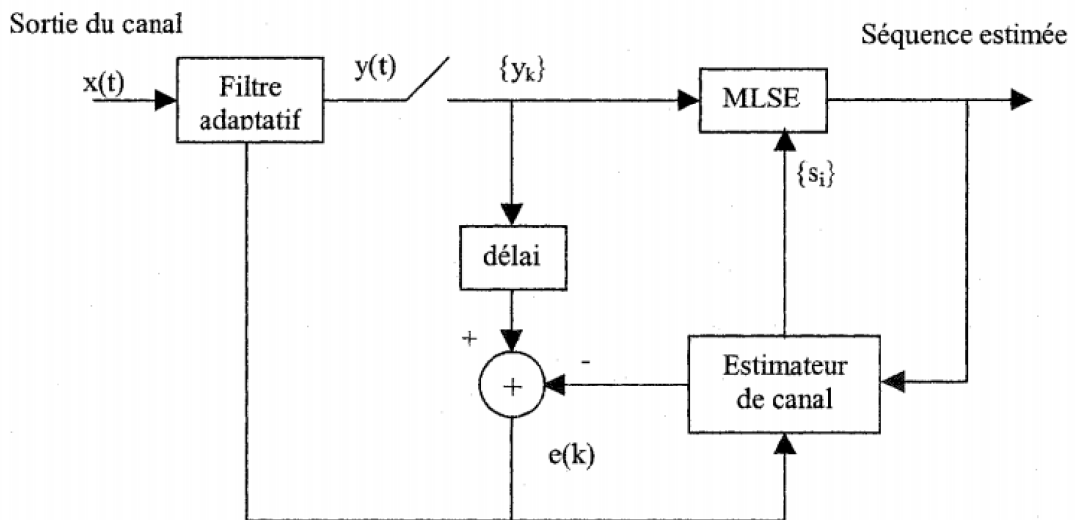


Figure 2.6 L'algorithme de Viterbi dans un circuit récepteur.

2.7 Limite de l'égalisation à phase d'apprentissage

Dans le cas où il n'est pas possible de disposer d'une séquence d'apprentissage, et il est souhaitable de pouvoir restituer les données émises à partir de la seule observation de la sortie du canal. Les raisons les plus souvent invoquées sont :

- Plusieurs récepteurs écoutent le même émetteur. Dans ce cas, il est clair que ce dernier ne peut pas transmettre une séquence d'apprentissage lors de la mise en marche de chaque récepteur. L'algorithme d'égalisation doit donc être capable de converger directement sur le flot des données reçues.
- Dans un système avec référence, si la phase d'apprentissage s'est mal passée, le récepteur n'a plus de chance de se rattraper. Un algorithme aveugle permet au contraire d'assurer la convergence à tout moment.[12]

Pour ces deux 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.

Cette méthode est connue sous le nom de l'égalisation aveugle et elle fonctionne indépendamment de la réponse du canal.

2.8 Égalisation aveugle

Elle consiste à identifier les données émises uniquement à partir des observations issues de l'antenne. Les méthodes aveugles n'ont donc connaissance *a priori* ni des signaux émis ni du canal de transmission. Pour réaliser ce type d'égalisation, plusieurs algorithmes sont proposés

La figure suivante présente le schéma d'un égaliseur aveugle

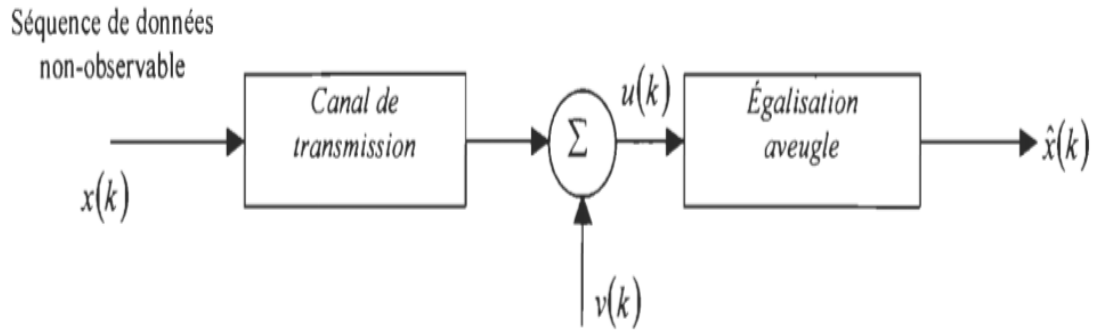


Figure 2.7 Schéma bloc d'un égaliseur aveugle.

2.8.1 Égaliseur de SATO

Le signal produit par cet égaliseur peut être expliqué par le schéma suivant

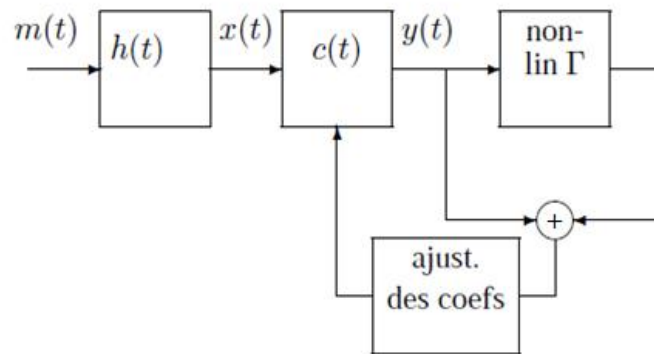


Figure 2.8 Schéma de l'égaliseur de Sato

Où $m(t)$ représente le signal émis, $h(t)$ le canal de transmission, $x(t)$ le signal reçu, $c(t)$ l'égaliseur, $y(t)$ le signal reconstitué

Le filtre égaliseur produit un signal $y(t)$ telque :

$$y(t) = \sum_{k=-K}^K c(k)x(t - k) \quad (2.17)$$

Connaissant les caractéristiques statistiques du signal émis, par exemple un signal quantifié, on ajuste les coefficients de l'égaliseur d'une manière à forcer le signal égalisé à prendre des niveaux quantifiés suivant cette loi connue. La non-linéarité a pour fonction implicite de forcer une caractéristique de la densité de probabilité de

$y(t)$ de se rapprocher le plus possible de la même caractéristique portant sur $m(t)$. Dans le cas des signaux réels, Sato propose de minimiser : [18]

$$E(y^2(t)) - \frac{E(m^2(t))}{E(|m(t)|)} E(|y(t)|)$$

Où plus exactement de minimiser :

$$E(y(t) - \gamma \text{sign}(y(t)))$$

Où le coefficient γ est ajusté pour que l'amplitude du signal après égalisation soit identique à celle du signal émis. La minimisation se fait en appliquant une méthode du type "gradient stochastique" en calculant à chaque itération le gradient du critère par rapport aux coefficients c_k de l'égaliseur. Le fait de faire apparaître une non-linéarité dans le calcul de l'erreur à minimiser fait intervenir implicitement les statistiques d'ordre supérieur à deux dans le processus d'égalisation.

2.8.2 Égaliseur de GODARD (Constant Modulus Algorithme "CMA")

Proposé en 1980 par Dominique Godard, cet algorithme a été conçu pour l'égalisation aveugle des signaux multi niveaux. Il est connu sous le nom CMA.

S'il y a une interférence inter symboles, la constellation du signal sera étalée.

L'idée proposée par Godard est de réduire l'étalement en se fixant un gain, par exemple pour que les constellations émises et reconstituées correspondent à des signaux de même variance. Dans le cas d'une modulation de phase, on conçoit bien que le forçage à module constant de la sortie de l'égaliseur annulera nécessairement l'interférence inter symboles. Lorsque la modulation n'est pas une simple modulation de phase, le fait de rapprocher le plus possible le module de la sortie $y(t)$ d'un module constant aura sous certaines hypothèses un effet identique. [17]

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les conséquences d'un canal de transmission imparfait entraînant l'apparition d'IES. Le critère de Nyquist spécifie les conditions sur la fonction de transfert globale pour pallier à cette interférence entre symboles. Cependant, dans le cas d'un canal imparfaitement connu, ou variable dans le temps, le critère de Nyquist ne peut être parfaitement vérifié, et l'interférence résiduelle peut être compensée par un dispositif d'égalisation. Nous avons présenté les méthodes et structures d'égalisation les plus classiques, avec apprentissage, puis nous avons présenté l'égalisation aveugle.

