

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 Électronique
Spécialité Réseaux et Télécommunications

présenté par

TRAORÉ Yéra

&

SAAD Mohamed

Égalisation des canaux de transmission à trajets multiples par l'algorithme des moindres carrés récurifs

Proposé par : Pr. DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2016-2017

Remerciements

A travers ces quelques lignes nous tenons à remercier :

Avant tout **Dieu** tout puissant de nous avoir accordé la santé, le courage, la volonté et la force d'arriver au terme de ce travail.

Ensuite le Pr. DJENDI Mohamed notre promoteur pour son soutien indéfectible, sa gentillesse, la confiance qu'il nous a témoigné, sa disponibilité permanente, sa patience, son encouragement au quotidien et ses précieux conseils qu'il nous a prodigué tout au long de ce projet et sans lesquels nous ne serons arrivés à bout. Nous tenons à vous dire du fond du cœur merci, vous avez toute notre gratitude.

Nous remercions également l'ensemble du corps professoral et administratif du département d'électronique d'avoir mis tout en œuvre pour que nous ayons accès à la connaissance dans les meilleures conditions.

Nous ne pourrions passer sans remercier les membres du jury d'avoir acceptés d'évaluer notre travail.

En dernier nos camarades de classe et tous ceux que nous avons oublié de mentionner.

Saad Mohamed

Traoré Yéra

Dédicace

Je tiens tout d'abord à rendre hommage à mon pays le Mali, merci de m'avoir offert cette chance de venir étudier en Algérie et l'Algérie mon pays hôte de m'avoir accueilli tout au long de mon séjour.

Je remercie tous mes professeurs anciens et nouveaux, que j'ai eu au cours de ces longues années d'études, vous avez toute ma reconnaissance pour les connaissances acquises.

Je remercie vivement tous les membres de ma famille pour tous les efforts fournis, les sacrifices faits pour que je puisse réaliser mes études dans les meilleurs établissements et dans les meilleures conditions. Particulièrement mes frères Salif et Souleymane et sœurs pour leurs encouragements, leur soutien moral et financier, leur patience et leur amour.

Que Dieu vous garde et vous donne une longue et heureuse vie.

Ma mère celle, qui me comprend le plus et me donne la force d'avancer, de franchir les obstacles, tu as toute ma reconnaissance et ma gratitude. Mon père pour son éducation et les valeurs, qu'il m'a inculqué.

Et enfin je remercie chaleureusement tous mes amis et collègues pour leur soutien moral et conseil, qui ont été précieux et m'ont aidé à tenir bon.

Yéra Traoré

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire à mes parents, vous qui avez toujours été là pour me soutenir et m'encouragé tout au long de la réalisation de ce travail, merci du fond du cœur.

Que Dieu vous garde pour nous.

A mes frères Zakaria, Tarek et ma sœur Nessrine pour leurs conseils, et leur encouragement.

A tout ma famille

A tout mes amis(es)

Saad Mohamed

ملخص : في هذا المشروع لنهاية الدراسة، لقد تم تطوير نظام لمعادلة بين قنوات الاتصال الرقمي متعددة المسارات. انه التعديل التكييفي، الذي يهدف إلي تعويض عن تشويهاات المفروضة من قبل القناة على الإشارات. هذه التقنية التعديل تستند علي استخدام خوارزمية RLS لأجل تقدير معاملات قناة رايلي متعددة المسارات . وقد تم الحصول على نتائج واعدة جدا

كلمات المفاتيح : التعديل ; Filtrage ; RLS

Résumé : Dans ce projet de fin d'étude, un système d'égalisation des canaux de communication numériques multi-trajets a été développé. Il s'agit de l'égalisation adaptative, qui a pour but de compenser les distorsions infligées aux signaux par le canal.

Cette technique d'égalisation est basée sur l'utilisation de l'algorithme RLS pour estimer les coefficients des trajets multiples du canal de Rayleigh. Des résultats très prometteurs ont été obtenus.

Mots clés : Egalisation ; Filtrage ; RLS.

Abstract: In this thesis, a system of equalization of digital channels of communication with multi-path was developed. This is the adaptive equalization, which compensates the signal fluctuation due to channel variation. This equalization technique is based on the use of the RLS algorithm to estimate the multipath coefficients of the Rayleigh channel. Very promising results have been obtained.

Keywords : Equalization ; Filtrate ; RLS

Listes des acronymes et abréviations

JPEG	Join Photographic Expert Group.
MPEG	Moving Picture Expert Group.
ASK	Amplitude Shift Keying.
FSK	Frequency Shift keying.
PSK	Phase Shift keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
BPSK	Binary Phase Shift Keying,
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
TEB	Taux D'erreur Binaire.
IES	Interférence Entre Symboles.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
LOS	Line Of Sight.
NLOS	No LOS.
FEC	Forward Error Correction.
ARQ	Automatic Repeat Request.
ZF	Zero Forcing.
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale.
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation.
MMSE	Minimum Mean Square Error.
ERD	Égalisation a Retour de Décision.
SNR	Signal to Noise Ratio.
FIR	Finit Impulse Responce.
DFE	Decision Feedback Equalization.

CMA	Constant Modulus Algorithm.
NCMA	Normalized CMA.
RSB	Rapport Signal à Bruit.
LMS	Least Mean Square.
NLMS	Normalized LMS.
RLS	Recursive Least Squares.

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre 1 : Chaîne de transmission	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Source de message.....	4
1.3 Codage source.....	4
1.3.1 Codage entropique (sans perte).....	4
1.3.2 Codage avec perte.....	5
1.4 Codage canal.....	5
1.4.1 Le codage en bloc.....	6
1.4.2 Le codage convolutif.....	6
1.5 Modulation numérique.....	7
1.5.1 Principe de la modulation numérique.....	7
1.5.2 Modulation par déplacement de phase (PSK).....	9
1.5.3 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM).....	11
1.6 Milieu de transmission (canal de transmission).....	12
1.6.1 Généralités sur le canal radio-mobile.....	13
1.6.2 Interférence entre symboles.....	13
1.6.3 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN).....	15
1.6.4 Canal de Rayleigh.....	16
1.6.5 Canal de Rice.....	16
1.7 Récepteur numérique.....	17
1.8 Démodulateur numérique.....	17
1.9 Décodeur Canal.....	18
1.10 Décodeur source.....	18
1.11 Conclusion.....	18

Chapitre 2 : Egalisation

2.1 Introduction.....	20
2.2 Principe et fonctionnement d'un égaliseur.....	21
2.3 Annulation d'IES (Critère de Nyquist).....	22
2.4 Les différentes techniques d'égalisation.....	24
2.5 L'égaliseur linéaire.....	24
2.5.1 L'égalisation par forçage à zéro (ZF).....	25
2.5.2 L'égalisation à Erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) filtre de Wiener.....	26
2.6 L'égalisation à maximum de vraisemblance (MV) algorithme de Viterbi.....	27
2.7 L'égaliseur transverse adaptatif.....	28
2.7.1 L'égaliseur non linéaire (égaliseur récursif à retour de décision DFE)....	30
2.8 L'égalisation aveugle ou autodidacte.....	31
2.8.1 Algorithme de Sato.....	32
2.8.2 Algorithme de Godard ((CMA) Constant Modulus Algorithm).....	33
2.9 Conclusion.....	34

Chapitre 3 : Egalisation par filtrage adaptatif algorithme RLS

3.1 introduction.....	35
3.2 Filtrage adaptatif.....	35
3.2.1 Présentation.....	35
3.2.2 Principe de fonctionnement.....	36
3.3 Filtrage de Wiener.....	37
3.4 Erreur Quadratique Moyenne(MSE).....	39
3.5 Adaptation des coefficients par la méthode du minimum du carré moyen de l'erreur.....	40
3.6 Présentation des algorithmes adaptatifs.....	41

3.6.1	Algorithm Least Mean Squares (LMS).....	42
3.6.2	Algorithm LMS normalisé (NLMS).....	43
3.6.3	Algorithm Recursive Least Squares (RLS).....	44
3.7	Conclusion.....	45
 Chapitre 4 : Résultats des simulations et analyse des performances		
4.1	Introduction.....	46
4.2	Paramètres de simulation.....	46
4.3	Résultats de la simulation.....	47
4.3.1	Diagramme de constellation.....	47
4.3.2	Diagramme de l'œil.....	49
4.3.3	L'erreur linéaire.....	53
4.3.4	Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE).....	54
4.3.5	Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh.....	58
4.3.6	Critère de Nyquist.....	58
4.3.7	Densité de probabilité du canal de Rayleigh.....	59
4.4	Comparaison des algorithmes NLMS et RLS.....	60
4.5	Conclusion.....	64
Conclusion Générale.....		65
Bibliographie.....		67

Liste des figures

Figure 1.1. Les blocs de la chaîne de transmission numérique.....	3
Figure 1.2. Principe de numérisation d'un signal analogique.....	4
Figure 1.3. Schéma général d'un code convolutifs.....	7
Figure 1.4. Schéma générale du modulateur.....	8
Figure 1.5. Constellation de la BPSK, QPSK et 8-PSK.....	10
Figure 1.6. Le chronogramme de modulation BPSK.....	10
Figure 1.7. Constellation de MAQ-16 et MAQ-64.....	12
Figure 1.8. Canal de transmission.....	12
Figure 1.9. Interférence entre symboles dans une transmission numérique.....	14
Figure 1.10. Exemple de canal à Multi-trajets.....	14
Figure 1.11. Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile.....	15
Figure 1.12. Propagation multi-trajets NLOS.....	16
Figure 1.13. Propagation multi-trajets LOS.....	17
Figure 2.1. Récepteur en communication sans fil.....	21
Figure 2.2. Schéma du récepteur optimal.....	21
Figure 2.3. Schéma du récepteur sous optimal.....	22
Figure 2.4. Réponse du filtre de Nyquist.....	23
Figure 2.5. Egaliseur linéaire.....	25
Figure 2.6. Equivalence entre égalisation MEQM et Filtrage de Wiener.....	27
Figure 2.7. Egaliseur Maximum de Vraisemblance (Algorithme de Viterbi).....	28
Figure 2.8. Structure d'un égaliseur adaptatif.....	29
Figure 2.9. Structure d'un égaliseur à retour de décision ERD (DFE).....	30
Figure 2.10. Schéma de la chaîne de communication avec l'égaliseur aveugle.....	32
Figure 3.1. Principe de base de filtre adaptatif.....	36
Figure 3.2. Schéma du filtrage de Wiener.....	38
Figure 4.1. Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 16-PSK.....	48
Figure 4.2. Diagramme de constellation de la modulation 16-QAM.....	49

Figure 4.3. Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-PSK.....	50
Figure 4.4. Diagramme de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM.....	51
Figure 4.5. Diagramme de l'œil effet du roll-off.....	52
Figure 4.6. Erreur et EQM en dB pour 16-PSK.....	53
Figure 4.7. Erreur et EQM en dB pour 16-QAM.....	53
Figure 4.8. Représentation du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur.....	54
Figure 4.9. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB 16-PSK.....	55
Figure 4.10. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB 16-QAM.....	56
Figure 4.11. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre.....	57
Figure 4.12. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre 16-QAM.....	57
Figure 4.13. Les trajets multiples du canal de Rayleigh.....	58
Figure 4.14. Critère de Nyquist.....	59
Figure 4.15. Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh.....	60
Figure 4.16. Diagramme de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK par les algorithmes NLMS et RLS après égalisation SNR=20 dB.....	61
Figure 4.17. Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du SNR.....	61
Figure 4.18. Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RLS.....	62
Figure 4.19. Représentation temporelle de l'erreur I en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RLS.....	62
Figure 4.20. Evolution du MSE dans le temps comparaison de la vitesse de convergence du NLMS et RLS.....	63

Liste des tableaux

<i>Tableau 4.1.</i> Tableau des paramètres utilisés dans la simulation.....	47
---	----

Introduction générale

La transmission numérique consiste à faire transiter de l'information sous forme de signaux numériques, sur un support physique de communication appelé canal de transmission. L'idéal recherché dans ce domaine est l'envoi d'un maximum de données avec un minimum d'erreurs dans un laps de temps. Malheureusement, les canaux de transmission ne sont pas parfaits. Ils ont une bande passante limitée, supportent divers bruits et présentent de ce fait une capacité limitée à transmettre les signaux. Quand ces bruits sont assez significatifs, des techniques de codage à l'émetteur et décodage au niveau du récepteur sont déployées pour diminuer le taux d'erreur sur l'information. Des filtrages adéquats et des techniques de modulation ont été développés pour combler la limitation de la bande passante. **Le chapitre 1** de ce mémoire traite ces différents points à titre de rappel que nous venons d'évoquer.

Un autre phénomène néfaste, qui peut se présenter sur les canaux de transmission est la sélectivité en fréquence. En effet, dans ce cas le signal peut être fortement atténué dans certaines bandes de fréquences. De plus, le signal 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 introduites par le canal dégradent le signal émis de sorte qu'à la réception, on observe plusieurs versions bruitées du signal transmis différemment atténuées et retardées. Cela conduit au phénomène d'interférence inter-symboles (IES) introduit par un canal multi-trajets sélectif en fréquence. Pour bien restituer l'information d'origine, il faut d'abord éliminer la distorsion causée par le canal et ce, en faisant usage de filtres appelés égaliseurs. **Le chapitre 2** parle de la notion d'égalisation, les différentes techniques d'égalisation avec leurs avantages et inconvénients.

Parmi ces différents types d'égaliseurs, nous nous sommes intéressés à l'égaliseur adaptatif classé, dans la famille d'égalisation supervisée. Cette technique d'égalisation est caractérisée par l'utilisation d'algorithme pour la mise à jour des coefficients. **Le chapitre 3** est dédié à cette technique d'égalisation en question et les différents types d'algorithmes qu'elle utilise.

Le chapitre 4 est consacré à la présentation des paramètres de simulation et des résultats obtenus après simulation, de l'égalisation adaptative par l'algorithme Recursive Least Square (RLS) en particulier. Une analyse, un commentaire et une rigoureuse interprétation des résultats sont compris dans cette présentation, suivie d'une conclusion générale sur l'ensemble du travail effectué.

Chapitre 1 Chaîne de transmission numérique

1.1 Introduction

L'évolution des radiocommunications a fait passer la transmission analogique vers le numérique. Par conséquent, les signaux d'origine analogique (voix, image ...) à transmettre doivent être convertis en numérique et ceux d'origine numérique restent inchangés comme dans le cas des réseaux de données.

Une chaîne de transmission a pour mission de véhiculer l'information entre l'émetteur et le récepteur à travers un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore un canal radioélectrique avec le plus de fiabilité possible et un minimum de pertes et d'erreurs. La chaîne de transmission est constituée d'éléments représentés par la figure 1.1.

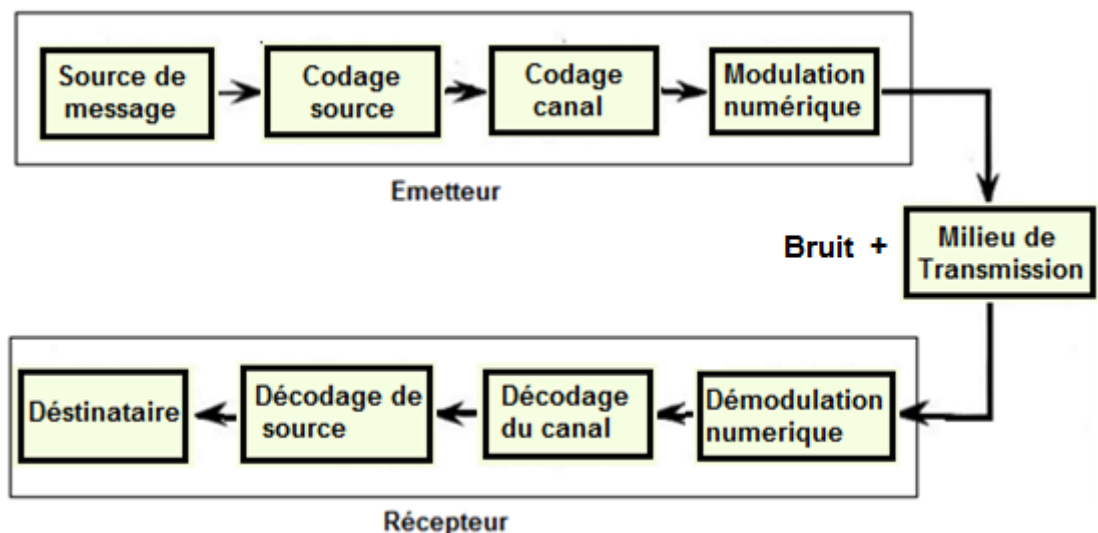


Figure 1.1. Les blocs de la chaîne de transmission numérique

Dans la suite de notre travail, nous décrirons brièvement chaque bloc.

1.2 Source du message

Pour réaliser une transmission numérique, le signal doit être converti sous forme numérique c'est-à-dire une suite d'éléments binaires {0 ; 1}, si la source délivre un signal analogique tel que le signal de parole ou signal d'image, qui nécessite une numérisation.

Les principales étapes de la numérisation du signal analogique sont résumées dans la figure 1.2 [1].

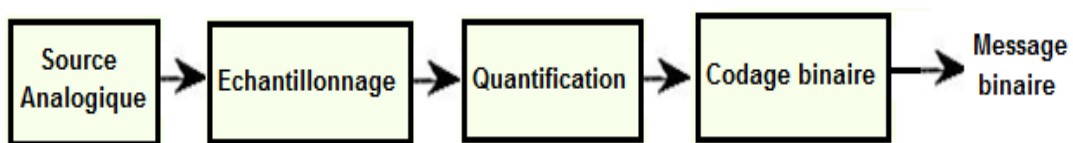


Figure 1.2.Principe de numérisation d'un signal analogique.

1.3 Codage source

Le codage source ou compression des données, sert à représenter une source avec le moins de bits possibles tout en préservant l'information essentielle. Ceci se fait en supprimant la redondance des données.

Ce codage source vise à minimiser les ressources nécessaires à la transmission (temps, puissance, bande passante, surface de stockage etc...) Il permet de diminuer le débit des données de la source, cela peut se faire avec ou sans perte d'information.