Chapitre 3 Égalisation par l'algorithme NLMS

3.1 Introduction

L'égaliseur adaptatif commence l'adaptation dans le mode d'apprentissage (Learning Mode) avec l'aide d'une séquence connue transmise sur le canal. Comme le signal d'apprentissage est connu, les algorithmes adaptatifs standards tels que l'algorithme LMS peuvent être utilisés pour ajuster les coefficients de l'égaliseur pour minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) (MSE pour Mean Square Error) entre la sortie d'égaliseur et la séquence de formation. Il est supposé que les coefficients d'égalisation sont suffisamment proches de leurs valeurs optimales et qu'une grande partie de l'IES est supprimé à la fin de la période d'apprentissage.

3.2 Filtre adaptatif

Un filtre est rendu adaptatif si ses paramètres et ses coefficients sont modifiés selon un critère donné dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Ces modifications doivent suivre l'évolution du système Dans leur environnement aussi rapidement que possible, l'adaptation dans le filtre numérique est généralement associée à un fonctionnement en temps réel (dans le cas où les coefficients du filtre seraient variables dans le temps).

Le filtrage adaptatif est réalisé, en suivant un algorithme d'adaptation qui est déterminé en fonction de l'application [17].

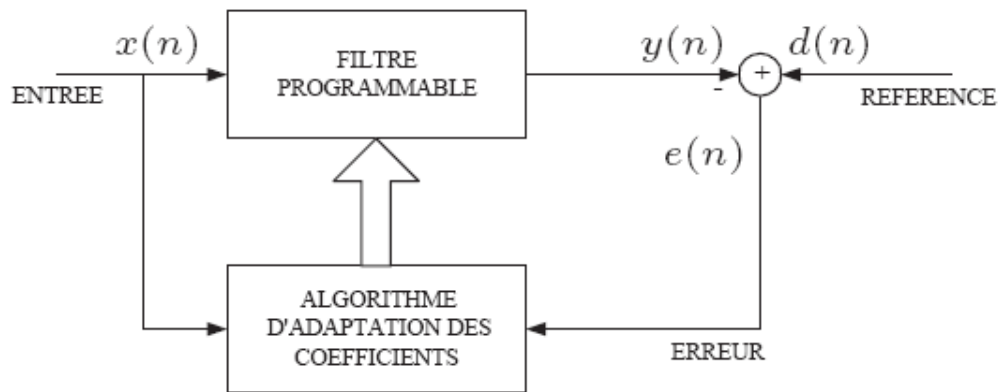


Figure 3. 1 Principe de base d'un filtre adaptatif.

Le fonctionnement du filtre adaptatif se décrit de la façon suivante :

Le signal d'entrée $x(n)$ est convolué avec le filtre W_n , Le résultat de cette convolution donne $y(n)$. Le signal a la sortie du filtre $y(n)$ est comparé au signal désirée $d(n)$.La différence entre le signal désirée $d(n)$ et le signal a la sortie du filtre $y(n)$ donne le signal d'erreur $e(n)$, qui permet de faire la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif W_n .

À chaque itération les coefficients du filtre varient en fonction du signal d'erreur $e(n)$ et ce pour faire diminuer la différence entre la sortie du filtre $y(n)$ et le signal désirée $d(n)$. Le signal d'erreur diminuer jusqu'atteindre dans certain cas une valeur nulle. À ce moment les coefficients du filtre adaptatif cessent de s'adapter.

3.3 Filtre de Wiener

Sa conception repose sur l'hypothèse d'un cadre statistique stationnaire et connu.

- Le filtre fournit une erreur quadratique moyenne nulle si les propriétés statistiques du signal d'entrée correspondent au modèle utilisé.
- Si l'information n'est pas disponible ou est incomplète, la conception du filtre peut devenir impossible ou il fournira des résultats sous-optimaux.

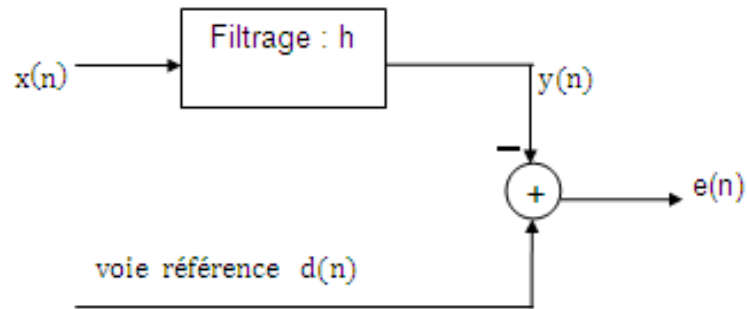


Figure 3.2 Schéma explicatif du filtre de Wiener.

Le signal informatif $x(n)$, est la somme du signal désiré et du bruit, à partir du signal informatif on peut trouver la matrice de corrélation et l'intercorrélation entre le signal désiré et l'information.

Le problème du filtre optimal est de trouver le « meilleur » filtre c'est-à-dire celui permettant d'obtenir en sortie une réponse $y(n)$ la plus « proche » possible d'une réponse désirée $d(n)$ lorsque l'entrée est une certaine séquence $x(n)$.

Le problème consiste donc à rechercher le filtre assurant l'erreur la plus faible $e(n)$, au sens d'un critère d'optimisation :[18]

$$h_{\text{opt}} = \arg \min_h J(e(n)) \quad (3.1)$$

Où h_{opt} est le vecteur optimum et J représente la fonction de coût :

$$J = E \{e^2(n)\} \quad (3.2)$$

De nombreux choix sont possibles en ce qui concerne la fonction de coût, l'erreur quadratique moyenne (EQM) est la plus utilisée, car elle conduit à des développements mathématiques complets et simples, fournit une solution unique en fonction des caractéristiques au second ordre des variables aléatoires. C'est sur l'estimation linéaire en moyenne quadratique que repose le filtrage de Wiener [3].

la sortie du filtre s'écrit :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(n-l) \quad (3.3)$$

3.4 Erreur Quadratique Moyenne (EQM)

C'est une classe des filtres linéaires optimaux à temps discret connu par le nom « filtre de Wiener ». Ces filtres sont optimaux dans le sens de minimiser la fonction appropriée de l'erreur nommée « fonction du coût ».

Cette fonction (MSE) est souvent utilisée dans l'optimisation des filtres.

La minimisation de l'erreur carrée comprend les statistiques du deuxième ordre du signal plus (la corrélation) et mène vers la théorie du filtrage linéaire qui est très utile dans les applications pratiques.

Cette approche est commune pour toutes les structures des filtres optimaux.

L'idée basique est de recouvrir le signal désiré $d(n)$ donnant une observation perturbée.

$$x(n) = d(n) + w(n)$$

Tel que $d(n)$ et $w(n)$ sont des signaux stationnaires.

Le problème peut être introduit comme suit :

La conception du filtre produit un $y(n)$ estimé en utilisant une combinaison entre linéaire avec le signal informatif $x(n)$ telque le MSE est :

$$J = E\{(d(n) - y(n))^2\} \quad (3.4)$$

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

Est minimisé.[19]

3.5 Adaptation des coefficients par la méthode d'EQM Minimale

L'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (égaliseur EQM) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et la sortie

de l'égaliseur. Le bruit est pris en compte dans le critère. On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$E(e) = E[|z(n) - a_{n-R}|^2] \quad (3.6)$$

Avec :

$$z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i)y(n-i) = e^T y(n) \quad (3.7)$$

Où:

$$e^T = [e(0) \dots \dots e(M-1)] \quad (3.8)$$

et:

$$y(n)^T = [y(n) \dots \dots y(n-M+1)] \quad (3.9)$$

On a:

$$E(e) = E[|e^T y(n) - a_{n-R}|^2] \quad (3.10)$$

Ainsi, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne est obtenue pour :

$$\frac{\partial E(e)}{\partial e} = 2E[y(n)(e^T y(n) - a_{n-R})] = 0 \quad (3.11)$$

Soit :

$$E[y(n)y(n)^T]e = E[y(n)a_{n-R}] \quad (3.12)$$

On tire de cela:

$$R_{yy}e = R_{ya} \quad (3.13)$$

Et :

$$e = R_{yy}^{-1}R_{ya} \quad (3.14)$$

Où R_{yy} est la matrice d'autocorrélation de $y(n)$ et R_{ya} est le vecteur d'intercorrélation entre $y(n)$ et $a(n-R)$. Le nombre de coefficients du filtre est nécessairement limité. Si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un zéro forcing (voir en suite), en raison de la prise en compte effective du bruit, elle reste souvent de qualité médiocre, en particulier en présence d'évanouissements sélectifs (non stationnarités). Ceci est également lié à la structure transverse (pas de pôles) qui limite la capacité de représentation d'une réponse quelconque. Par ailleurs, pour la mise en œuvre pratique, il est nécessaire de connaître $a(n-R)$. Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une séquence d'apprentissage, pour calculer les coefficients du filtre. La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence

d'apprentissage, éventuellement répétée périodiquement si le système est non stationnaire, limite en outre le débit en données utiles.

3.6 Définition d'un algorithme

Un algorithme est un processus systématique de résolution, par le calcul d'un problème permettant de présenter les étapes vers le résultat à une autre personne physique ou virtuelle (un calculateur). En d'autres termes, un algorithme est un énoncé d'une suite d'opérations permettant de donner la réponse à un problème. Un algorithme est une spécification d'un schéma de calcul sous forme d'une suite finie d'opérations élémentaires obéissant à un enchaînement déterminé. [18]

3.7 Choix de l'algorithme

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

- La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger « assez près » de la solution optimale de Wiener dans le cas stationnaire.
- La mesure de cette « proximité » entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite (tracking) des variations (non stationnarités) du processus. On examinera quels sont les algorithmes vraiment adaptatifs.
- La robustesse au bruit
- La complexité (en nombre de MIPS)
- La structure (se prêtant plus ou moins à l'implémentation en VLSI)
- Les propriétés numériques (stabilité –précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients (problèmes d'implémentation en virgule fixe).

3.8 La famille LMS (least Mean Square)

L'un des premiers algorithmes est l'algorithme du gradient stochastique ou LMS (least-mean-square) conçu par Widrow et Hoff en 1959. Cet algorithme est basé sur

une estimation simple et peu complexe du gradient. Ce type de filtre est très simple, mais il est inefficace pour la problématique de l'annulation d'écho en raison de la grande variation d'énergie contenue dans la voix, ces variations d'énergie provoquent une divergence de filtre.[20]

C'est l'algorithme le plus utilisé à cause de sa simplicité.

3.8.1 Démonstration du LMS

L'idée des algorithmes du type gradient stochastique est de remplacer la moyenne statistique dans l'algorithme de gradient déterministe de l'équation suivant par sa valeur instantanée.

$$w_{n+1} = w_n + \mu[r - R w_n] \quad (3.15)$$

μ est le pas d'adaptation

$$r \cong d(n) x(n) \quad (3.16)$$

$$R \cong x(n) x(n)^T \quad (3.17)$$

Remplaçant (3.11) et (3.12) dans l'équation (3.10), nous obtenons le résultat suivant

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n) x(n) \quad (3.18)$$

Tel que :

$$e(n) = d(n) - w_n^H x(n) \quad (3.19)$$

La condition nécessaire et suffisante de convergence de l'algorithme (LMS) est :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}$$

Une étude plus précise (en moyenne quadratique), mais qui repose également sur des hypothèses contestables conduit à la condition plus contraignante :

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{Trce}(R)} = \frac{2}{M\sigma_x^2}$$

Trace (R) : désigne la somme des éléments de la diagonale de la matrice R.

σ_{x^2} : désigne l'énergie du signal d'entrée x_n .

3.8.2 Condition de convergence du filtre LMS

Le pas d'adaptation conditionne à la fois la convergence de l'algorithme et sa rapidité de stabilisation. Si μ est choisi trop élevé, les valeurs des coefficients divergent ; s'il est trop faible, la convergence est très lente. Le choix de μ doit être fait en prenant en compte les limites suivantes :

- condition de convergence théorique :

$0 < \mu < \frac{2}{N \sigma_x^2}$ Où σ_x^2 est la puissance moyenne (ou moyenne quadratique) du signal

- condition de convergence pratique : $0 < \mu < \frac{1}{3} \frac{2}{N \sigma_x^2}$
- constante de temps d'adaptation : $\tau \approx \frac{1}{\mu \sigma_x^2}$ (pour $\mu = \frac{1}{3} \frac{2}{N \sigma_x^2}$ nous avons $\tau \approx 3N$).

Sa simplicité de mise en œuvre rend l'algorithme LMS très populaire. Il donne les meilleurs résultats pour des signaux d'entrée à spectre plat (signaux aléatoires). Il peut s'avérer inefficace pour des signaux d'entrée à motif périodique.

3.8.3 Algorithme NLMS (Normalised LMS)

L'algorithme NLMS est dérivé du LMS. La nécessité d'utiliser cet algorithme est due aux changements permanents de l'énergie du signal d'entrée et à cause de ce changement, le pas d'adaptation entre deux coefficients adjacents du filtre va aussi changer et va affecter le taux de convergence. A cause des petits signaux, ce taux de convergence va ralentir et avec des grands signaux il augmente.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis l'accent sur un des types des filtres adaptatifs qui est le filtre de Wiener, l'approche qu'il utilise pour minimiser l'erreur due aux perturbations du canal est les algorithmes utilisés dans les applications pratiques pour améliorer les résultats en s'approchant aux maximums au signal d'entrée.

Chapitre 4 Résultats de simulation

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation obtenus de l'égalisation adaptative du signal en utilisant l'algorithme du gradient stochastique normalisé (NLMS). Nous commençons, dans ce qui suit, par la description des paramètres utilisés dans les différentes simulations ainsi que les critères de mesure de performance que nous avons utilisés dans le cadre de ce travail, et nous terminons ce chapitre par la description explicite des résultats de simulations.

4.2 Paramètres de simulation

Les différents paramètres utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau suivant :

	Paramètres de simulation
Signal d'entrée	Signal aléatoires :(bruit blanc). Nombre de symbole : <i>30 000</i>
Type de simulation	Modulation : 16 PSK Modulation : 16 QAM
Type du canal	Canal de Rayleigh (canal à multi trajet)
Sur-échantillonnage du signal modulé et filtrage	-Fréquence d'échantillonnage : $f_e=8\text{Khz}$. -Fréquence de sur-échantillonnage : $f_s= 4*f_e$ -Fonction rcosine : pour éviter l'IES et limiter l'encombrement spectral du signal filtrage en racine de cosinus surélevé à l'aide la fonction « rcosin »

	-facteur de pondération : rolloff=0.8 -Type de filtre passe bas utilisé : <i>sqrt/fir</i> .
Bruit	-Bruit blanc aditif gaussien -Simulation avec différents RSB prenant les valeurs : -RSB d'entrée=25 dB; 35dB, et 50 dB.
Paramètre du filtre	$\mu=0.2$, $\mu=0.4$, $\mu=0.6$ L=64 , L=128 , L=256 Nombre d'itération : 10 000 ($f_e=8\text{kHz}$)
Critère de comparaison	-Constellation -Diagramme de l'œil -Erreur quadratique moyenne (MSE) -Convolution.

tableau 4. 1 Tableaux récapitulatif des paramètres utilisés dans la simulation.

4.3 Résultats de simulation

Dans cette partie de notre travail, nous allons présenter les résultats obtenus de la simulation ainsi que les conclusions déduites.

4.3.1 Diagrammes de constellation

a Constellation sans interaction du canal

La figure suivante présente les diagrammes de constellation idéaux, le premier pour une modulation 16-PSK et le deuxième pour une modulation 16-QAM.