1.3.1 Codage entropique (sans perte)

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

Dans un système de compression sans perte, le décodeur est capable de reconstruire exactement les données de la source à partir des données compressées.

La compression sans perte est utilisée pour les textes et les données importants, parmi les algorithmes utilisés pour cette compression nous avons : les algorithmes de codage

statistique (dont le codage Shannon-Fano et le codage de Huffman) et l'algorithme de codage arithmétique (il est utilisé dans les normes JPEG 2000) [2].

Ces algorithmes ont la particularité d'avoir une longueur moyenne de code, qui approche la limite de Shannon (l'entropie de la source).

Toutefois, ces algorithmes ont un avantage, ils sont sans pertes mais leur inconvénient concerne le taux de compression qui est faible.

1.3.2 Codage avec perte

La compression avec perte est une méthode de compression irréversible, qui ne s'applique qu'aux données perceptibles comme image, vidéo et son.

Les algorithmes de compression avec perte sont JPEG (Join Photographic Expert Group), MPEG (Moving Picture Expert Group). Ces types de code profitent des faiblesses de la perception humaine c'est-à-dire en éliminant les détails fins. Ces algorithmes également ont un avantage, le taux de compression est très grand mais leur inconvénient est qu'on remarque une perte d'information plus ou moins visible.

1.4 Codage Canal

En pratique, des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs.

Du fait de l'adjonction d'une redondance, le message effectivement transmis est plus long. Un code se caractérise par son rendement R . Si le codeur génère N bits à partir de K bits d'information, le rendement R vaut K/N .

Les données générées par le codeur sont appelées des symboles. Lors du décodage, les symboles reçus peuvent être des bits ou des mots binaires. Dans le premier cas, le système est dit à décision dure, dans le second, à décision douce. Un système à décision douce présente de meilleures performances qu'un système à décision dure, mais au détriment d'une complexité plus grande du décodeur.

Il y a deux grandes familles de code : le codage en bloc et le codage convolutif.

1.4.1 Codage en bloc

Le codage en bloc consiste à associer à un bloc d'information de 'k' bits qui provient de la source, un bloc de 'n' bits ($n > k$) appelé mot de code, qui contient 'n - k' bits de redondance, les 2^k possibilités de mots de code sont appelées le code.

On appelle distance de Hamming entre deux mots du code, le nombre de composantes par lesquelles ils diffèrent. La distance minimale d'un code C, notée d, est alors la distance de Hamming minimale entre deux mots quelconques.

Un code est alors défini par les trois paramètres [n, k, d], où n est la taille du code, k sa dimension et d sa distance minimale.

Le rapport d/n renseigne donc sur la fiabilité du code.

On voit qu'il est impossible d'avoir en même temps une fiabilité et un taux élevé.

Toute la difficulté de la construction des codes est de trouver le bon compromis

Les opérations de codage et de décodage dans les codes en bloc se font à l'aide d'opération logique ET et OU exclusif entre les éléments binaires.

1.4.2 Codage convolutif

Le principe des codes convolutifs, consiste à découper le message d'information en bloc de k bits qui va passer à travers une succession de registres à décalage dont le nombre est appelé mémoire de code, il en résulte un bloc de n bits à partir du bloc de k bits. Le principe est un peu plus donné en détail dans le schéma suivant :

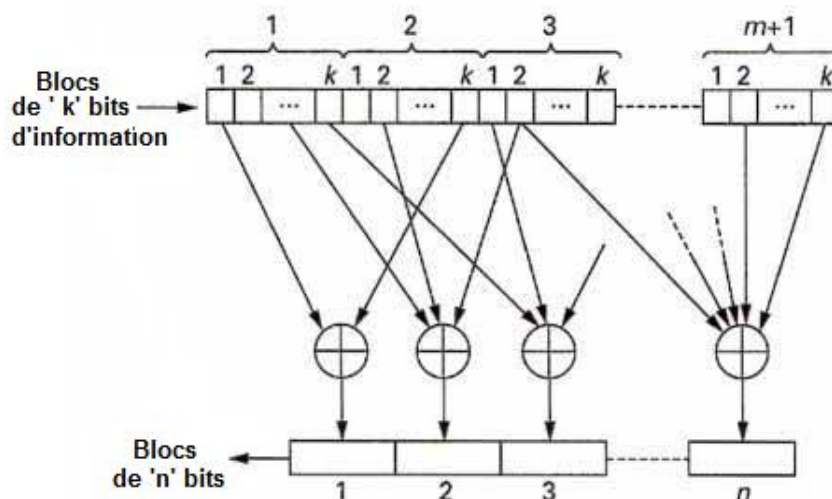


Figure 1.3. Schéma générale d'un code convolutifs

Cependant d'après des expériences le codage convolutionnel fournit de bien meilleurs résultats que le codage en bloc mais en les combinant les deux on obtient des performances considérables.

Il y a donc antagonisme entre codage de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de diminuer la redondance du message de source, et celui du deuxième d'en ajouter dans un but de protection.

1.5 Modulation numérique

La modulation [3] a pour objectif d'adapter le signal à émettre aux propriétés spectrales du canal de transmission en transformant les bits en symboles. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse.

L'équation (1.1) montre la forme générale du signal porteuse :

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

Où A, f et φ sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la porteuse. On fait varier un ou plusieurs paramètres de la porteuse en fonction du signal modulant (l'information utile) [3].

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

- modulation par déplacement d'amplitude ASK
- modulation par déplacement de fréquence FSK
- modulation par déplacement de phases PSK
- modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature QAM

1.5.1 Principe de la modulation numérique

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

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

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

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

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

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

Le $g(t)$ s'appelle 'formant' et c'est un signal rectangulaire de durée T et d'amplitude égal à 1 si t appartient à l'intervalle $[0 T[$ et égal à zéro ailleurs [4].

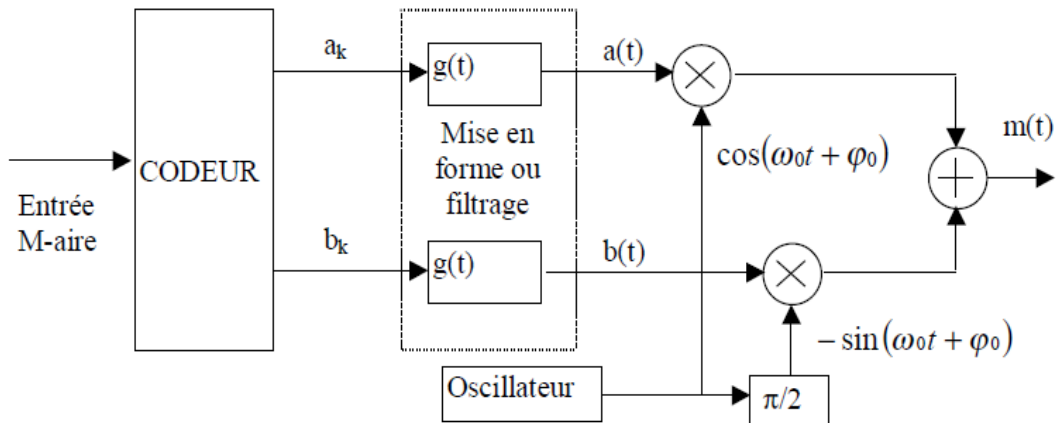


Figure 1.4. Schéma général du modulateur.

Les paramètres : La transmission de signaux numériques fait appel à quelques notions de base qui sont rappelées ci-après :

Débit binaire : $D = 1/T_b$ où T_b est la durée d'un bit en seconde.

Taux d'erreur bits : $TEB = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits totaux}}$

Efficacité spectrale : $\eta = D/B = \frac{\text{Débit binaire}}{\text{Bande passante}}$

L'efficacité spectrale s'exprime en bit/s/Hz. Elle caractérise la capacité d'une modulation à "passer" un débit maximum dans une largeur de canal minimum. Elle est comprise entre 2 et 8 pour des modulations dites performantes [4].

Les critères de choix d'une modulation 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) [4].

1.5.2 Modulation par déplacement de phase (PSK)

a Définition

Nous nous intéressons, ici à la modulation numérique PSK comme son nom l'indique, le paramètre à modifier dans cette modulation est la phase et les niveaux logiques sont représentés par variation de phase PSK en anglais (Phase Shift Keying), le signal modulé s'écrit sous la forme [4] :

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

Le φ_k représente l'ensemble des phases possibles et se traduit alors par l'expression suivant : $\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \cdot \frac{2\pi}{M}$ lorsque $M > 2$ avec $k = 0, 1, 2, \dots, M$

L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante ; l'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante pour des transmissions sur des canaux non linéaires, ce qui fait de la MDP 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].

Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien entendu intimement liés.

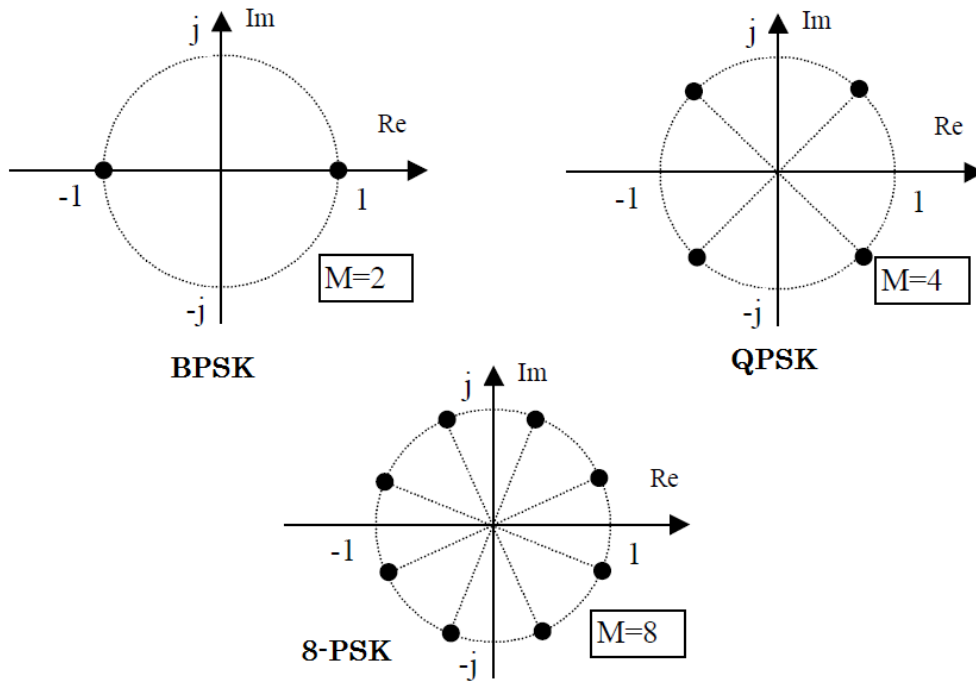


Figure 1.5. Constellation de la BPSK, QPSK et 8-PSK

b Modulation BPSK

L'une des formes les plus simples de modulation numérique est le Binaire ou Bi-phase Shift Keying, la phase d'un signal de la porteuse d'amplitude constante évolue de 0 à 180° [5].

$$\Phi_k = 0 \text{ ou } \pi \text{ lorsque } n = 1 \text{ et } M = 2$$

La constellation 2-PSK est représentée dans la figure 1.5, on remarque que cette modulation est strictement identique à la modulation 2-ASK symétrique.

Cette modulation donne une porteuse présentant des sauts de π à chaque changement binaire, le chronogramme de modulation BPSK est donné par la figure 1.6 suivant :

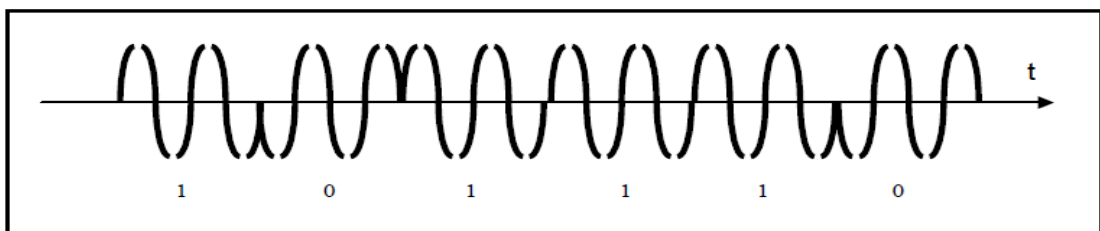


Figure 1.6. Le chronogramme de modulation BPSK.

Cependant la différence vient avec les modulations QPSK et 8-PSK qui donnent meilleurs performances par rapport aux modulations précédemment citées [5].

c Avantages et inconvénients de la PSK

Lorsqu'on augmente le M, l'efficacité spectral augmente et aussi la probabilité d'erreur pour ne pas la dégrader. Il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation est raisonnable jusqu'à M=16.

Et aussi la complexité émetteur/récepteur augmente aussi, toutefois elle n'est pas très élevée et fait de la PSK une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.

Dans les inconvénients de la PSK, nous citons l'existence des sauts de phase importants de radiants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées sont une solution à ce problème [4].

1.5.3 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)

Les modulations QAM (Quadrature - Amplitude - Modulation) sont une extension des modulations MPSK : La porteuse voit son amplitude et (ou) sa phase "sauter" à chaque changement de symbole. La QAM résulte de la composition de deux fréquences porteuses sinusoïdales déphasées l'une de l'autre de $\pi/2$.

C'est une modulation dite bidimensionnelle, elle met en évidence une distance maximale entre les points de constellation, ce qui le rend plus performant que toutes les précédentes. Elle repartie les points de manière uniforme sur le plan, ce qui nous donne un signal modulé de la forme suivante [5] :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.6)$$

C'est un signal modulé en quadrature de phase.

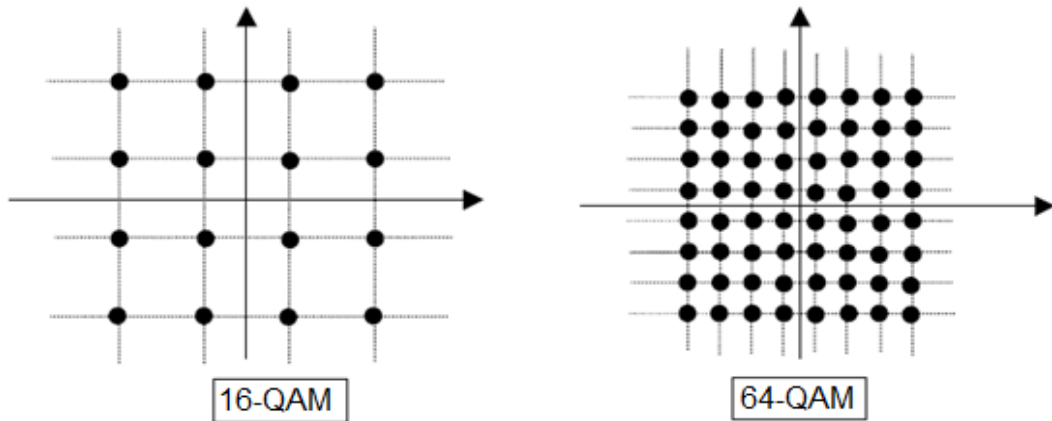


Figure 1.7. Constellation de QAM-16 et QAM-64.

Donc, nous remarquons que la modulation M-QAM (quadrature amplitude modulation) est une modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature. C'est la somme d'un sinus et d'un cosinus modulés séparément en amplitude par deux composantes I (en phase, équivalent à A_i) et Q (en quadrature, équivalent à B_i). Toutes les impulsions transmises ont les mêmes formes et largeurs de bande. Elles diffèrent par leurs amplitudes maximales et leurs angles de phase qui dépendent du modulateur. La modulation M-QAM est utilisée pour les liaisons numériques, les micro-ondes à grande capacité, les modems à haute vitesse ainsi que pour d'autres services avancés [6].

1.6 Milieu de transmission (Canal de transmission)

D'après la théorie du codage [1], un canal de transmission inclut toutes les fonctions situées entre la sortie du codeur du canal et l'entrée du décodeur soit : l'émetteur, le milieu de transmission, le bruit et le récepteur [1].

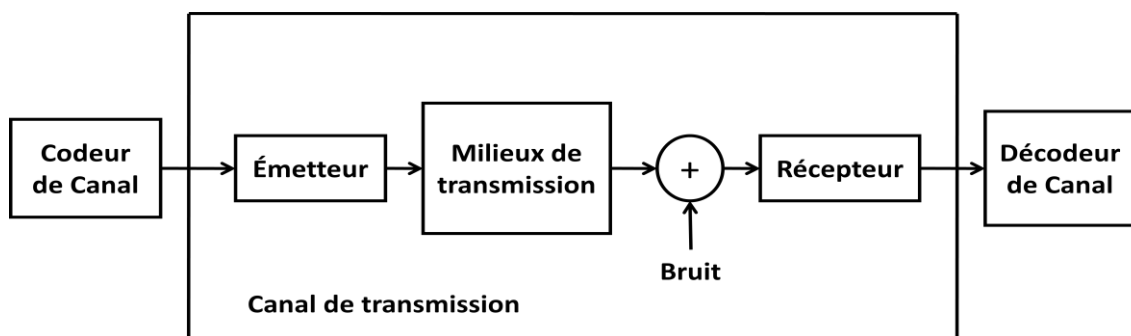


Figure 1.8. Canal de transmission

Le Milieu de transmission est un lien physique entre l'émetteur et le récepteur, il est constitué par l'un des supports suivants : câble, fibre optique, espace libre. Il est caractérisé par sa bande passante, les trajets multiples du canal et le bruit qu'il génère. La capacité théorique, C (bits/s), du canal est exprimée par la relation de Shannon :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.7)$$

Dans l'équation (1.7) W et $\frac{S}{N}$ sont respectivement la bande passante et le rapport signal à bruit dans la bande de transmission [7].

Le bruit est une perturbation issue de la source ou des composantes électroniques.

1.6.1 Généralités sur le canal radio-mobile

Un canal radio est le médium physique qui est utilisé par les ondes électromagnétiques pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur.

Afin d'assurer la couverture d'une zone géographique par un système radio-mobile, on utilise des antennes d'émission et de réception peu directives. Ainsi 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.