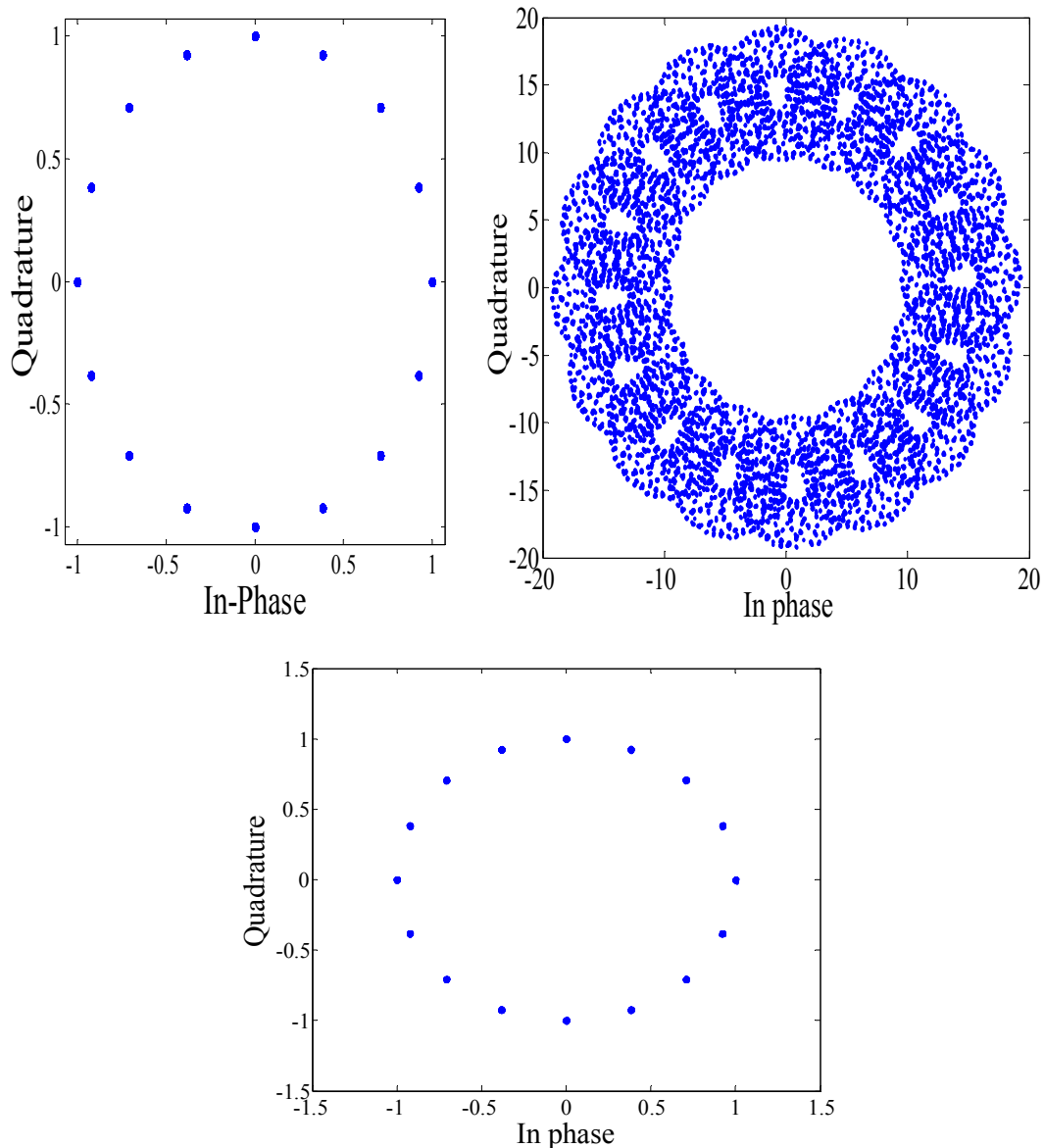


Figure 4. 1 Les constellations idéales (haut gauche), interaction du canal (haut droite), puis après l'égaliseur (bas) en utilisant la modulation 16-PSK.

La **Figure 4.1** montre bien que dans le cas idéal, les coefficients sont bien visibles et ils ne sont pas éparpillés sur le plan complexe car il n'y a pas d'interaction avec le canal ni interférences entre symboles (IES).

Lors de l'interaction avec le canal de transmission, une forte interférence entre symboles est notée, ce qui est bien montré le figure en question. Dans cette situation, le signal utile est mélangé avec le bruit de façon à ne pas permettre l'extraction de l'information utile.

Par ailleurs, dans le cas après l'égalisation, nous voyons clairement que les symboles sont bien séparés et aucune interférence entre symbole n'est remarquée. Donc le filtre égaliseur a bien corrigé le signal en égalisant la réponse impulsionnelle du canal.

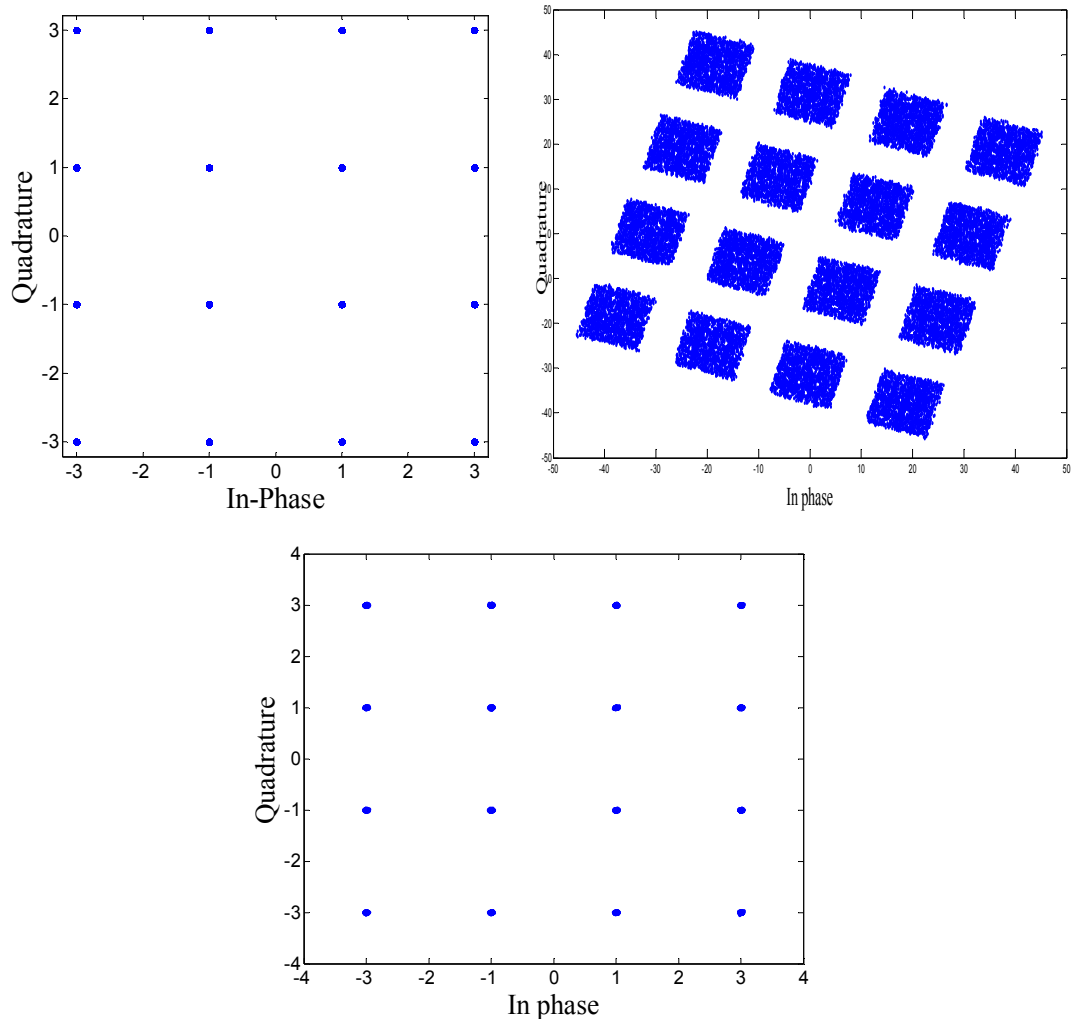


Figure 4. 2 Les constellations idéales (haut gauche), interaction du canal (haut droite), puis après l'égaliseur en utilisant la modulation 16-QAM.

Dans la figure 4.2, nous avons refait exactement la même expérience que dans le cas de la figure 4.1 en utilisant dans ce cas la modulation 16-QAM. Nous pouvons confirmer via ces résultats que le même comportement de l'égaliseur est bien noté en corrigeant le signal informatif modulé en 16-QAM. Cela montre bien que le système égaliseur est indépendant du type de la modulation utilisé.

4.3.2 Le diagramme de L'œil

Le diagramme de l'œil est un outil graphique permettant de visualiser la présence d'IES affectant une communication et de qualifier la qualité du signal numérique reçu. Le principe consiste à envoyer à travers un canal de transmission une série de symboles (binaire) connu, de mesurer la réponse à la sortie du canal et de superposer les tracés du signal reçu sur un multiple de la durée du symbole. La figure 4.3 suivante montre bien que dans le cas idéal, l'œil est bien ouvert donc les symboles sont bien séparés car il n'y a pas d'effet du canal. Cependant et lors de l'interaction avec ce dernier nous remarquons la fermeture complète de l'œil, donc l'information est entièrement perdue. Après l'égalisation, nous avons récupéré le signal informatif d'une manière presque parfaite ce qui manifeste par l'ouverture de l'œil.