1.6.2 Interférence entre symboles

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

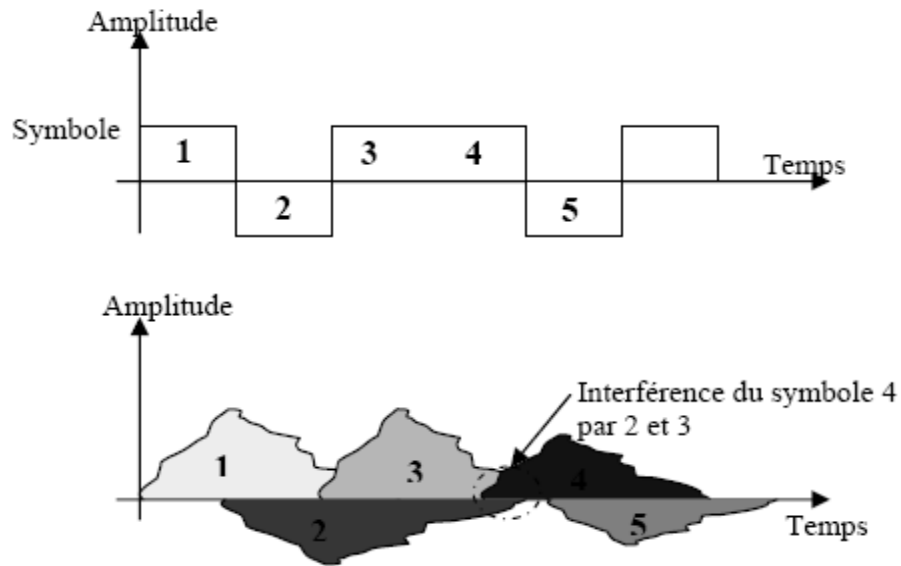


Figure 1.9. Interférence entre symboles dans une transmission numérique

Ce chevauchement entre les impulsions peut causer une mauvaise interprétation des données reçues par le récepteur. Ce phénomène de chevauchement des impulsions, conduisant à une difficulté d'interprétation entre les symboles par le récepteur, est appelé « Interférence entre les symboles ». La transmission multi-trajets produit aussi les IES. La figure suivante illustre un cas concret :

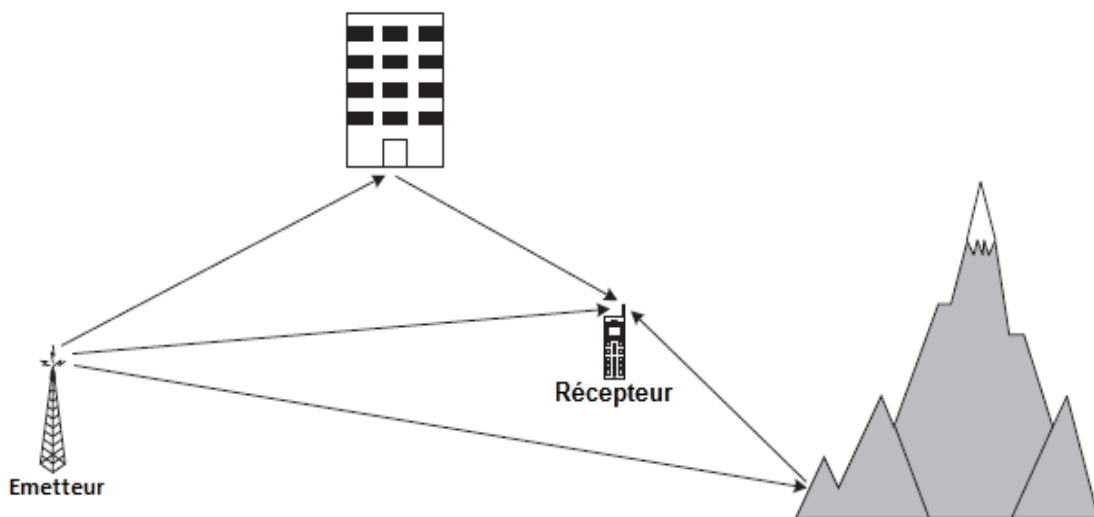


Figure 1.10. Exemple de canal à Multi-trajets.

Comme cela a été précisé précédemment, les répliques du signal émis parviennent au récepteur avec des retards liés à la distance parcourue, ceci se traduit par la présence

d'IES. Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme l'illustre la Figure suivant :

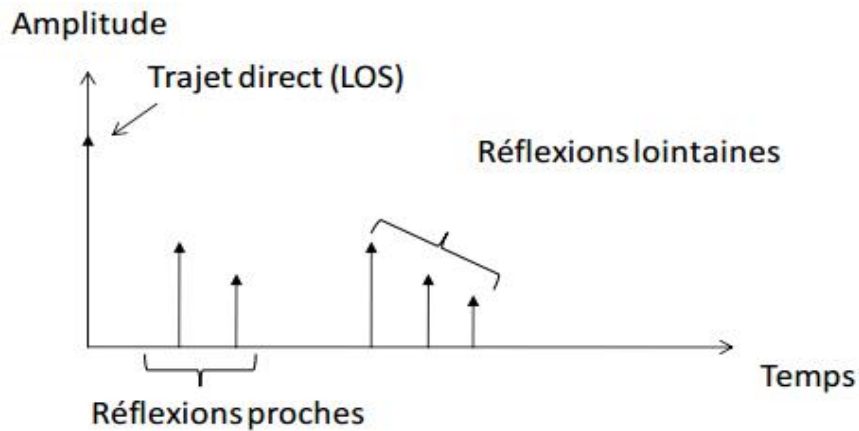


Figure 1.11. Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile

1.6.3 Canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN)

C'est le modèle le plus simple d'un canal de transmission où le signal transmis est corrompu par un bruit additif aléatoire $N(t)$. Le bruit provient des composantes électroniques et des amplificateurs au niveau du récepteur ou des interférences rencontrées au cours de la transmission. Généralement, on considère que le bruit provient principalement des composantes électroniques et qui est donc de nature thermique. Le bruit additif est dans ce cas un bruit gaussien et le canal est dit canal à bruit gaussien additif. Quand un signal $X(t)$ parcourt un canal de ce type, le signal reçu s'écrit alors sous la forme : $Y(t) = X(t) + N(t)$

Où $N(t)$ représente l'AWGN, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_N^2 et de densité spectrale de puissance $\frac{N_0}{2}$. La densité de probabilité conditionnelle de $y(t)$ est donnée par :

$$P_{Y/X} \left(\frac{Y}{X} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N}} \cdot \exp\left(\frac{-(Y-X)^2}{2\sigma_N^2} \right) \quad (1.8)$$

1.6.4 Canal de Rayleigh

C'est la distribution que l'on utilise pour modéliser les évanouissements dus aux multi-trajets lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe (NLOS : No Line-Of Sight). C'est un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant en milieux urbains denses. La densité de probabilité de loi de Rayleigh :

$$p_r(X) = \frac{X}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right), \quad X \geq 0 \quad (1.9)$$

Le X est l'enveloppe de signal reçu et σ est l'écart type.



Figure 1.12. Propagation multi-trajets NLOS.

1.6.5 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. La densité de probabilité de l'amplitude du coefficient complexe du canal suit une loi de Rice : (voir figure)

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+K)e^{-K}\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right), \quad \alpha > 0, \quad (1.14)$$

Le K est un paramètre de Rice et le I_0 est une fonction de Bessel et Ω est le moment d'ordre 2 de la variable α

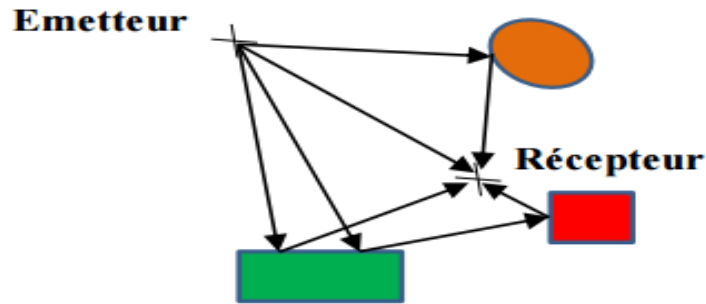


Figure 1.13. Propagation multi-trajets LOS.

1.7 Récepteur numérique

Nous venons de voir que l'émetteur permet de transcrire le message en un signal afin de le transmettre sur le canal. Inversement, 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 émis et le signal reçu. Un bon fonctionnement du récepteur est lié à l'exploitation des connaissances à priori de la structure du signal émis mais également des conditions dans lesquelles s'est déroulée la transmission.

Il est essentiellement composé des éléments suivants :

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

1.8 Démodulateur numérique

Son rôle consiste à ramener la fréquence du signal des hautes fréquences vers les basses fréquences : c'est l'opération inverse de la modulation.

Cependant, suites à la diversité des modulateurs, il existe plusieurs techniques de démodulation dont leurs complexités varient en fonction des éléments à l'émission. Parmi ces techniques, on peut citer la détection d'enveloppe, la démodulation cohérente. Les architectures les plus utilisées sont les boucles à verrouillage de phase (PLL) et les générateurs programmables de sinusoïdes.

1.9 Décodeur canal

Le signal décidé (au sens du critère de maximum de vraisemblance), sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur correspond au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger. Dans le cas d'un système FEC (Forward Error Correction) les erreurs sont corrigées directement par le décodeur, et dans le cas d'un système ARQ (Automatic Repeat reQuest) les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de transmettre à nouveau l'information.

1.10 Décodeur source

Cette étape de la chaîne de transmission consiste à effectuer les procédés inverses du codage source. Cependant les techniques varient en fonction des techniques de codage (Codage en bloc, codage convolutif etc...). Il existe également des méthodes de décodage conjoint source-canal.

1.11 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu les principaux blocs de base qui constituent le système de communication numérique depuis la source jusqu'à la destination. D'abord, à l'émission, l'information est codée, modulée et mise en forme avec filtrage avant qu'elle soit transmise sur le canal. Ces opérations sont nécessaires afin de protéger le signal transmis contre le bruit et l'évanouissement du canal. Le signal reçu est toujours perturbé à cause des interférences entre symboles. Donc, il lui faut d'autres opérations de traitement comme le filtrage, l'égalisation, le décodage et la

démodulation. Par conséquent, le chapitre 2 présentera quelques algorithmes d'égalisation linéaires et non linéaires.

2.1 Introduction

Tout système de communication est constitué d'un émetteur et d'un récepteur, qui communiquent à travers un canal de transmission. Si ce 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 une version légèrement bruitée du signal de départ. Mais dans la pratique, ces conditions ne sont pas vérifiées c'est-à-dire que ses impulsions sont inconnues et elles varient dans le temps.

Dans tous les cas de figure, le canal de transmission apporte une perturbation plus ou moins importante au message émis, qui peut être classée selon sa source : On peut distinguer les perturbations dues au filtrage par le canal (les échos) ; les perturbations dues au bruit additif du canal (les signaux parasites) etc....Parmi ces perturbations on va s'intéresser aux interférences entre symboles (**IES**) en anglais **ISI** (Inter Symboles Interférences). Un ou plusieurs symboles peuvent interférer avec d'autres symboles provoquant un bruit ou un signal moins fiable. Les principales causes de l'interférence inter symbole sont la propagation par trajets multiples ou la fréquence non linéaire dans les canaux. Cela a pour effet un flou ou un mélange de symboles, ce qui peut réduire la clarté du signal.

La présence de toutes ses perturbations ne permet pas de retrouver intrinsèquement le message émis sans aucun traitement préalable du signal à la réception [6].

C'est là qu'interviennent les techniques d'égalisations et d'estimations de canal qui ont pour but de déterminer les perturbations du canal afin de les supprimer ou au moins de limiter leur impact sur le signal émis. Ces systèmes sont en effet dimensionnés pour optimiser certains critères de qualité de transmission, grâce à des outils

mathématiques très puissants et des algorithmes sophistiqués que nous évoquerons dans ce paragraphe.

2.2 Principe et fonctionnement d'un égaliseur

Le premier rôle de l'égaliseur dans les systèmes de communication est d'annuler l'effet du canal sur le signal porteur d'information. Plusieurs méthodes peuvent être employées, selon le type de canal que nous avons. Le schéma de la Figure 2.1 illustre bien la position de l'égaliseur dans un système de réception en communication numérique sans fil. En pratique, on retrouve principalement 2 types de récepteurs. Le premier type est appelé récepteur optimal. Ce genre de récepteur est caractérisé par un égaliseur dont les paramètres de correction sont fixes dans le temps. C'est-à-dire que nous connaissons a priori les caractéristiques (réponse impulsionnelle ou réponse fréquentielle) du canal utilisé. Avec ces paramètres, la conception de l'égaliseur revient à créer l'inverse du canal de transmission [6].

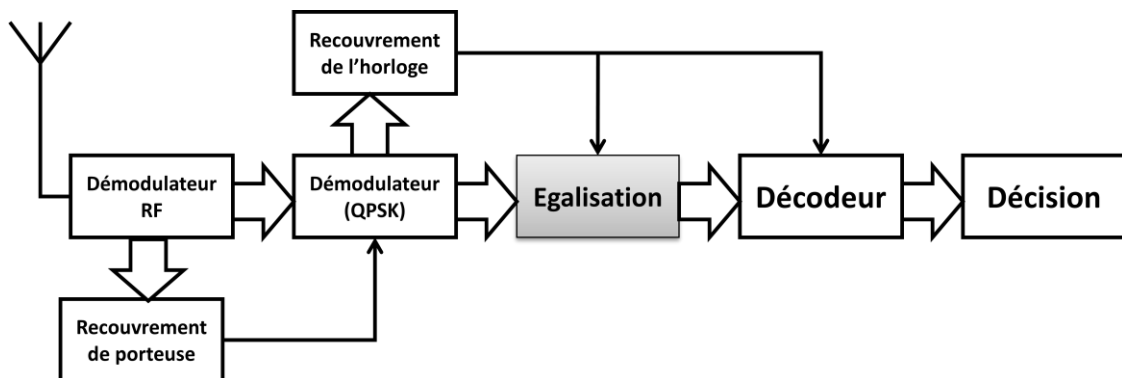


Figure 2.1. Récepteur en communication sans fil.

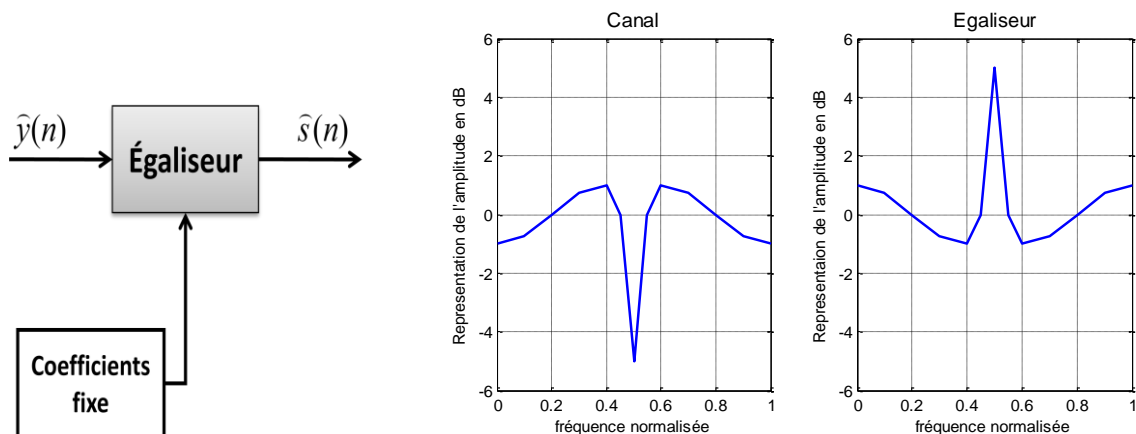


Figure 2.2. Schéma du récepteur optimal

Le deuxième type de récepteur est nommé sous optimal, car la fonction de transfert de l'égaliseur est créée à partir d'une estimation des paramètres du canal. Dans ce cas, il est possible d'avoir des paramètres d'égalisation variables dans le temps. Le récepteur est donc doté d'un algorithme qui adapte les coefficients de l'égaliseur. Ces paramètres peuvent être calculés à partir d'une séquence de données connues du transmetteur et du récepteur (mode supervisé) ou de façon autodidacte par un retour statistique sur la sortie de l'égaliseur. La figure 2.3 montre un tel type de récepteur (à noter que les types autodidactes et supervisés sont tous deux montrés) :

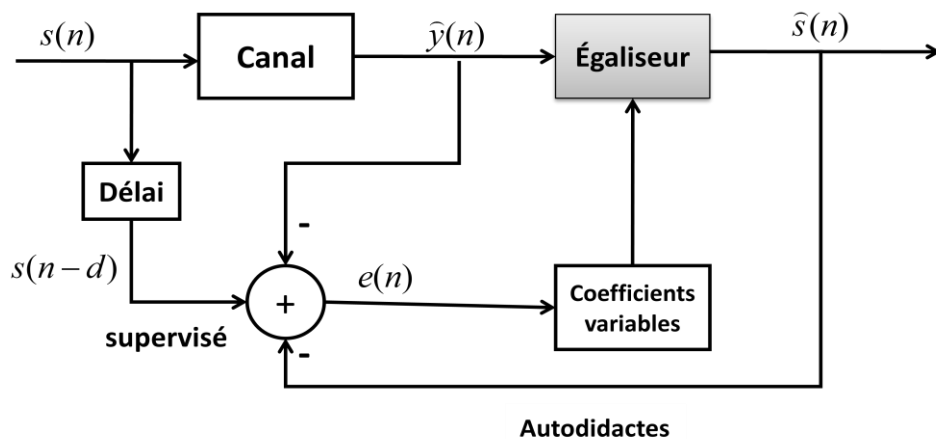


Figure 2.3. Schéma du récepteur sous-optimal

Par conséquent l'égalisation a quelques avantages et aussi des inconvénients car le canal de transmission n'étant pas connu il est variable dans le temps et en fréquence et aussi une amplification du bruit, mais nous verrons par la suite, quels sont les méthodes d'égalisations adéquates pour une optimisation maximale.