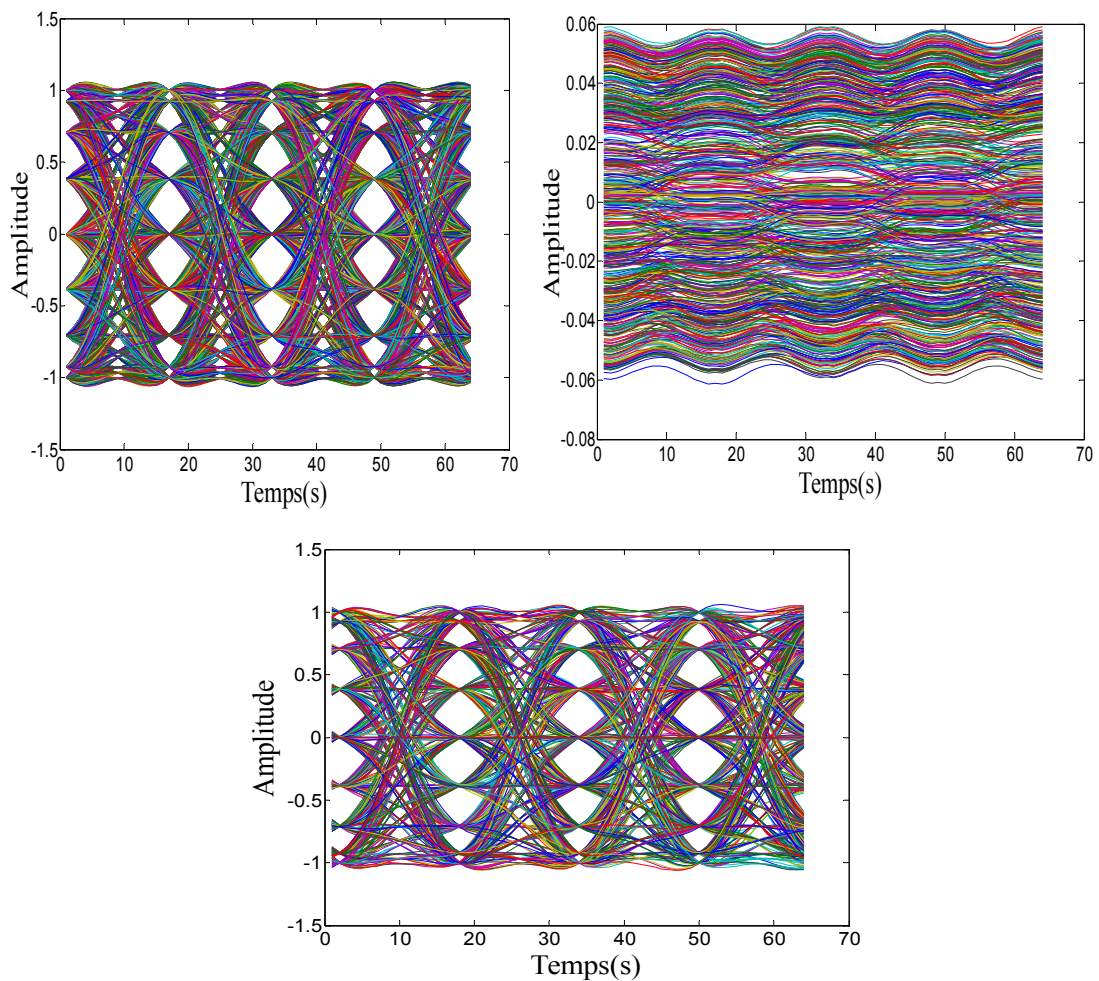


Figure 4. 3 diagramme de l'œil de : idéal (haut gauche), avant égalisation,(haut droite) et après égalisation (bas) avec une modulation 16-PSK.

Comme déjà dit pour la modulation 16-PSK, avant l'interaction du canal, les symboles sont bien distincts, l'œil est bien ouvert et donc la détection de l'information se fait facilement. Avec l'interaction du canal, nous remarquons la fermeture de l'œil, signifiant la perte complète d'information. Cependant, l'égalisation permet la réouverture de l'œil ce qui signifie que l'information a été bien récupérée et le canal est bien égalisé.

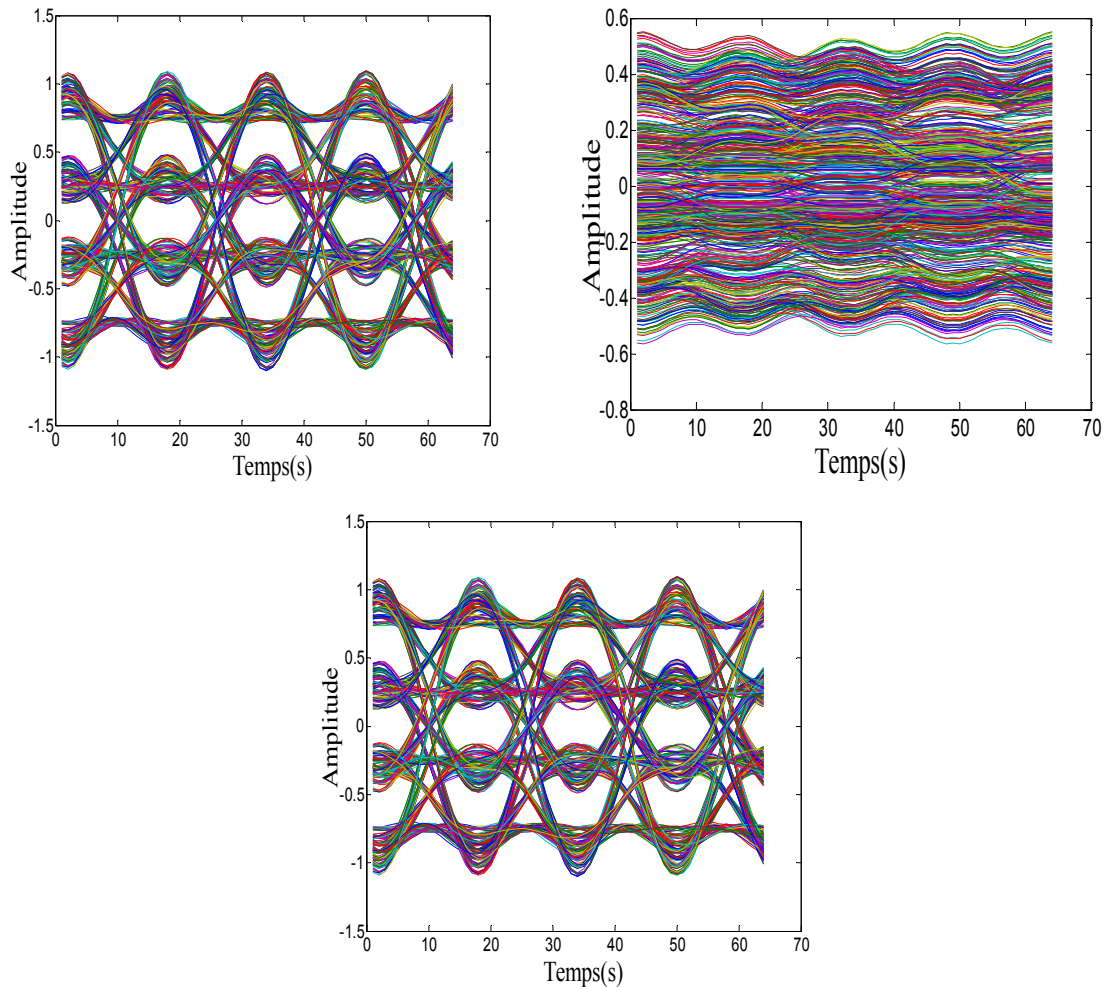


Figure 4. 4 diagramme de l'œil de : idéal (haut gauche), avant égalisation (haut droite) et après égalisation (bas) avec une modulation 16-QAM.