2.3 Annulation d'IES (Critère de Nyquist)

Dans la partie précédente, nous avons vu qu'à la sortie du canal, le signal fait face à quelques perturbations infligées par ce dernier, qui le rendent moins fiable dont les IES. Ces IES sont adjacents et sont créés principalement par les filtres d'émission et de réception, lors de la transmission des symboles à travers la bande limitée du canal. Pour les éliminer, on doit concevoir des filtres de mise en forme à l'émission ainsi qu'à la réception appropriés. La mise en forme du symbole discret $d(t)$ est obtenue, en

utilisant un filtre d'émission dont le module de la réponse temporelle $g_e(f)$ suit la forme d'un filtre de Nyquist (voir Figure 2.4) [7].

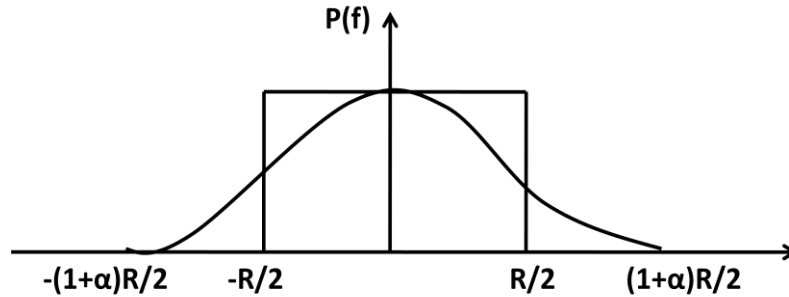


Figure 2.4. Réponse du filtre de Nyquist.

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

La sortie du filtre d'émission est donnée par l'équation suivante :

$$S(t) = \sum_k g(k)d(t - kT) \quad (2.1)$$

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 $t=kT$

$$S(n) = \sum_k g_e(k)d(n - k) \quad (2.2)$$

Pour annuler l'interférence au niveau du récepteur à l'instant d'échantillonnage kT , on fait l'analyse suivante :

$$y(t) = \sum_n |d(n)g_e(t - nT) * g_c(t) * g_r(t) + n(t)| * g_r(t) \quad (2.3)$$

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

Après manipulation de cette équation on trouve :

$$y(kT) = n_0(kT) + d(k)p(0) + \sum_{n \neq k} d_k(t)p(k - n)T \quad (2.4)$$

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

$$p((k - n)T) \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\sum_k p\left(f - \frac{k}{T}\right) = T \quad |f| \leq 1/2T \quad (2.6)$$

Ce filtre élimine les IES adjacent à l'instant kt et on l'appelle filtre de Nyquist. Il faut alors concevoir des filtres à l'émission et à la réception de sorte que la réponse $p(t)$ respecte le critère de Nyquist pour 0-IES, et la largeur de bande du canal [2].

Donc ce filtre a pour rôle de mettre en forme le signal à transmettre et de réduire les IES. En effet toutes les réponses temporelles s'annulent pour les instants kt sauf pour $k=0$ donc le choix de la fréquence d'échantillonnage est très important. Les réponses de deux filtres est donc la racine carré de la réponse fréquentielle d'un filtre de Nyquist en cosinus surélevé. Donc elles vérifient l'équation suivante : $G_e(f)G_r(f) = 1$ ce qui garantit une absence totale des IES.

2.4 Les différentes techniques d'égalisation

On peut classer les différentes techniques d'égalisation en trois (03) grandes familles principales : L'égalisation avec apprentissage, l'égalisation aveugle et la turbo-égalisation que nous n'évoquerons pas dans ce mémoire.

2.5 L'égaliseur linéaire

Les égaliseurs adaptatifs les plus simples sont construits à partir d'un filtre transversal RIF dont les coefficients sont généralement actualisés par des algorithmes du gradient stochastique. Pour favoriser la convergence d'un égaliseur, on utilise souvent une séquence d'apprentissage, c'est-à-dire une séquence de données connues par le récepteur. 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 [8].

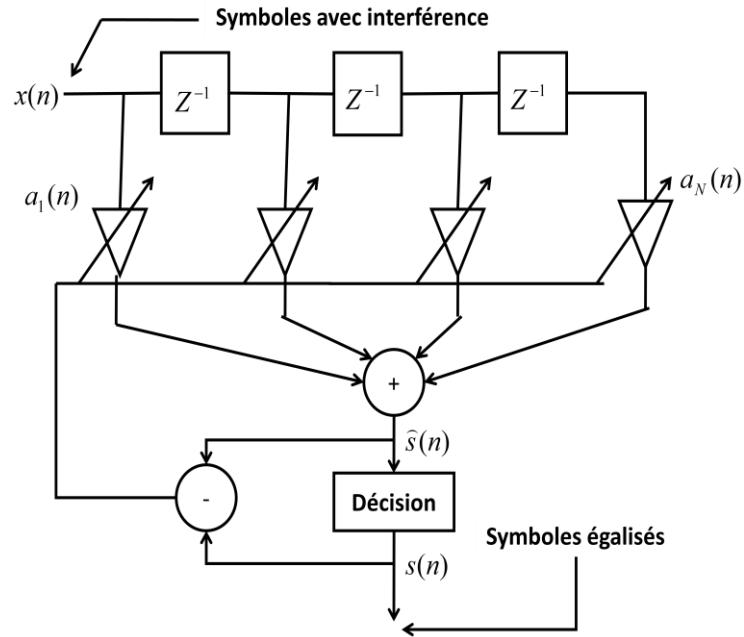


Figure 2.5. Egaliseur linéaire

2.5.1 L'égalisation par forçage à zéro (ZF)

Notons $C(n)$ la réponse impulsionnelle du système comprenant le canal discret et l'égaliseur tel que [9] :

$$C(n) = \sum_j w(j)h(n-j) \quad (2.7)$$

On peut donc écrire la sortie de l'égaliseur $y(k)$ sous la forme suivante :

$$y(k) = C(0)S(k) + \sum_{j \neq 0} C(j)S(k-j) + V(k) \quad (2.8)$$

Dans cette expression, le premier terme représente le signal utile qu'on cherche à retrouver, le deuxième terme représente l'IES qu'on souhaite éliminer par le biais de l'égaliseur et le troisième terme représente le bruit à la sortie de l'égaliseur. Une façon de faire pour retrouver le signal émis consiste à ramener le coefficient $C(0)$ à 1 et à chercher les coefficients W_j qui forcent le terme de l'IES à zéro c'est de là qu'il tire son nom de ZF. Il a été démontré précédemment, que la transformée en Z du filtre égaliseur qui permet d'annuler les IES, est directement la transformée en Z inverse de la réponse impulsionnelle du canal [9] :

$$W(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (2.9)$$

En absence de bruit, (2.3) donne l'expression de l'égaliseur ZF idéal en termes de probabilité d'erreur. Toutefois, en présence de bruit l'égaliseur décrit par (2.3) n'est plus optimal dans la mesure où il ne garantit pas une erreur de probabilité minimale en sortie du bloc de détection après l'égalisation. Dans ce cas, le bruit à la sortie de l'égaliseur ZF peut être significativement amplifié si la réponse fréquentielle du canal $H(f)$ est très petite dans certaines bandes de fréquences. Il est certes facile à mettre en œuvre, mais il souffre de deux problèmes majeurs. D'abord, $H(z)$ peut avoir des zéros de module supérieur à 1, ce qui donne des pôles instables pour $W(z)$. Ensuite, cet égaliseur peut augmenter le niveau du bruit à sa sortie. Malgré ces deux inconvénients, il est couramment utilisé dans les applications pratiques notamment dans le domaine des faisceaux hertziennes [9].

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

A la différence du critère du ZF, cet égaliseur intègre l'effet du bruit dans le critère qu'il vise à optimiser. L'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (MEQM) 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 [10] :

$$\mathcal{E}(\varepsilon) = E[|z(n) - a(n-d)|^2] \quad (2.10)$$

Avec $z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{w}(i)y(n-i) = \mathbf{w}(n)^T \mathbf{y}(n)$, où

$\mathbf{w} = [e(0) \dots e(M-1)]^T$ et $\mathbf{y}(n) = [y(n) \dots y(n-M+1)]^T$, on a

$$\mathcal{E}(\varepsilon) = E[|\mathbf{w}^T \mathbf{y}(n) - a(n-d)|^2] \quad (2.11)$$

Ainsi la minimisation de l'erreur quadratique moyenne est obtenu par :

$$\frac{\partial \mathcal{E}(\varepsilon)}{\partial \mathbf{e}} = 2E[\mathbf{y}(n)(\mathbf{w}^T \mathbf{y}(n) - a(n-d))] \quad (2.12)$$

Soit

$$E[\mathbf{y}(n)\mathbf{y}(n)^T] \mathbf{w} = E[\mathbf{y}(n)a(n-d)] \quad (2.13)$$

On tire de cela

$$\mathbf{R}_{yy}\mathbf{w} = \mathbf{R}_{ya}(d) \quad (2.14)$$

\mathbf{R}_{yy} est la matrice d'autocorrélation de $y(n)$, $\mathbf{R}_{ya}(d)$ est le vecteur d'intercorrélacion entre $y(n)$ et $a(n-d)$. Le nombre de coefficients du filtre est nécessairement limité (RIF). Même si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle obtenue avec le ZF, 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 qui limite la capacité de représentation d'une réponse quelconque. Cependant pour la mise en œuvre pratique de la MMSE, il est nécessaire de connaître $a(n-d)$ c'est-à-dire un nombre fini de coefficients (filtre FIR). 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.

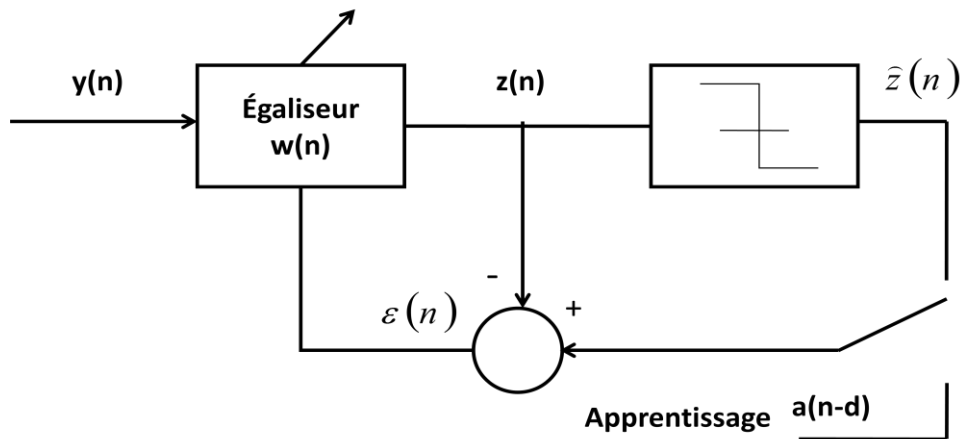


Figure 2.6. Equivalence entre égalisation MEQM et Filtrage de Wiener

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

En anglais (MLSE **M**aximum **L**ikelihood **S**equence **E**stimate) cette technique d'égalisation consiste à choisir à partir de la séquence reçue, la séquence émise la plus vraisemblable. Le critère à optimiser est donné par l'équation (2.15) [11]

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_N\}^{MV} = \operatorname{argmax} \Pr(\hat{s}_1 = a_1 \dots \hat{s}_N = a_N | x_1 \dots x_N) \quad (2.15)$$

$$\{a_1, a_2 \dots a_N\} \in M^N$$

Tel que $\{a_i\}_{i=1\dots N}$ sont des points d'un alphabet M^N : pour une séquence reçue de longueur N et un alphabet M -aire de symboles émis on a M^N séquences possibles d'information. Une recherche exhaustive est faite pour calculer la distance entre la séquence reçue et chacune des M^N séquences possibles ce qui permet de retrouver la séquence la plus vraisemblable qui a été envoyée. Cependant, quand N et ou M deviennent grands, la recherche exhaustive devient alors très coûteuse en termes de complexité calculatoire. Afin de réduire cette complexité calculatoire, l'algorithme de Viterbi a été employé pour optimiser le critère d'égalisation. La conception de l'algorithme de Viterbi est basée sur la sélection dans treillis le chemin de métrique le plus faible. Toutefois cet algorithme vis-à-vis de N le nombre d'échantillons qui augmente exponentiellement avec le degré L_h du canal devient complexe. Cette méthode d'égalisation est généralement utilisée pour les canaux de transmission à réponse impulsionnelle courte bien qu'elle fournit une approche plus optimale au sens de la minimisation de la probabilité d'erreur symbole. Par conséquent, il est plus judicieux d'opter pour les égalisations sous optimales ou moins complexes [12].

La figure 2.7 illustre un égaliseur de ce type.

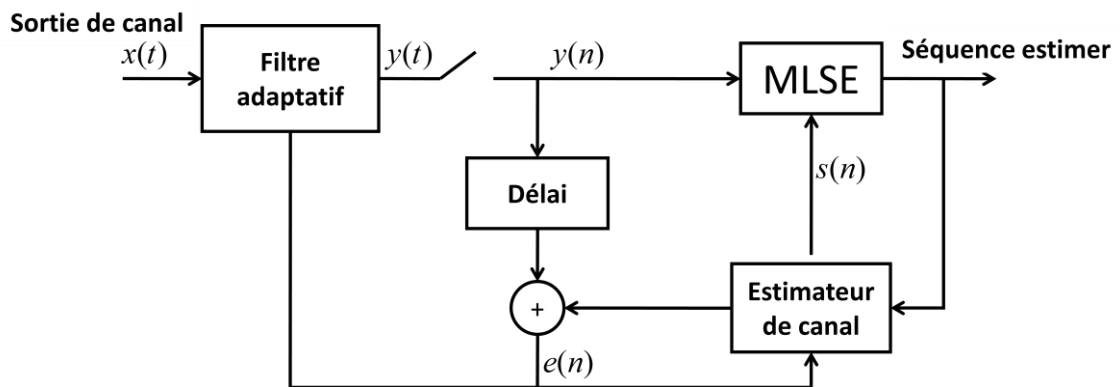


Figure 2.7. Egaliseur Maximum de Vraisemblance (Algorithme de Viterbi)

2.7 L'égaliseur transverse adaptatif

Jusqu'à présent, on a supposé que le signal est connu et est stationnaire, ce qui n'est pas le cas dans la pratique, cependant la différence entre celui-là et les autres

égaliseurs se situe au niveau de ses paramètres, qui ne sont pas fixes, mais ils seront adaptés par l'envoi d'un paquet de données connues $s(n)$.

La figure 2.8 présente un égaliseur adaptatif, $s(n)$ est la séquence de données provenant de l'émetteur traversant un canal qui y introduit les distorsions dues à ses caractéristiques linéaires ou non-linéaires. La sortie du canal est le signal $r(n)$ affectée par un bruit additif $b(n)$ nous donne le signal $\hat{r}(n)$. A partir de l'erreur de reconstitution $e(n - d)$ les paramètres du filtre seront optimisés par un algorithme de minimisation d'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 pour assurer la convergence. Le signal de sortie de l'égaliseur $\hat{x}(n - d)$ passe ensuite par une fonction de décision pour donner le signal $\hat{s}(n - d)$.

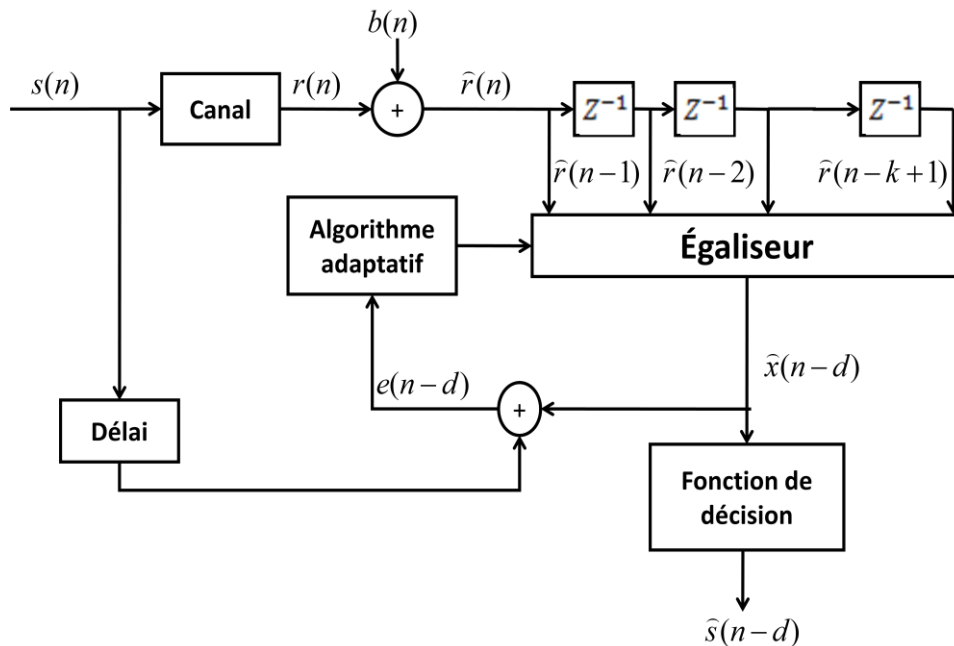


Figure 2.8. Structure d'un égaliseur adaptatif

Cependant, les égaliseurs précédents ont des limites dont : la charge importante de calcul et la variation de la réponse impulsionnelle du canal et l'égaliseur adaptatif optimise au mieux ce problème. Par conséquent, les performances des égaliseurs adaptatifs dépendent du choix de l'algorithme (gradient stochastique ; moindres carrés récursifs) et de la fonction coût (EQM) [12].

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

Un exemple d'égaliseur non linéaire est l'égaliseur à retour de décision DFE (Décision Feedback Equalizer). Il est constitué d'un filtre transverse et d'un filtre récursif. L'entrée de ce filtre représente les symboles décidés antérieurement et qui servent à éliminer l'IES de l'estimation courante. Le schéma de principe de l'égaliseur à retour de décision est donné par la figure 2.9 suivante [13] :

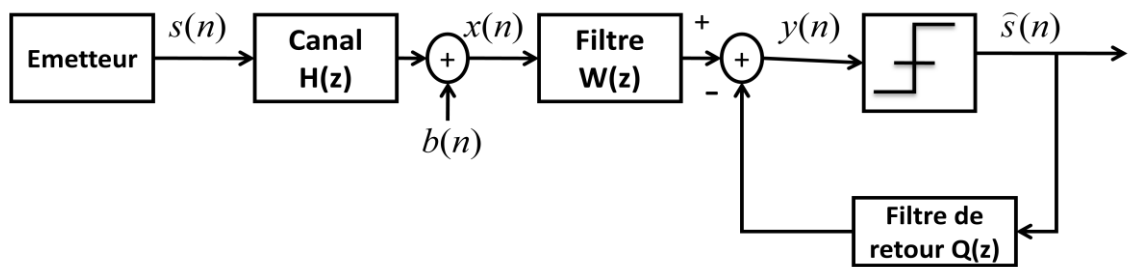


Figure 2.9. Structure d'un égaliseur à retour de décision ERD (DFE).

Le premier filtre $w(z)$ qui est la partie transversale sert à minimiser les IES sur les symboles courants causés par les symboles futurs tandis que la partie récursive c'est-à-dire le second filtre $Q(z)$ synthétise les IES causés par les symboles passés et les enlève du signal avant l'organe décisionnelle. L'élimination des IES par la partie récursive est basée sur l'hypothèse que les décisions sont correctes. Cependant l'organe de décision fonctionne à faible SNR cause d'importantes erreurs de décision, ce qui provoque un phénomène de propagation d'erreurs dans la boucle de réaction. Ce phénomène dégrade alors les performances du DFE et il est préférable dans ce cas d'utiliser un égaliseur linéaire (RIF) [13].

Avec ces méthodes d'égalisation supervisées, l'égaliseur est construit par des envois périodiques de signaux connus du récepteur soit pour estimer le canal soit pour

adapter les coefficients de l'égaliseur. Dans certains cas, on souhaite se passer de cette phase d'apprentissage comme dans le cas des communications non coopératives où l'écoute est passive et le cas où on désire éviter de consacrer des ressources à la transmission de symboles pilotes pour gagner ainsi en efficacité spectrale et en débit [13].

Cela s'effectue avec des algorithmes qui convergent assez rapidement c'est-à-dire en éliminant les IES dès la sortie des données du canal.

L'égalisation aveugle constitue donc une solution, qui permet de pallier les défauts du système de transmission introduits par le canal, sans avoir à émettre un signal connu du récepteur. Dans la suite, nous nous intéresserons à ce type d'approche pour éliminer les IES.

2.8 L'égalisation aveugle ou autodidacte

L'égalisation aveugle à l'opposer de l'égalisation supervisée c'est-à-dire que le canal est inconnu du récepteur et nous ne disposons pas de séquence pilote pour l'estimer. Il y a plusieurs méthodes d'égalisation aveugle et elles sont basées sur l'utilisation des caractéristiques statistiques des signaux reçus. En effet, le signal de communication présente des caractéristiques statistiques connues et les symboles émis appartiennent à un alphabet fini qui définit la constellation de la modulation. Voir figure (2.10)

Alors cette technique d'égalisation va tenter de remédier à deux problèmes :

- Dans le cas d'une communication avec plusieurs récepteurs et un seul émetteur, la séquence d'apprentissage ne peut être transmise lors de la mise en marche de chaque récepteur ce qui contraint l'algorithme à converger sur le flot des données à la réception.
- Dans un autre, cas quand le récepteur rate la phase d'apprentissage, il n'a plus la possibilité de se rattraper.

Alors les objectifs de l'égalisation aveugle sont :

- d'assurer la convergence de l'algorithme sur les données à la sortie.
- réussir la convergence même dans le cas des perturbations.

Dans la suite, nous verrons les approches d'égalisation aveugle les plus connues.

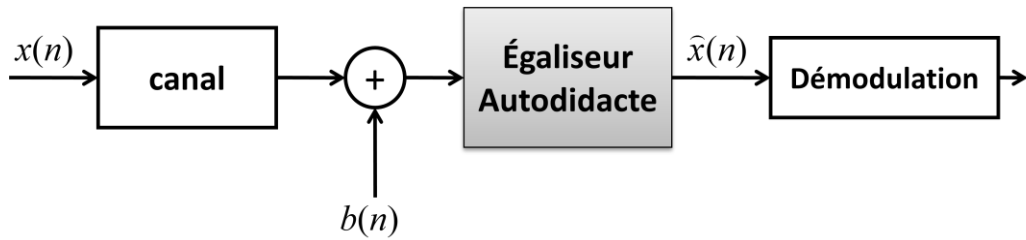


Figure 2.10. Schéma de la chaîne de communication avec l'égaliseur aveugle

2.8.1 Algorithme de Sato

L'algorithme de Sato a été proposé par Y. Sato [14] en 1975, c'est la première technique d'égalisation aveugle et il a été conçu pour les signaux réels modulés en amplitude (PAM- Pulse-Amplitude-Modulation). Cet algorithme sert à minimiser la valeur de l'erreur quadratique (EQM) [14].

$$J_k = y(n) - m \text{sign}[y(n)] \quad (2.16)$$

Soit m qui représente le nombre d'état de la modulation et $y(n)$ est le signal reconstitué à la sortie de l'égaliseur et $x(n)$ le signal d'entrée. Les coefficients de l'égaliseur sont adaptés par un algorithme de type gradient stochastique comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \mu (\nabla_{\mathbf{w}} J_{sato}) \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \mu (m \text{sign}(y(n-1)) - y(n-1)) x(n-1) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Le but de l'algorithme est d'utiliser un dispositif de décision binaire à la place d'un dispositif de décision à plusieurs niveaux comme avec l'algorithme de décision dirigée (Directed Decision Algorithm) [15], ou on cherche l'égaliseur qui minimise le critère suivant :

$$J_{DD}(y(n)) = \mathbb{E} \left\{ |dec(y(n)) - y(n)|^2 \right\} \quad (2.18)$$

Où le $dec(y(n))$ est le symbole de l'alphabet le proche de $y(n)$.

Ce qui veut dire plus explicitement que la minimisation de l'erreur se fait en faisant appel à un algorithme de type gradient stochastique pour la mise à jour de l'égaliseur [15].

2.8.2 Algorithme de Godard (CMA (Constant Modulus Algorithm))

Le critère qui a été minimisé par ces algorithmes est le suivant [16] :

$$J_{Godard}^p = \mathbb{E} \left\{ (|y(n)|^p - R_p)^2 \right\} \quad (2.19)$$

Où $p \geq 1$ et $R_p = \frac{\mathbb{E}\{|S_k|^{2p}\}}{\mathbb{E}\{|S_k|^p\}}$ représente le rayon de la constellation émise. Cependant le but de ce critère consiste à empêcher la déviation des symboles en sortie de l'égaliseur par rapport à R_p . Cet algorithme force les symboles égalisés à avoir un même module ce qui nous fait apparaître clairement qu'il fournit de meilleures performances avec les modulations comme le PAM, QAM ou encore la M-PSK. Il donne également de meilleurs résultats même avec les modulations dont les symboles ont différents modules. Ce qu'il a en commun avec l'algorithme précédent est que la mise à jour de l'égaliseur se fait aussi au moyen d'algorithme à gradient stochastique [16].

Avec cet algorithme, Godard montre que la plage dynamique d'erreur est une fonction croissante en p . Par conséquent, il sera difficile de donner une valeur à μ le pas d'adaptation qui assure la convergence avec des fluctuations de gain qui augmente avec p . Et aussi la précision des mises à jour des coefficients de l'égaliseur diminue quand p augmente.

A la suite de cela, Godard a décidé de se limiter seulement à deux cas : $p=1$ et $p=2$ ensuite il a montré qu'avec le cas où $p=2$ l'algorithme converge plus rapidement et s'est finalement basé sur ce cas pour donner l'algorithme CMA qui est très connu dans le domaine d'égalisation aveugle [16].

Les algorithmes de Sato et Godard arrivent à égaliser de façon aveugle le canal de transmission mais la convergence n'est pas vraiment assez rapide et une erreur résiduelle assez élevée. Pour dépasser ces limites, plusieurs solutions sont possibles, parmi lesquels l'algorithme NCMA qui suit [16].

Le μ pas d'adaptation influence beaucoup la convergence de l'algorithme et son erreur résiduelle. Donc son optimisation à chaque itération donne le NCMA avec une vitesse de convergence plus grande que celle de la CMA simple [17].

Il a été montré que l'algorithme NCMA présente de meilleures performances en termes de convergence [17].

Cependant il existe plusieurs autre type d'égaliseurs aveugles dont : la MCMA, de Lin He [18], la BCGR de Benveniste et Goursat [19], Stop-and-Go de G.Picchi [15] etc....

2.9 Conclusion

Une étude théorique des principaux algorithmes d'adaptation relatifs aux égaliseurs linéaires et non linéaires a été présentée dans ce chapitre. En effet, ces techniques servent à éliminer les IES créées par les canaux d'évanouissements. Comme nous l'avons précisé précédemment, ces IES résultent de l'imperfection du canal de transmission que l'on rencontre dans la pratique plus précisément inconnue ou variable dans le temps et sélectif en fréquence. Le critère de Nyquist qui permet de spécifier les conditions nécessaires pour une élimination totale des IES est pris en compte dans cette étude. Après avoir présenté les égaliseurs avec phase d'apprentissage ainsi que leur structure, nous avons également donné un petit aperçu de l'égalisation autodidacte avec quelques techniques pour tenter de combler les lacunes de la précédente.

Chapitre 3 Égalisation par l'algorithme RLS

3.1 Introduction

Jusqu'à présent, on a supposé que la réponse impulsionnelle du canal est connue et stationnaire, ceci n'est pas toujours vrai car le canal réel varie dans le temps. Dans ce cas, le récepteur doit s'adapter continuellement aux changements du canal et par conséquent le filtre égaliseur. Le principe utilisé dans une égalisation adaptative consiste à ajuster les coefficients du filtre vers des valeurs optimales suivant un algorithme basé sur les valeurs des données reçues à l'entrée de l'égaliseur et sur la valeur de l'erreur instantanée qui minimise une fonction de coût (MSE). Ce qui se traduit par une suppression maximale des IES. Concernant les algorithmes, les plus utilisés sont : le gradient stochastique (NLMS) et l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS) qui est très connu pour sa rapidité de convergence [20].

3.2 Filtrage adaptatif

3.2.1 Présentation

Un filtrage adaptatif est un procédé qui consiste à modifier les coefficients du filtre selon un certain critère bien précis dès qu'on a une nouvelle valeur du signal. Le but de ces modifications est d'adapter les coefficients du filtre numérique à l'évolution de l'environnement en un temps record. Le filtrage adaptatif est en général associé à un fonctionnement en temps réel.

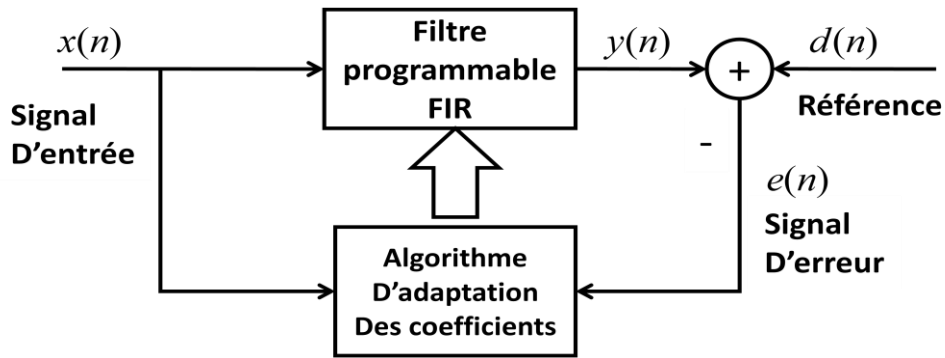


Figure 3.1. Principe de base de filtre adaptatif.

Cependant on peut classer les filtres adaptatifs en fonction d'un certain nombre de points dont :

- le critère d'optimisation
- l'algorithme de mise à jour des coefficients du filtre
- la structure du filtre programmable (RIF, RII)
- le type de signal traité, mono ou multidimensionnel

Par conséquent il existe deux importantes classes de filtres linéaires optimaux :

- le filtre de Wiener (où les signaux $d(n)$ et $x(n)$ sont considérés comme stationnaires)
- le filtre de Kalman (qui est une généralisation du filtre de Wiener valable aussi dans le cas des (ou signaux) non stationnaires).

Le filtrage adaptatif est un outil très puissant avec des algorithmes sophistiqués dans le traitement numérique du signal.

3.2.2 Principe de fonctionnement

Le signal $y(n)$ est obtenu de la convolution entre le signal d'entrée $x(n)$ et w_n du filtre. Par la suite ce signal $y(n)$ à la sortie du filtre sera comparé au signal désiré $d(n)$ c'est la différence entre ces deux signaux qui nous donne l'erreur $e(n)$. Et finalement ce signal permettra de faire la mise à jour des coefficients w_n du filtre.

En égalisation, les algorithmes adaptatifs servent à déterminer les coefficients d'un égaliseur par l'optimisation itérative d'une fonction de coût $J(x, \zeta)$, où x représente le

signal observé et ζ l'ensemble des connaissances partagées entre l'émetteur et le récepteur. Plus précisément, il s'agit d'adapter l'égaliseur à chaque nouvelle donnée reçue en partant d'un état initial. Un tel algorithme fournit un ensemble de valeurs $\{\mathbf{w}(n)\}_{n \in Z}$ qui permettent à la fonction J de converger vers un minimum local ou idéalement global.

La mise à jour de l'égaliseur se fait par l'équation suivante :

$$\mathbf{W}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + J(\mathbf{w}(n), x(n), \zeta, P) \quad (3.1)$$

Où le deuxième terme s'appelle terme correctif.

Le terme correcteur dépend de l'ancien état du système $\mathbf{w}(n)$, d'une nouvelle donnée $x(n)$, de l'ensemble des connaissances ζ et d'un jeu de paramètres P comme le pas d'adaptation μ . Il inclut généralement la dérivée de la fonction de coût par rapport à $\mathbf{w}(n)$, $\nabla J_{\mathbf{w}}$ dans le but de se déplacer dans le sens qui minimise l'erreur représentée par le critère de l'égalisation J .

Il existe plusieurs types d'algorithmes adaptatifs dont : l'algorithme du gradient stochastique et l'algorithme des moindres carrés récursifs.

3.3 Filtrage de Wiener

L'approche 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.

Ce filtrage de Wiener est inadéquat pour les situations dans lesquelles le signal ou le bruit sont non stationnaires. Dans de telles situations le filtre optimal doit être variable dans le temps. La solution à ce problème est fournie par le filtrage de Kalman.

Le filtrage adaptatif pourra aussi être utilisé dans ce cas. Par rapport au filtrage classique, le filtrage adaptatif comporte une mise à jour récursive des paramètres (coefficients) du filtre. L'algorithme part de conditions initiales prédéterminées et modifie de façon récursive les coefficients du filtre pour s'adapter au processus. Si celui-ci est stationnaire l'algorithme doit converger vers la solution optimale de Wiener, sinon il présentera une capacité à suivre des variations des grandeurs statistiques du processus si celles-ci sont suffisamment lentes.

La figure suivante donne un schéma de filtrage de Wiener :

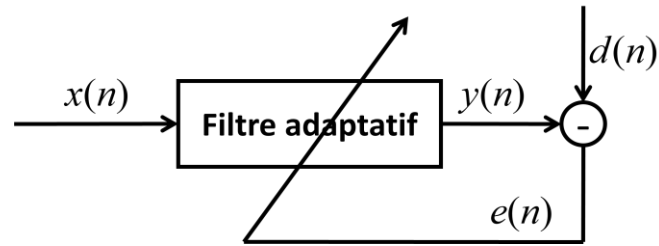


Figure 3.2. Schéma du filtrage de Wiener.

Le problème du filtrage 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 $x(n)$.

On note $e(n) = d(n) - y(n)$ l'erreur entre la réponse désirée $d(n)$ et la sortie $y(n)$.

On note également $w(n)$ la réponse impulsionnelle du filtre.

Le problème consiste donc à rechercher le filtre assurant l'erreur la plus faible $e(n)$, au sens d'une certaine fonction de coût :

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \min_w J(e(n)) \quad (3.2)$$

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

$$J = \mathbb{E}\{e^2(n)\} \quad (3.3)$$

De nombreux choix sont possibles en ce qui concerne la fonction de coût ; par exemple

- l'erreur quadratique moyenne (EQM)
- erreur L_1
- erreur L_k

Mais la plus utilisée reste l'erreur quadratique moyenne car elle conduit à des développements mathématiques complets et simples, fournit la solution en fonction des caractéristiques au second ordre des variables aléatoires, caractéristiques qui sont les plus simples à estimer, et enfin fournit une solution unique. C'est sur l'estimation linéaire en moyenne quadratique que repose le filtrage de Wiener.

- La sortie du filtre est donnée par :

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l x(n-l) \quad (3.4)$$

Cette famille de filtre (3.4) est celle des filtres RIF.

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

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{w}(n)^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (3.5)$$

Avec

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_n]^T \quad (3.6)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-l+1)]^T \quad (3.7)$$

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 :

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (3.8)$$

3.4 Erreur Quadratique Moyenne (MSE)

Dans tout système de communication numérique, l'objectif est de transmettre l'information avec le minimum d'erreurs 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 coût est la fonction de référence qui sera prise pour minimiser l'erreur avec les filtres. Comme la plupart des problèmes peuvent être formulés de cette manière et que cette approche permet d'exploiter directement les algorithmes classiques de l'analyse numérique, il s'agit de la méthode la plus fréquemment utilisée. Comme nous l'avons vu, le coût quadratique est le plus souvent retenu du fait de la simplicité des algorithmes qui en découlent. Cette approche s'applique à toutes les structures des filtres optimaux.

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

$$J = E \{ (e(n))^2 \} \quad (3.9)$$

Où $e(n) = d(n) - y(n)$ donc on aura

$$J = E \{ (d(n) - y(n))^2 \} \quad (3.10)$$

Donc entre le signal $x(n) = d(n) + w(n)$ qui sont des signaux stationnaires. Cela signifie que le signal désiré est entaché de bruit. Le filtre sera conçu à produire $y(n)$ estimé en utilisant une combinaison linéaire avec le signal informatif $x(n)$ [20].