4.3.3 L'erreur linéaire

D'après les figures 4.5, 4.6 et 4.7 suivantes montrant l'évolution temporelle de l'erreur, l'erreur quadratique et l'erreur quadratique exprimée en dB, nous remarquons bien que cette dernière tend vers 0 après 2000 itérations donc après les premiers 2000 échantillons. Nous notons que l'algorithme d'égalisation converge vers la solution optimale d'où une égalisation presque parfaite du canal. Nous notons que ce même phénomène est bien noté avec les deux types de modulation à savoir la 16-PSK et la 16-QAM.

On note que ces résultats sont obtenus pour un RSB de 25dB.

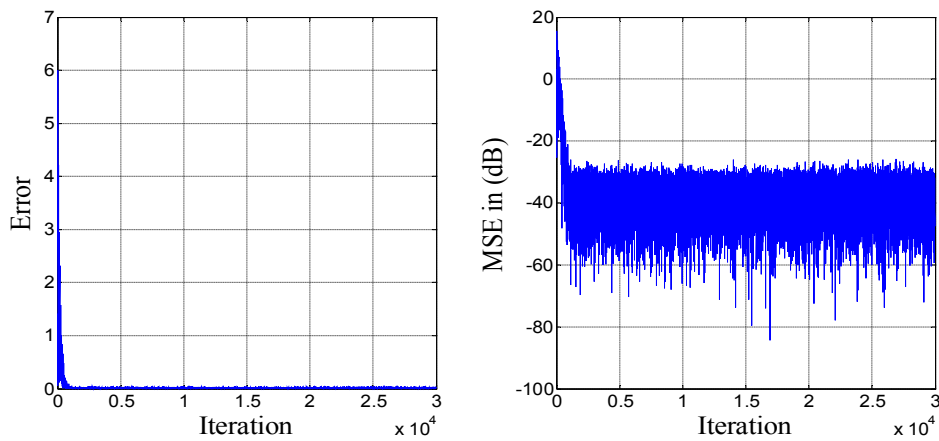


Figure 4. 5 L'erreur et le MSE en db pour la 16-PSK.

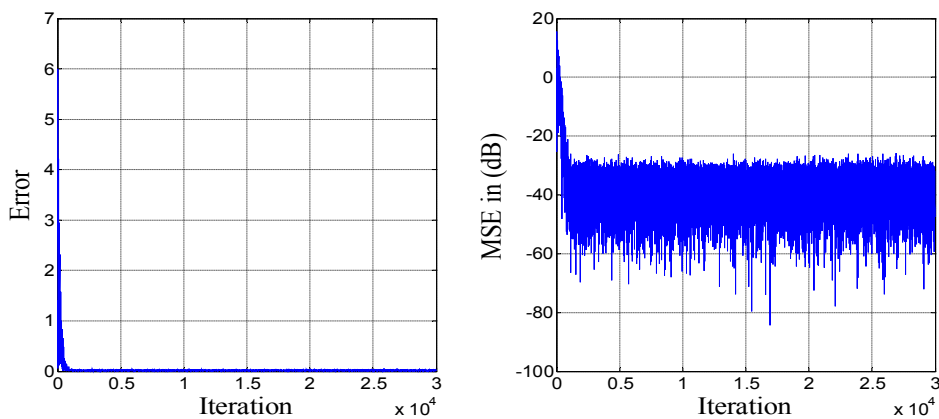


Figure 4. 6 L'erreur et le MSE en dB pour la 16-QAM.

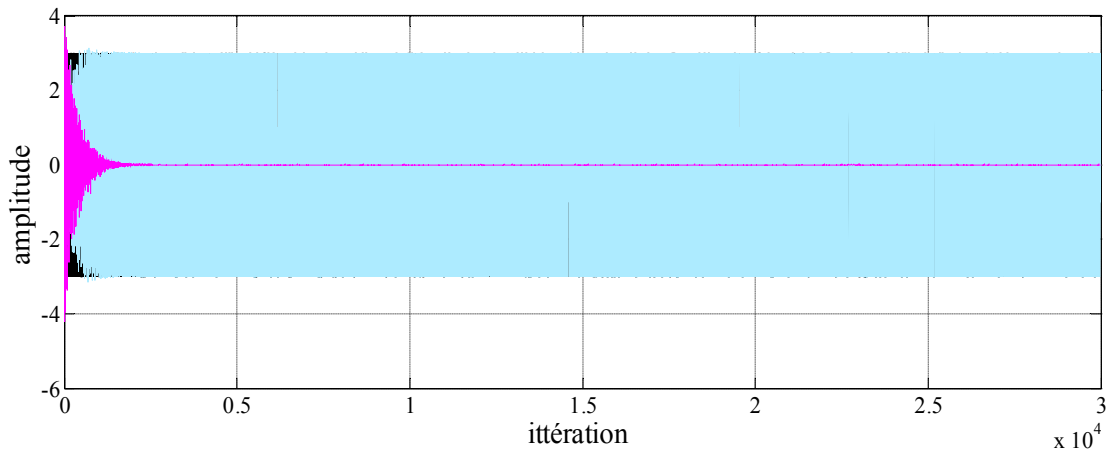


Figure 4.7 Évolution temporelle du signal original (noire), le signal après égalisation (cyan) et l'erreur entre ces deux derniers (rose).

4.3.4 Le critère MSE

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats des simulations obtenus en termes du critère de L'erreur quadratique moyenne et qui est donnée:

$$\text{MSE} = E\{e^2(n)\} \quad (4.1)$$

Où E représente l'opérateur de l'espérance mathématique calculé sur un certain nombre de points de l'erreur de filtrage en sortie d traitements notée. Cette dernière est donnée en décibel comme suite :

$$\text{MSE}_{\text{dB}} = 10\log_{10}((e(n)^2)) \quad (4.2)$$

Pour bien quantifier les performances de l'égaliseur en question, nous avons évalué l'évolution du MSE en fonction du RSB d'entrée, la taille du filtre et le pas d'adaptation μ .

a Variation du RSB

L'évolution du MSE en fonction de trois valeurs du RSB d'entrée RSB=25 dB, 30 dB et 50 dB pour les deux modulations 16-PSK et 16-QAM ont été reportés sur les deux figures suivantes :

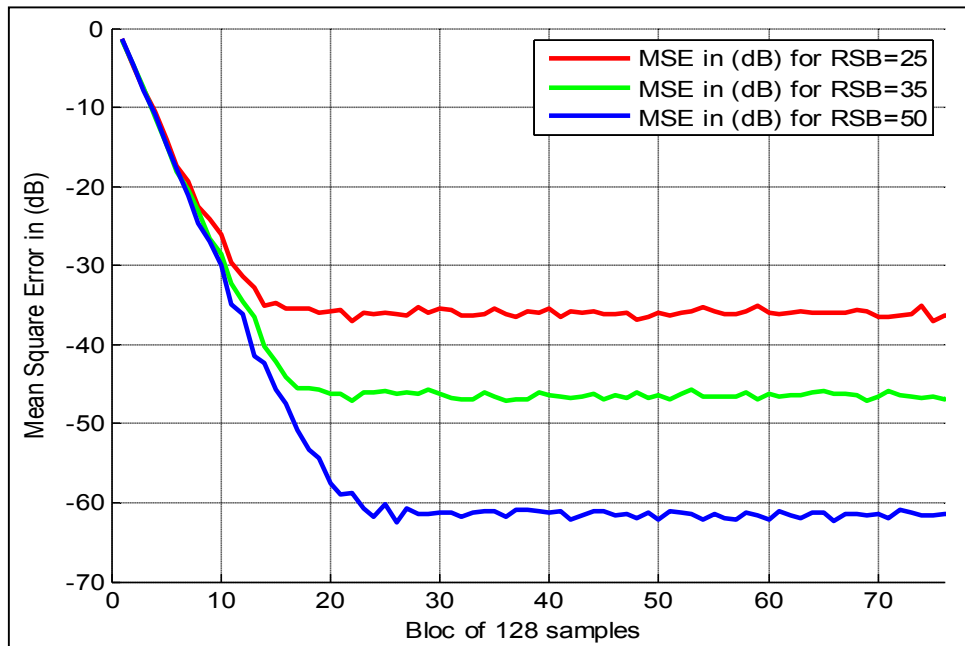


Figure 4. 8 Évolution temporelle du mse de sortie en fonction de trois valeurs du RSB d'entrée : RSB=25, 35 et 50 db avec la modulation 16-PSK