Ce paramètre est formé de deux composantes :

- l'une due à l'IES présent dans le signal à égaliser.
- l'autre due au bruit gaussien présent dans le signal reçu.

Si les caractéristiques du canal ne sont pas connues, une méthode adaptative est utilisée et le critère utilisé est un critère dérivé de l'EQM.

Le critère du MSE présente de nombreux avantages [21] :

- 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. 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 [22].

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

D'où

$$J^{MSE} = E[(d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n))^2] \quad (3.12)$$

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

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

On peut réécrire la fonction cout de manier suivant :

$$J^{MSE} = E[d^2(n)] - 2 \mathbf{R}_{xd}\mathbf{w} + \mathbf{w}^T\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(ln) \quad (3.13)$$

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

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T] \quad (3.14)$$

Le \mathbf{R}_{xd} est le vecteur d'intercorrélacion entre la sortie désirée et l'entrée

$$\mathbf{R}_{xd} = E[d(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (3.15)$$

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

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

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

$$\nabla_{\mathbf{W}} J^{MSE} = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}(n) \quad (3.16)$$

Par conséquent à l'optimum, on a : $0 = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}_{opt}$

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xd}$$

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{R}_{xd} \quad (3.17)$$

L'équation (3.17) est appelée l'équation de Winner-Hopf [24].

Finalement on obtient la formule de l'erreur quadratique minimal, on remplace l'équation de \mathbf{W}_{opt} dans équation (3.13)

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{R}_{xd}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (3.18)$$

3.6 Présentation des algorithmes adaptatifs

Un algorithme adaptatif est un ensemble d'instructions utilisées pour exécuter une fonction qui peut s'adapter en cas de changements dans l'environnement. Les algorithmes adaptatifs sont capables d'ajuster intelligemment leurs activités à la lumière de l'évolution des circonstances pour obtenir le meilleur résultat possible. Ils peuvent être programmés dans un certain nombre de langages informatiques à tout faire, de l'automatisation de contrôle du trafic aérien... [24]

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 "assez près" de la solution optimale.
- La mesure de cette "proximité" entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite (tracking) des variations (non-stationnarités) du système,
- La robustesse au bruit.
- La complexité.
- La structure (modularité, parallélisme....).
- Les propriétés numériques (stabilité - précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients du filtre [24].

3.6.1 Algorithm Least Mean Squares (LMS)

L'algorithme LMS (Least Mean Squares) est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Car il est le plus simple à mettre en œuvre. Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale.[23]

Le vecteur de poids d'égalisation LMS est donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.19)$$

Avec μ est le pas d'adaptation et $e(n)$ est le signal de l'erreur donnée par :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.20)$$

La condition nécessaire et suffisante de convergence en moyenne de l'algorithme LMS est :

$$0 < \mu_{LMS} < 2/\lambda_{max} \quad (3.21)$$

Le λ_{max} désigne la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation R_{xx} de l'équation (3.10)

En pratique, on utilise souvent, pour le choix de la constante μ , une condition plus restrictive qui garantit la convergence en moyenne quadratique (MQ) :

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}(R)} \quad (3.22)$$

Où l'opérateur *Trace* (.) représente la somme des éléments de la diagonal d'une matrice et σ_x^2 désigne l'énergie du signal d'entrée $x(n)$. Dans le cas d'une entrée blanche la trace (R)= $M\sigma_x^2$

➤ Caractéristique du filtre LMS

L'algorithme LMS est très simple, mais son inconvénient est qu'avec une grande valeur de μ nous assistons à une accélération de convergence et cela cause une instabilité.

3.6.2 Algorithme LMS normalisé (NLMS)

L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) est une variante de LMS qui consiste à normaliser le pas d'adaptation μ dans l'algorithme LMS par l'énergie du signal d'entrée $x(n)$ et de rendre ainsi la convergence plus au moins uniforme en passant d'une étape d'adaptation à une autre. Il est donné par les équations suivantes [24] :

- Filtrage de $d(n)$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.23)$$

Le pas d'adaptation μ est alors remplacé par un pas d'adaptation défini à chaque itération par : $\mu_n = \frac{\mu}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)}$

- Adaptation de filtre $w(n)$

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.24)$$

Où μ représente le pas d'adaptation de l'algorithme NLMS. La condition suffisante de la convergence est alors donnée par :

$$0 < \mu_{NLMS} < 2 \quad (3.25)$$

➤ Caractéristique du filtre NLMS

- la stabilité et la faible complexité.
- Le transitoire dépend de la dispersion spectrale du signal d'entrée La convergence peut devenir très lente dans le cas de la parole

3.6.3 Algorithm Recursive least Squares (RLS)

L'algorithme des moindres carrés récursifs est un type d'algorithme adaptatif qui converge plus rapidement que les autres algorithmes LMS et NLMS. Le RLS a le potentiel d'ajuster automatiquement les coefficients d'un filtre, la performance de cet algorithme est de minimiser à chaque instant la somme pondérée des carrés des erreurs estimées.

La mise à jour du vecteur des poids d'égalisation RLS peut être donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{k}(n) e(n) \quad (3.26)$$

L'initialisation de ce vecteur :

$$\mathbf{w}(0) = 0 \quad (3.27)$$

Avec $e(n)$ représente l'erreur a priori :

$$e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.28)$$

Et $\mathbf{k}(n)$ est le gain de Kalman qui est définis comme suit :

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{Q}(n-1)\mathbf{x}(n)}{1+\lambda^{-1}\mathbf{x}^T(n)\mathbf{Q}(n-1)\mathbf{x}(n)} \quad (3.29)$$

Où le $\mathbf{x}(n)$ est le vecteur du signal d'entrée.

Le $d(n)$ est le signal désiré.

Le $\mathbf{w}(n)$ est le vecteur des coefficients du filtre.

Le calcul de $\mathbf{k}(n)$ est effectué à l'aide de la matrice $\mathbf{Q}(n)$ qui se définit comme suit :

$$\mathbf{Q}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{Q}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{x}^T(n)\mathbf{k}(n)\mathbf{Q}(n-1) \quad (3.30)$$

Avec $Q(0) = \delta^{-1}$ et δ est une constante positive.

Où λ est le facteur d'oubli compris entre 0 et 1.

3.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le principe de base du filtrage adaptatif et les différents types de filtres utilisés pour minimiser l'erreur quadratique due aux perturbations du canal et les différents algorithmes utilisés pour la mise à jour des coefficients du filtre. En faisant référence aux NLMS et RLS et qui fait l'objet de ce travail de fin d'étude.

Chapitre 4 Résultats de simulations et analyse des performances

4.1 Introduction

Dans cette partie de notre travail, nous allons présenter les résultats obtenus après simulation avec logiciel Matlab de l'égalisation adaptative par l'algorithme des moindres carrés récursifs RLS. Nous commencerons par la définition de certains outils de référence que nous utiliserons ; puis la présentation et description des paramètres utilisés. Nous terminerons ce chapitre, par l'analyse et le commentaire des résultats obtenus de manière explicite et enfin nous procéderons à une comparaison de l'algorithme à gradient stochastique NLMS et l'algorithme des moindres carrés récursifs RLS.

4.2 Paramètres de Simulation

Les paramètres de cette simulation sont représentés dans le tableau ci-dessous :

Référence	Paramètres de Simulation
Signal source	Signal aléatoire Nombre d'échantillon : 30 000
Type de modulation	Modulation 16-PSK Modulation 16-QAM
Suréchantillonnage	Fréquence d'échantillonnage : $f_e=8$ KHz Fréquence de suréchantillonnage : $f_s=4*f_e$ KHz

Filtrage Numérique (racine de cosinus surélevé)	Filtre en cosinus surélevé (rcosin) le spectre de signal émis doit être suffisamment localisé afin d'éviter l'IES -Facteur de retombée (roll-off)= 0.2 ; 0.8 facteur d'excès de la bande filtre qui est compris entre 0 et 1. Filtre passe-bas : <i>sqrt/fir</i>
Type de Canal	Canal de Rayleigh (Multi-trajet)
Bruit	Bruit blanc additif gaussien. SNR=30 dB.
Paramètre du filtre	Taille du filtre : L=32 ; facteur d'oubli : $\lambda = 1-1/L$ Nombre d'itération : 100
Critère de comparaison	Constellation Diagramme de l'œil Erreur linéaire. Erreur Quadratique Moyenne (EQM) Convolution

Tableau 4.1. Tableau des paramètres utilisés dans la simulation

4.3 Résultats de la simulation

4.3.1 Diagramme de constellation

Un **diagramme de constellation** est la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ou la modulation par sauts de phase (PSK).

a Modulation 16-PSK

La figure 4.1 illustre les diagrammes de constellation de la 16-PSK, nous avons le cas idéal sur lequel les points forment un cercle dans le plan complexe avant la traversé du

canal. Après le canal, il en résulte un signal bruité entaché d'erreur dont un fort taux d'interférence entre symboles, ceci compromet la récupération de l'information d'origine et explique l'éparpillement des coefficients (constellation avant égalisation). Pour résoudre ce problème d'IES, nous procédons à une égalisation du canal afin de récupérer l'information. A la sortie de l'égaliseur, nous avons une constellation dont les points sont bien séparés en respectant une distance minimale. Et la dernière constellation de la figure 4.1 (bas de la figure) représente en même temps le cas idéal (points rouge) et après égalisation (points verts), où les points rouges et verts sont unis, ceci montre clairement que le canal a été bien égalisé et l'information a été récupérée.

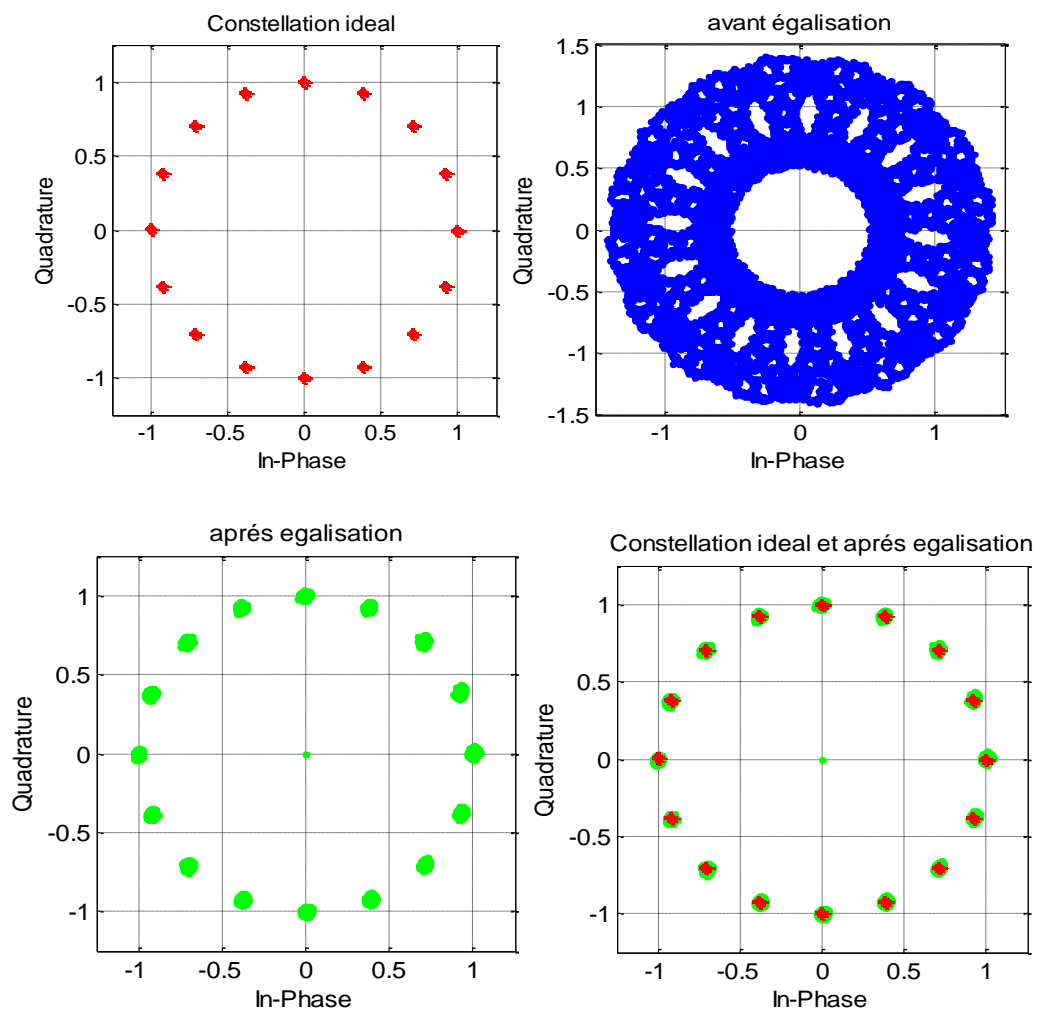


Figure 4.1. Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 16-PSK

b Modulation 16-QAM

Nous avons effectué le même travail, mais cette fois-ci avec la modulation 16-QAM et les illustrations obtenues sont données par la figure 4.2. Comme dans le cas précédent, après égalisation, nous constatons qu'elle a été bien effectuée selon la figure ci-dessous ; les points rouges (cas idéal) sont au centre des points verts (après égalisation), et forment un couple. On conclut que l'information a été récupérée en entier, le canal a été bien égalisé et aussi le passage à une autre modulation n'affecte pas le système.

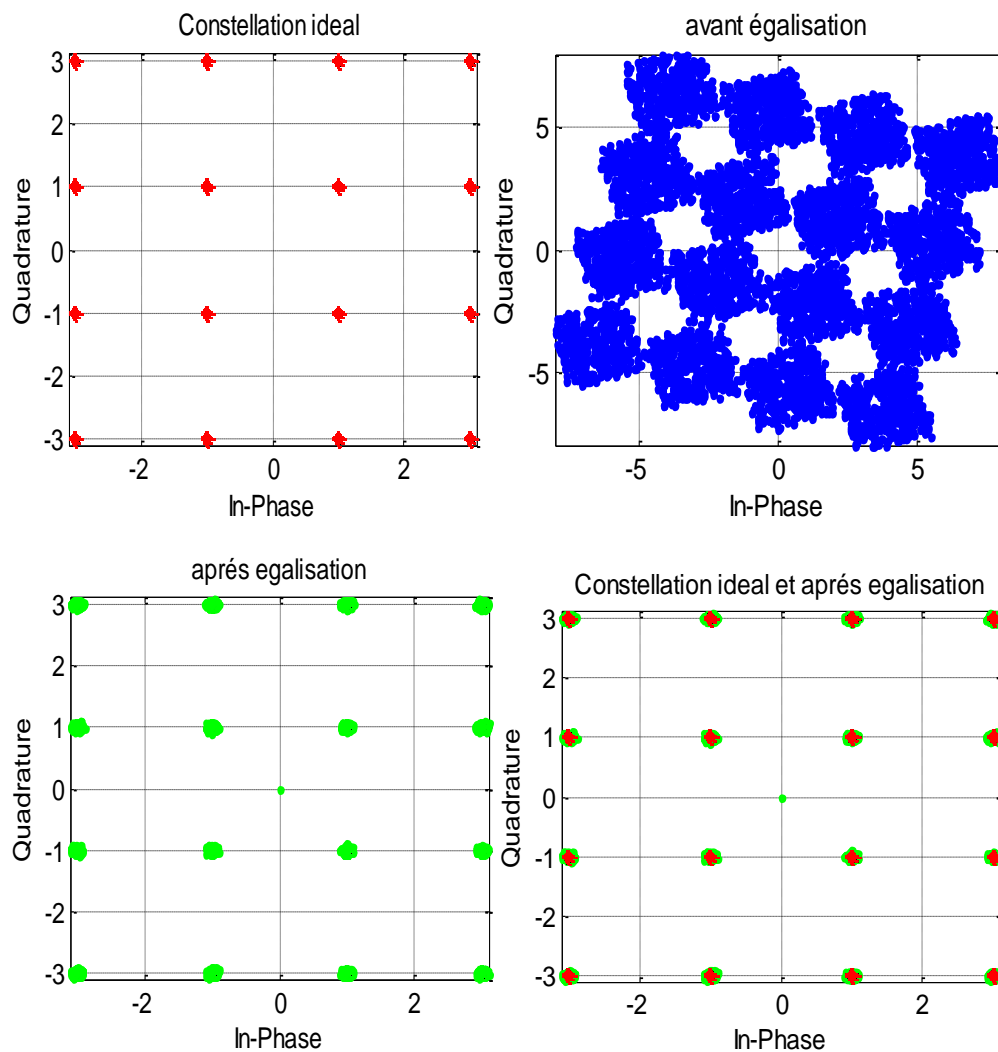


Figure 4.2. Diagramme de constellation de la modulation 16-QAM

4.3.2 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est un outil indispensable en télécommunication. Il permet d'une manière très simple de visualiser la présence d'interférence entre symbole et d'apprécier la qualité des signaux numériques reçus, dans le cas idéal, l'œil est bien

ouvert donc les symboles sont bien séparés mais en revanche l'œil fermé se traduira inévitablement par de nombreuses erreurs de transmission (bruit, l'IES, etc....).

D'après la figure 4.3 nous avons le cas idéal du diagramme de l'œil visualisé avant la phase d'égalisation, où l'œil est bien ouvert cela signifie une absence totale de bruit et d'IES qui sont introduits par le canal. De l'interaction du signal avec le canal, il en résulte un signal noyé dans le bruit et un effet de mélange des symboles. Donc, la nécessité d'une égalisation s'impose, après cette phase d'égalisation nous remarquons l'ouverture de l'œil à nouveau, ceci témoigne la bonne qualité de la transmission et le bon déroulement de l'égalisation.