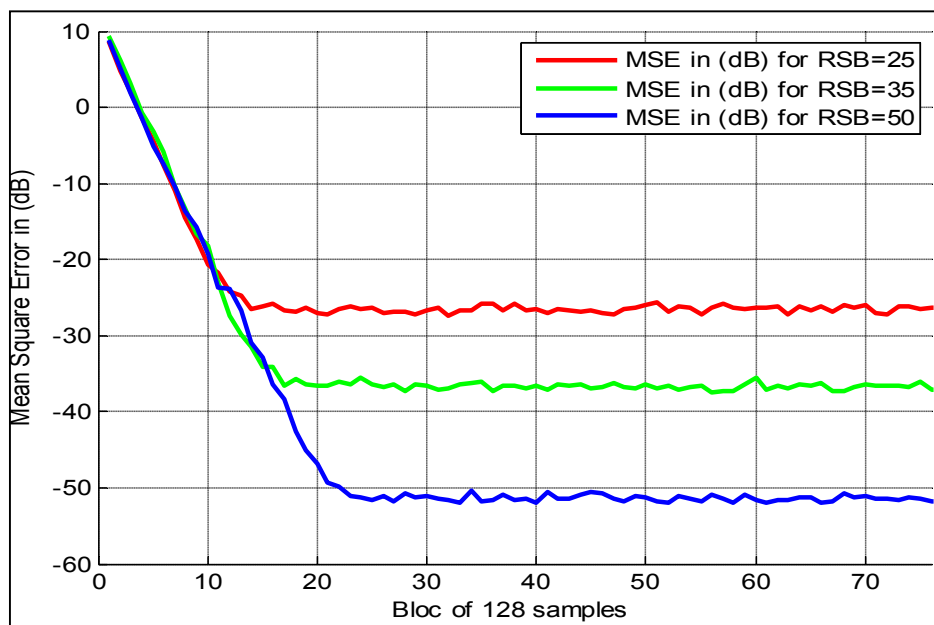


Figure 4. 9 evolution temporelle du mse de sortie en fonction de trois valeurs du RSB d'entrée : RSB=25, 35 et 50 db avec la modulation 16-QAM.

D'après les figure 4.8 et 4.9 pour les deux modulation 16-PSK et 16-QAM, nous remarquons que la MSE finale est inversement proportionnelle avec le RSB d'entrée avec un MSE minimale de -60 dB et -50 dB pour les deux modulations 16-PSK et 16-QAM respectivement.

b Variation de la taille du filtre L

Dans les deux **figure 4.10** et **4.11**, nous avons tracé l'évolution du MSE de sortie en fonction de l'évolution du MSE en fonction de la taille du filtre égaliseur L (64, 128, et 256 coefficients) pour les deux modulations 16-QAM et 16-PSK. Nous notons que la vitesse d'égalisation du canal est inversement proportionnelle avec la taille du filtre L.

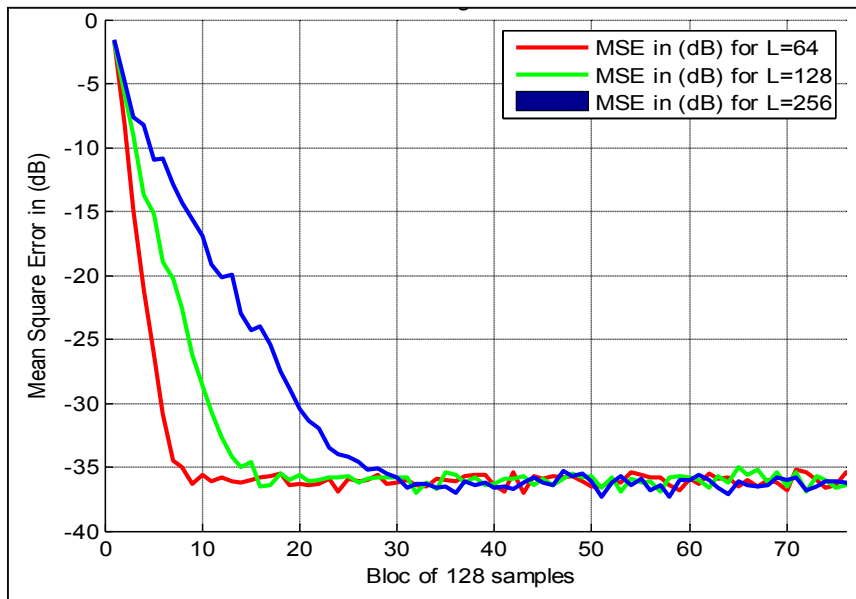


Figure 4. 10 Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs de la taille du filtre : L=64, 128 et 256 coefficients avec la modulation 16-PSK.

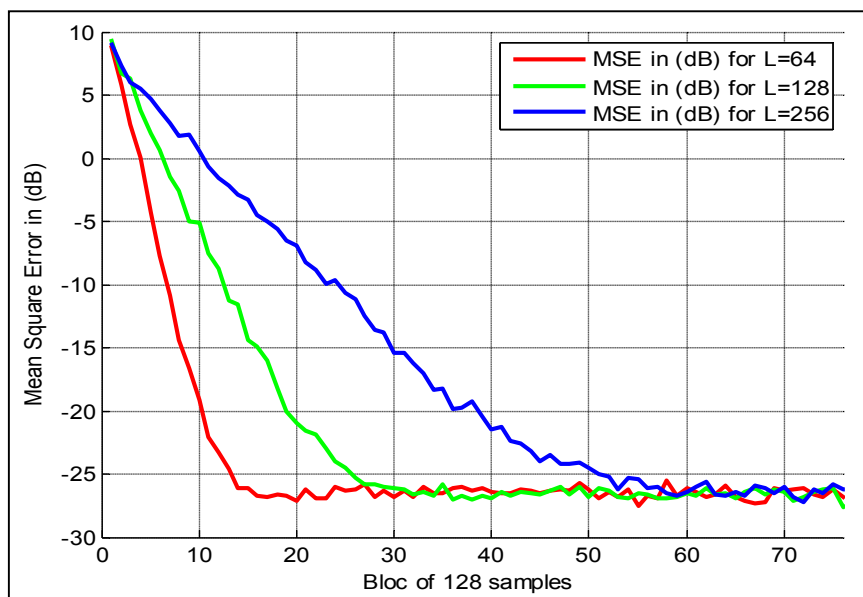


Figure 4. 11 Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs de la taille du filtre : L=64, 128 et 256 coefficients avec la modulation 16-QAM.

c *Variation du pas d'adaptation μ*

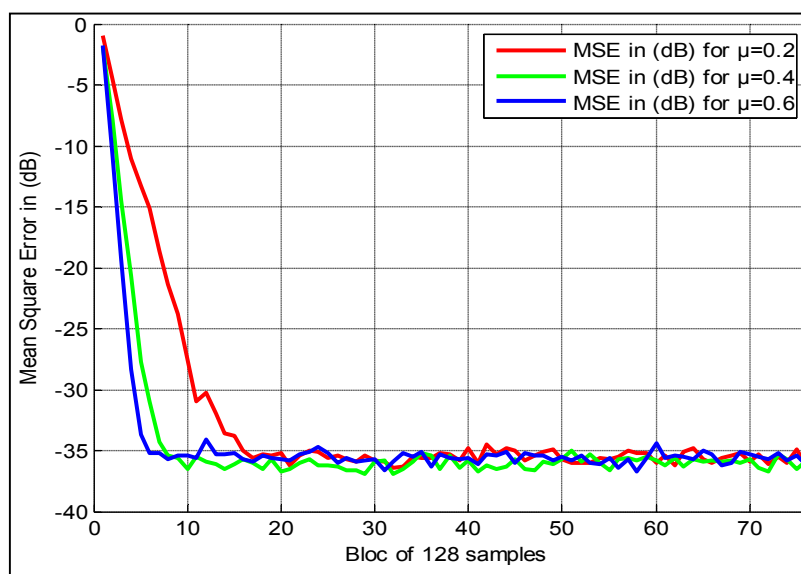


Figure 4. 12 Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation : $\mu=0.2$, 0.4 et 0.6 avec la modulation 16-PSK.