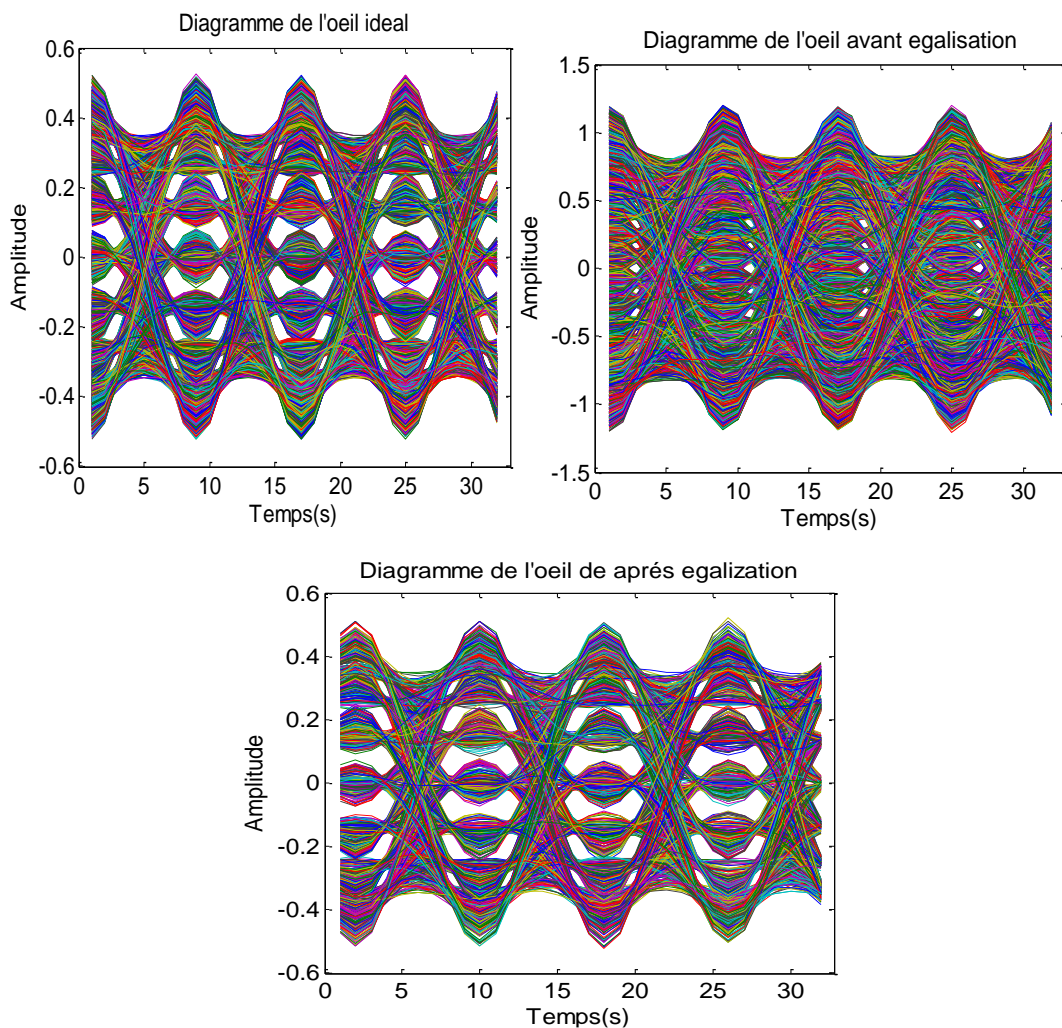


Figure 4.3. Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-PSK

Nous avons obtenu les mêmes résultats, en faisant la même expérience avec la modulation 16-QAM. On remarque que l'œil est bien ouvert, que dans le cas précédent (voir figure 4.4).

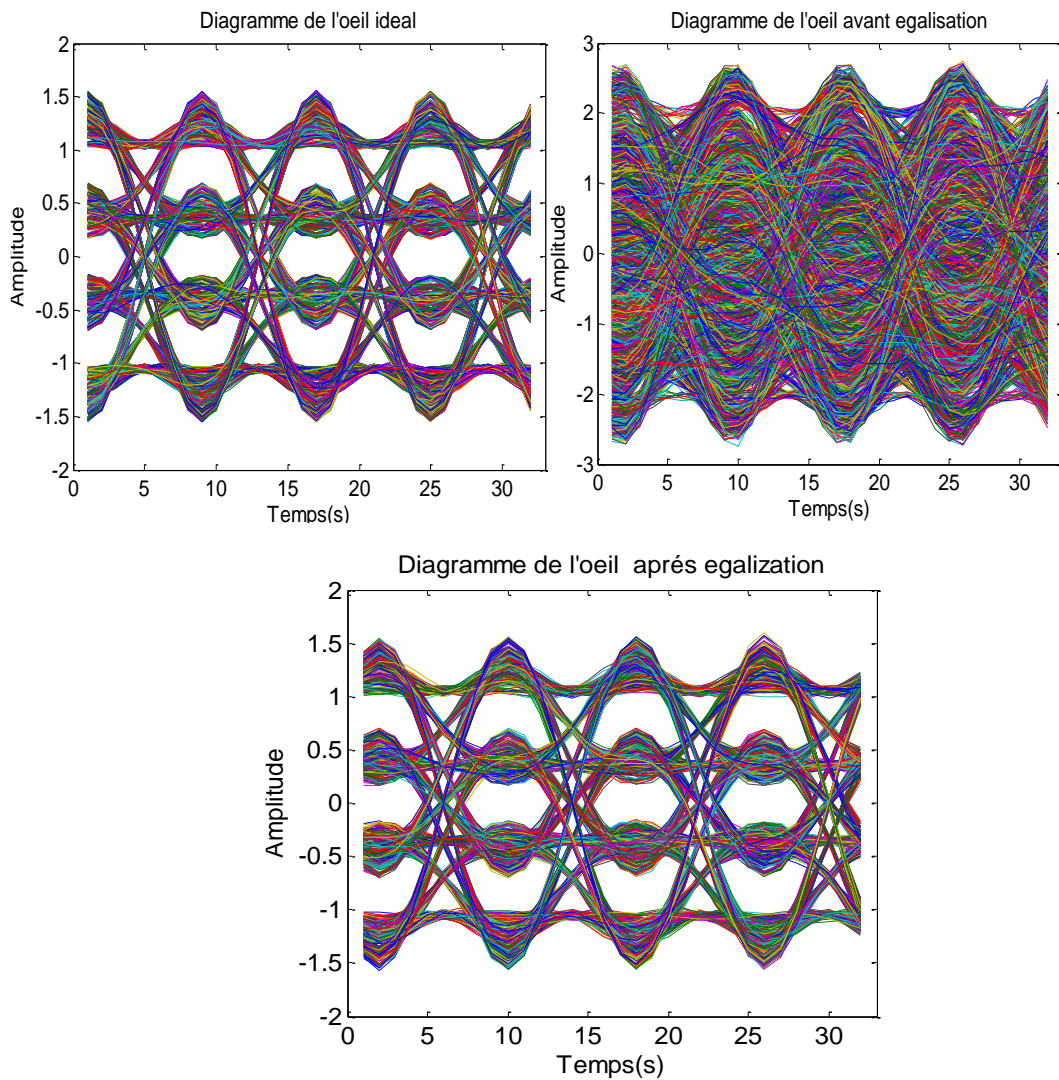


Figure 4.4. Diagramme de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM

a Effet de variation du facteur de retombée (Roll-off)

Pour mieux éliminer la distorsion responsable d'IES introduite par le canal, on utilise un filtre appelé filtre de Nyquist en racine cosinus surélevé placé derrière les filtres à la réception. Ce filtre est caractérisé par un paramètre appelé facteur de roll-off, facteur d'arrondi ou encore facteur de retombée, c'est un paramètre réel compris entre 0 et 1. Pour $\alpha = 0$, on obtient le filtre passe-bas idéal.

Dans cette partie nous réduisons la valeur du Roll-off en prenant $\alpha = 0.2$. D'après la figure ci-dessous, on remarque une légère différence au niveau de l'ouverture de l'œil dans le cas idéal et après égalisation par rapport aux figures 4.3 et 4.4 où $\alpha = 0.8$. L'ouverture de l'œil est nettement plus petite, que dans le cas précédent mais cela ne

se traduit pas par une mauvaise égalisation du canal. Car nous pouvons voir sur la figure 4.5 que le cas idéal et l'après égalisation sont identiques.

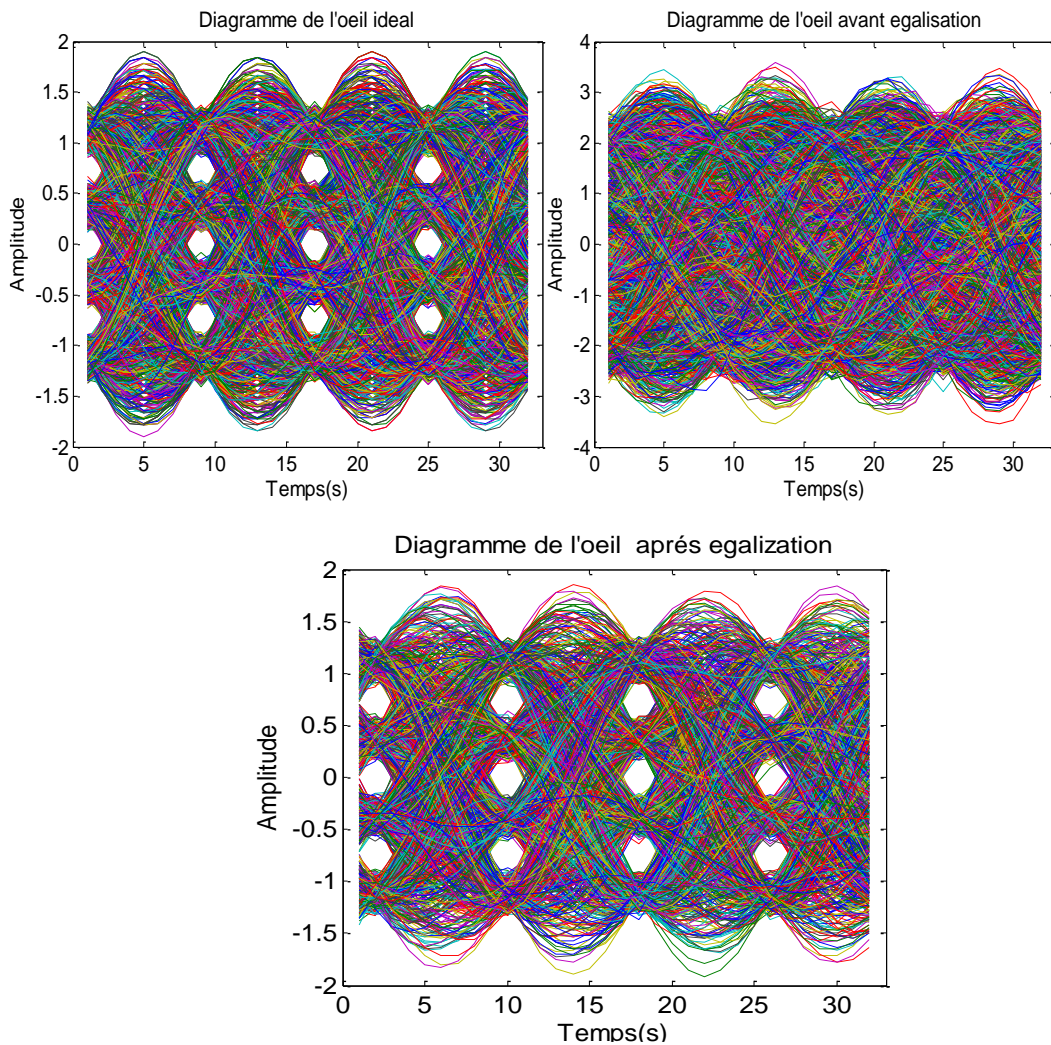


Figure 4.5. Diagramme de l'œil effet du roll-off

Ce phénomène s'explique par ce qui suit : lorsque la valeur du roll-off est faible, on est confronté à deux problèmes, dont la première 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. Nous retenons que le choix du facteur de retombée est important, pour la performance de l'égaliseur ; cependant la valeur la plus proche de 1 est l'idéale.

4.3.3 L'erreur linéaire

La représentation de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itération est donnée par les figures 4.6 et 4.7, avec les deux modulations utilisées à savoir la 16-PSK et 16-QAM. Ainsi l'erreur quadratique est donnée sous sa représentation normale ensuite en décibel (dB). Nous constatons qu'à partir de 100 itérations, l'erreur tend vers 0 et l'algorithme converge vers la solution optimale, en éliminant les interférences entre symboles.

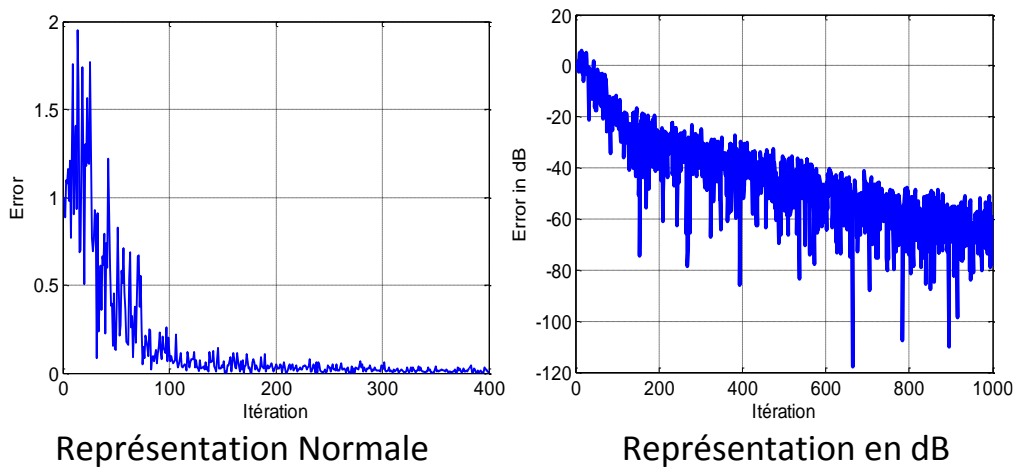


Figure 4.6. Erreur et EQM en dB pour 16-PSK

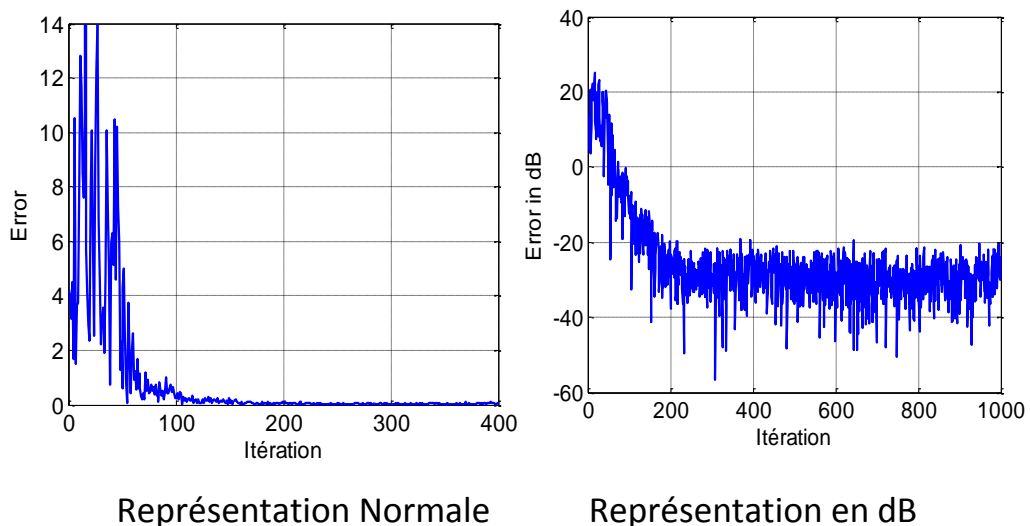


Figure 4.7. Erreur et EQM en dB pour 16-QAM

La figure 4.8 ci-dessous est une représentation de l'évolution temporelle du signal avant et après égalisation ; en effet, nous notons la présence de trois signaux dont l'un bleu (signal d'origine). Ce dernier est totalement couvert par le signal de couleur rouge

(après égalisation). Puis nous avons un signal en vert (l'erreur entre la sortie et l'entrée) comme nous le montre la figure, il converge rapidement vers 0. Cela s'explique par l'égalité entre le signal émis et après égalisation. On conclut que l'erreur ne diverge pas, la convergence des coefficients est assurée.

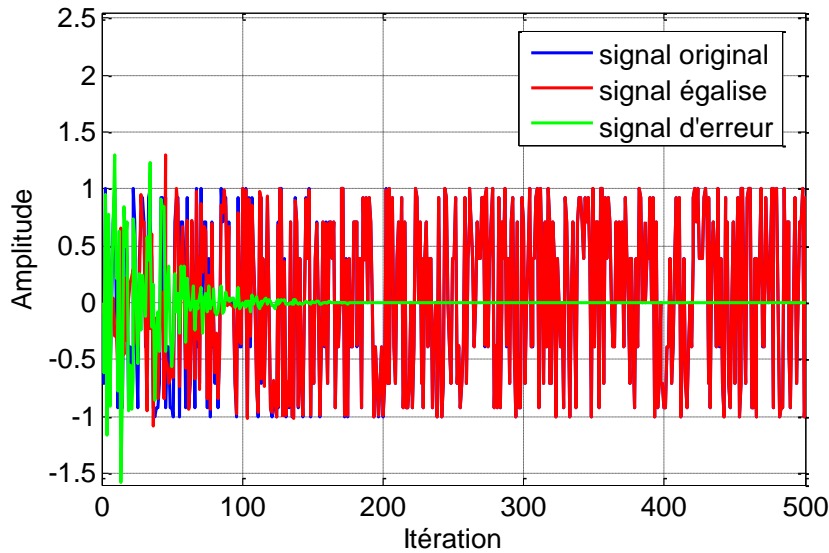


Figure 4.8. Représentation du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur

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 : l'algorithme à gradient stochastique cherche à minimiser l'EQM (MSE) tandis que la méthode des moindres carrés récursifs se propose de minimiser la somme des erreurs quadratiques donnée par la formule suivante :

$$\varepsilon(k_2) = \left(\frac{1}{k_2 - k_1}\right) \sum_{k=k_1}^{k_2} e^2(k) \quad (4.1)$$

D'où $e(k)$ étant l'erreur obtenue par la différence entre le signal reçu et le signal désiré sur une fenêtre $[k_1, k_2]$ de taille limitée. Dans la suite, on se placera dans le cas où $k = 1$, et on introduit une pondération exponentielle dans la fonction de coût :

$$MSE = \varepsilon(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} e^2(k) \quad (4.2)$$

Si $\lambda = 1$, $E(n)$ est simplement la somme des erreurs quadratiques. Si $\lambda < 1$, les erreurs passées sont pondérées avec un poids (facteur d'oubli) qui décroît exponentiellement. Lorsque n tend vers ∞ cela montre, qu'on tend vers la solution de Wiener-Hopf. Ensuite, on exprime la valeur de l'erreur en décibel (dB) :

$$MSE_{dB} = 10 \log(\varepsilon(n)) \quad (4.3)$$

L'évolution de cette 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)

Dans cette partie nous étudierons l'influence du RSB sur l'évolution du MSE, pour évaluer cela, nous avons effectué la simulation avec les valeurs suivantes RSB=10, 20 et 30 dB (modulations 16-PSK et 16-QAM). Les résultats obtenus sont présentés dans les figures 4.9 et 4.10 nous remarquons, qu'au fur à mesure que le SNR augmente, le MSE diminue très rapidement. On conclut que, le MSE et le SNR sont inversement proportionnels et pour obtenir de meilleures performances, nous devons augmenter la valeur du SNR.