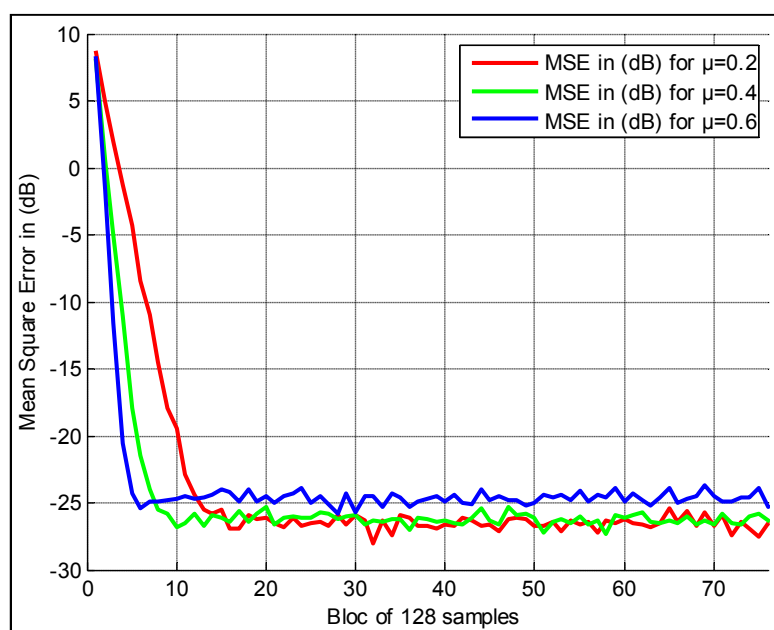


Figure 4. 13 Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation : $\mu=0.2$, 0.4 et 0.6 avec la modulation 16-QAM.

A partir des figures **4.12** et **4.13**, nous remarquons qu'avec le changement du pas d'adaptation, la convergence de l'algorithme change de telle façon que plus le pas d'adaptation augmente, meilleure est la convergence.

4.3.5 La convolution

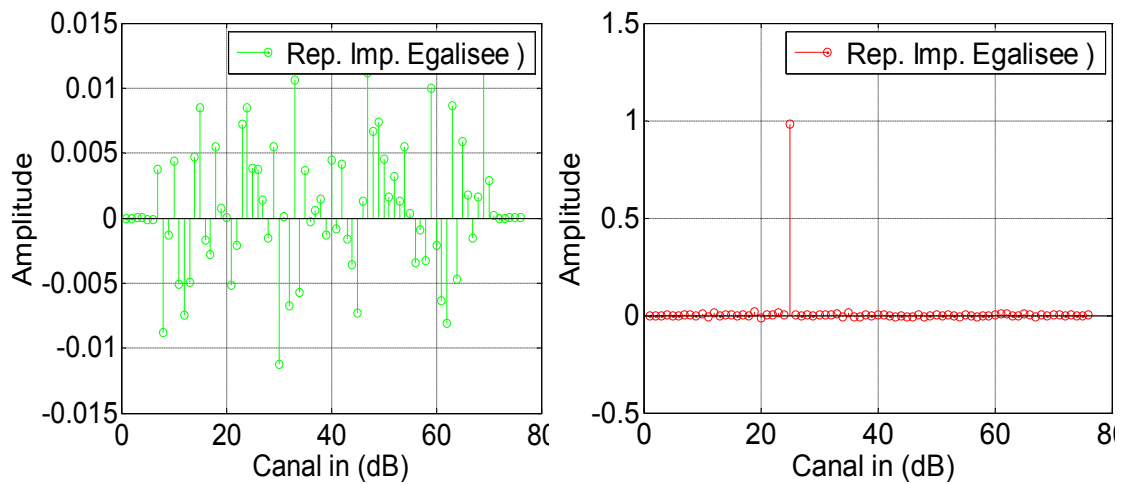


Figure 4. 14 Résultats obtenus de la convolution.

D'après la figure 4.14 La convolution entre le canal et le filtre égaliseur donne une impulsion cela montre bien que le canal a été bien égalisé. La partie imaginaire du canal donne des valeurs qui sont presque nulles.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un algorithme adaptatif de type NLMS pour l'égalisation adaptative du canal de type Rayleigh. Nous avons évalué les performances de cet égaliseur par l'utilisation de plusieurs paramètres et critères en utilisant deux types de modulations quadratiques.

L'évaluation des paramètres de l'algorithme utilisé a été faite par la mise en œuvre de plusieurs paramètres, nous avons remarqué qu'avec l'augmentation du rapport signal à bruit l'erreur quadratique moyenne diminue pour les deux modulations utilisés et de même avec le pas d'adaptation, l'inverse est remarqué avec la taille du filtre égaliseur.

Les résultats obtenus montrent clairement l'efficacité de l'égaliseur adaptative et cela quelle que soit le type de la modulation utilisée, c'est-à-dire, 16-QAM ou 16-PSK.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le signal informatif, émis par la source, subit plusieurs distorsions au niveau du canal avant qu'il soit reçu par le destinataire. La technique de l'égalisation est mise en œuvre dans le but de résoudre ce problème.

Ce mémoire porte sur le thème de l'égalisation dans les systèmes de communications en utilisant du filtrage adaptatif.

Nous avons présenté en premier la chaîne de transmission où se déroulent toutes les procédures d'émission, de réception, d'ajout de bruit et de l'égalisation. Ensuite, nous avons passé à l'égalisation en parlant de son principe, les critères à respecter lors de l'implantation d'un égaliseur, et les différents types d'égalisation. Une étude particulière de l'égalisation adaptative en utilisant l'algorithme NLMS a été bien détaillée lors de ce travail. En fin de ce mémoire, nous avons présenté et discuté les résultats de la simulation en utilisant la comparaison entre deux types de modulation à savoir la 16-PSK et 16-QAM. Ces résultats ont été bien illustré en fonction des variations du rapport signal à Bruit d'entrée, la taille du filtre égaliseur et le pas d'adaptation.

Bibliographie

- [1] Perso. esiee.fr/~jardinp/pdf/codage source.pdf
- [2] O. Rioul, 'Théorie de l'information et du codage', Lavoisier, 2007.
- [3] H.Sari, 'Transmission des signaux numériques', E7100.
- [4] Cours en ligne d'électronique 2 –DUT GEII / IUT 1 de Grenoble.
- [5] P. Kadionic, 'Base de Transmission numériques les modulations numériques', ENSEIRB, 2000.
- [6] F. Cotte, 'Aide-mémoire traitement du signal', DUNOD, 2005.
- [7] O. Pothier, Introduction générale au codage de canal, cours, septembre 2000.
- [8] N. Khadidja, M.Abdi, thèse d'ingénieur 'Application des filtres adaptatifs à l'égalisation de canal en télécommunication', spécialité télécommunication, Université de Blida 1 , Juin 2009.
- [9] G .Arnould, thèse de DOCTORAT 'Étude et Conception d'Architectures Haut-Débit pour la Modulation et la Démodulation Numériques, Université Paul Verlaine – Metz, décembre 2006
- [10] M. Terré, 'Filtrage Adaptatif et Égalisation', Octobre 2003
- [11] J-F. Bercher, 'extrait de radiocommunication numérique', vol 1, Dunod, 2002
- [12] J-M. Brossier, 'signal et communication numérique égalisation et synchronisation', Hermes, 1997.
- [13] C. Papadias, thèse de Doctorat 'Methods for blind equalization and identification of linear channels', école Nationale Supérieure des Télécommunications, Mars 1995.
- [14] A. Câmpeanu, Égalisation adaptative 'Traitement adaptatif du signal de télécommunications', Université polytechnique / TIMIȘOARA / ,2010

- [15] P. Sharma, P. Gupta and P. K.Singh,' Performance Comparison of ZF, LMS and RLS Equalizer', Advance in Electronic and Electric Engineering, Vol 4, n° 6 (2014), pp. 587-592.
- [16] A. Boyer, 'canaux de transmissions', support de cours, institut national des sciences appliquées de Toulouse, septembre 2003.
- [17] A.Berdai. Mémoire de maîtrise en génie électrique,' Égalisation aveugle et turbo égalisation dans les Canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps', Université Laval, Québec, 2006.
- [18] Users.politech.unice.fr
- [19] D. Manolakis, V. K. Ingle, S-M. Kogon ,' Statistical and Adaptive signal Processing', ARTECH HOUSE, 2005.
- [20] Y .Benfetima , M. Ikhlef , mémoire de master' Annulation d'écho acoustique en sous bande',Université Blida-1-, juin 1014
- [21] A.D. Poularikas,'Signals and systems primer with MATLAB', CRC Press, 2007.
- [22] V. K. Madisetti, D- B. Williams, Digital signal Processing, CRC Press1999. pp. 19-20.