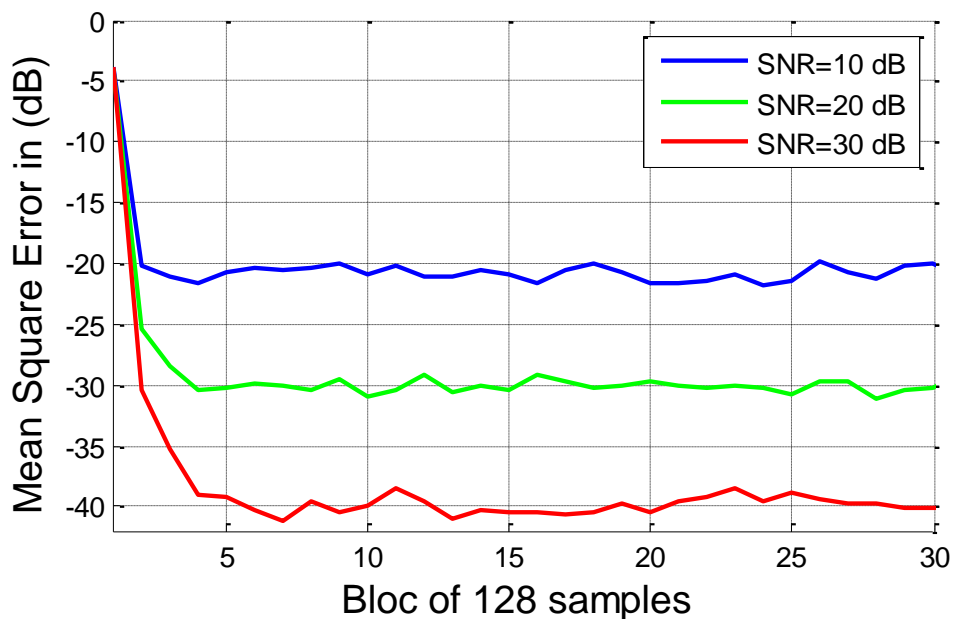


Figure 4.9. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB 16-PSK

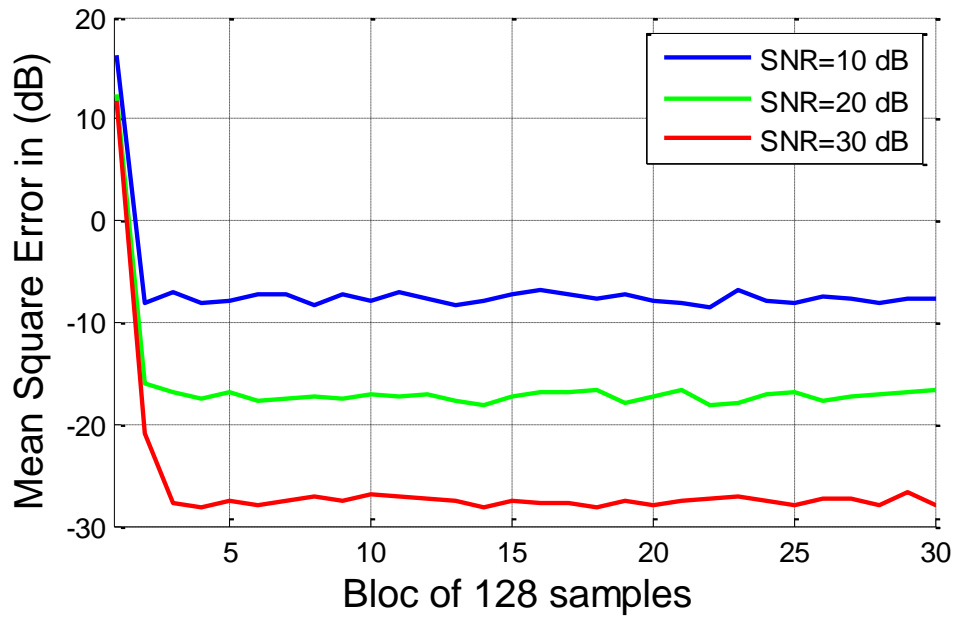


Figure 4.10. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB 16-QAM

b Influence de la Taille du filtre L

Les figures 4.11 et 4.12 représentent, l'évolution du MSE en fonction de la variation de L la taille du filtre, respectivement dans les modulations 16-PSK et QAM. Lors de la simulation, nous avons pris les valeurs suivantes $L = 32, 64,$ et 128 en maintenant les autres paramètres constants. D'après l'analyse des figures, nous remarquons que le MSE diminue avec la taille L du filtre. Le MSE est proportionnelle à la taille du filtre et par conséquent les résultats obtenus avec $L=32$ sont meilleurs que les autres cas.

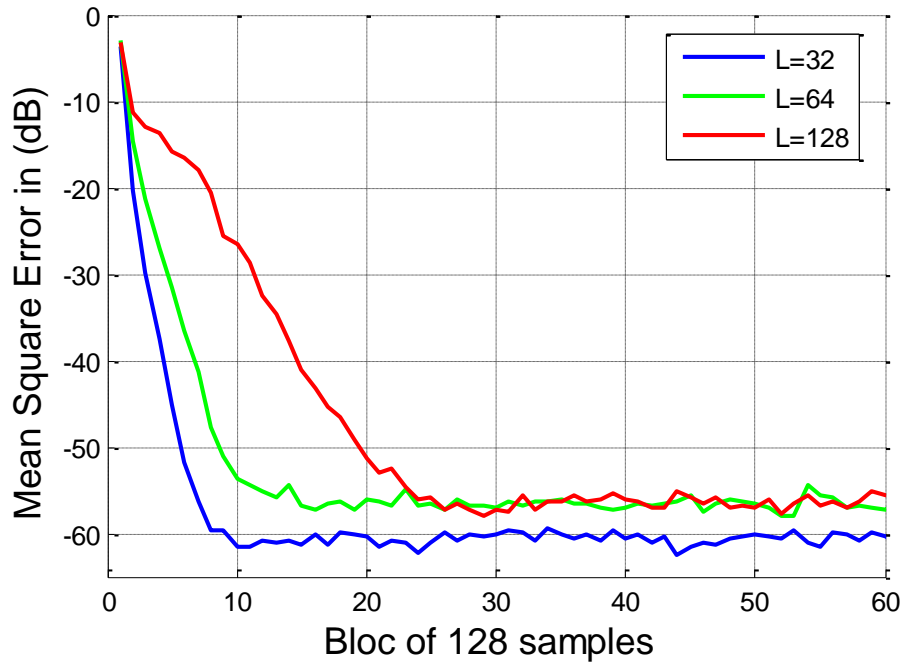


Figure 4.11. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre
16-PSK

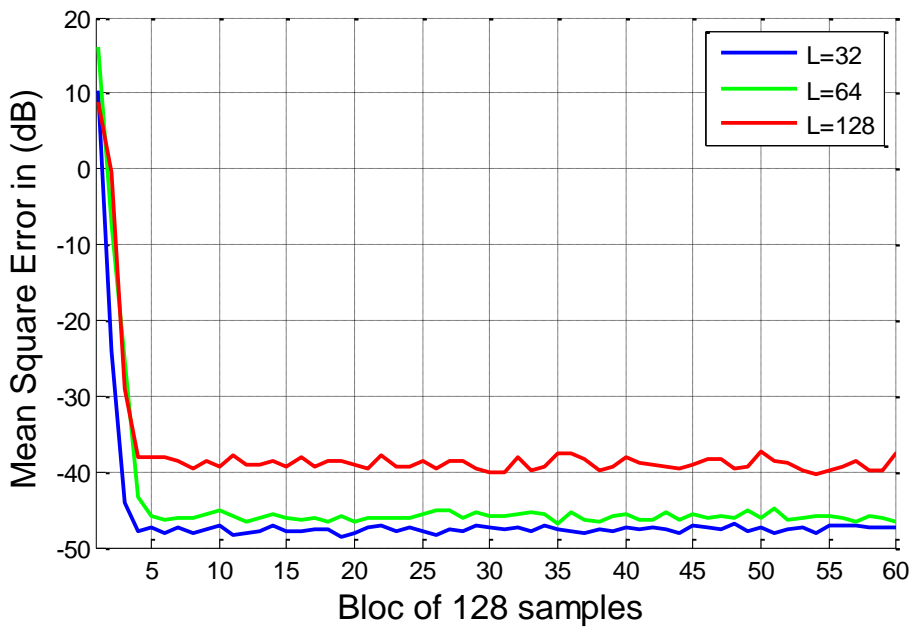


Figure 4.12. Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre
16-QAM

4.3.5 Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh

La figure ci-dessous représente les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh, nous notons un total de huit canaux avec six points chacun. Chaque forme de courbe décrit une densité de probabilité obtenue avec la loi de Rayleigh. Par la suite on va faire la convolution entre l'égaliseur et les différents canaux de Rayleigh pour vérifier le critère de Nyquist.

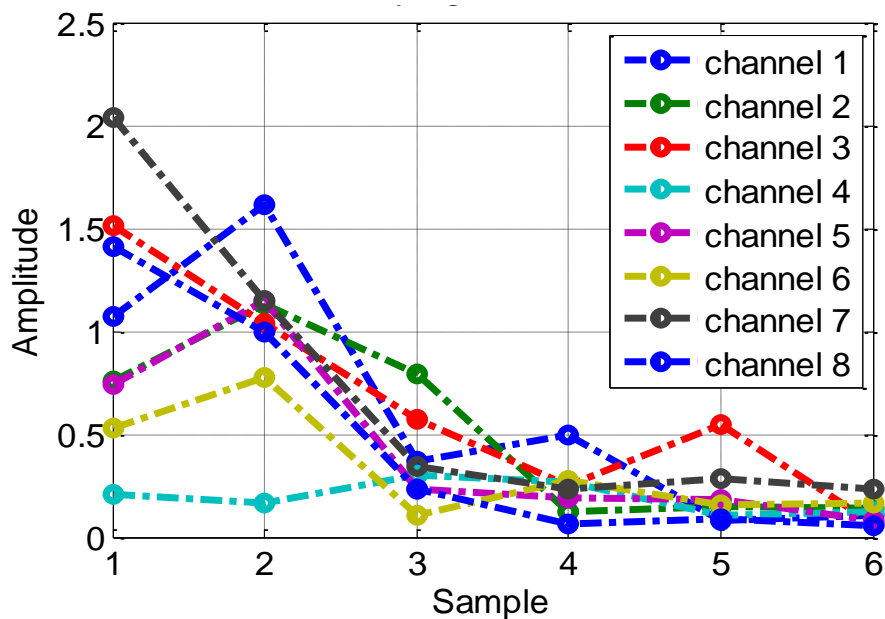


Figure 4.13. Les trajets multiples du canal de Rayleigh

4.3.6 Critère de Nyquist

La figure ci-dessous est obtenue en faisant la convolution entre le canal réel et le canal estimé par l'égaliseur. Comme nous pouvons le remarquer, elle donne une impulsion dans le temps avec les deux cas, la partie réelle ainsi que imaginaire.

Cela nous montre que le critère de Nyquist est respecté et les canaux ont été bien égalisés. Les IES sont éliminés et l'information utile a été récupérée sans erreur.

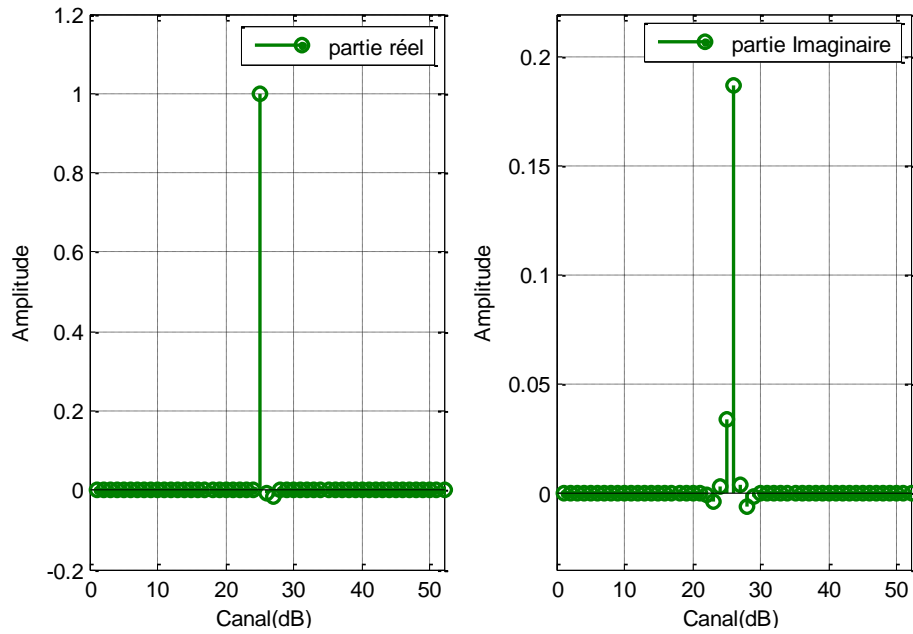


Figure 4.14. Critère de Nyquist

La figure ci-dessus représente le cas d'un seul canal mais, nous avons fait le même constat avec l'ensemble des huit canaux.

4.3.7 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, avec chacun des huit canaux bien séparés selon la figure avec une DSP de l'ordre de 1.

Cela nous montre, que le canal a été bien égalisé et l'information a été récupérée.

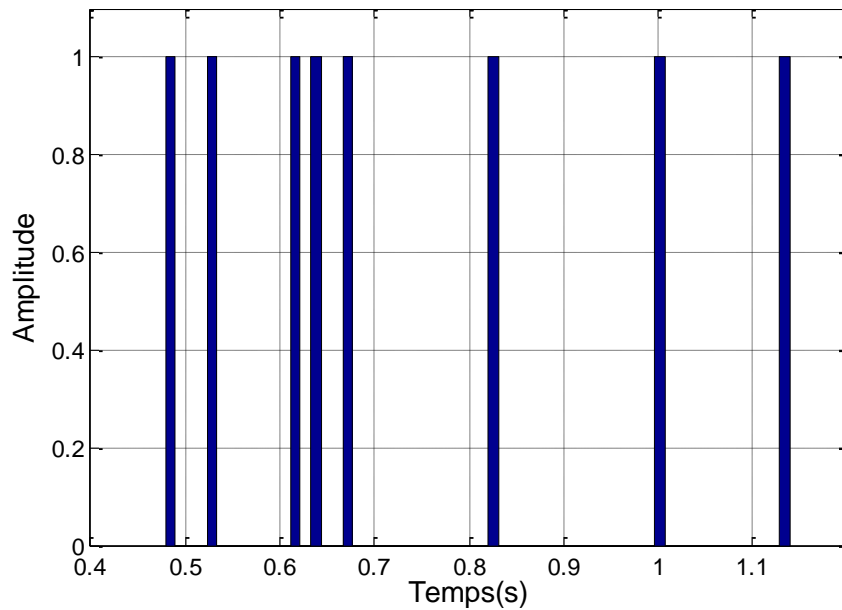
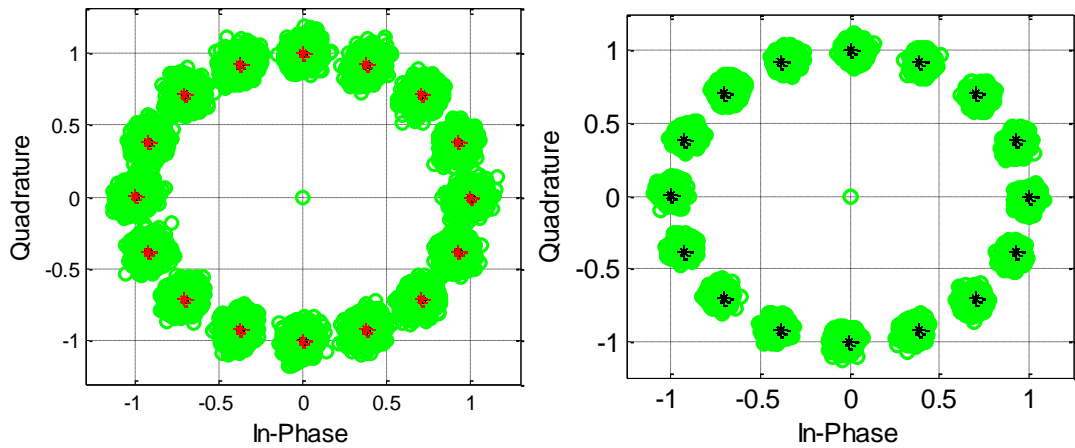


Figure 4.15. Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh

4.4 Comparaison des algorithmes NLMS et RLS

Dans cette partie, nous illustrons simultanément les résultats de l'égaliseur adaptatif avec les algorithmes NLMS et RLS pour comparer leur vitesse de convergence. Pour cela nous commençons par les diagrammes de constellations avec la modulation 16-PSK et avec un SNR=20 dB. D'après la figure 4.16 nous constatons que l'algorithme RLS donne un meilleur résultat que le NLMS. Car la distance entre les points de constellation mise en évidence par le RLS est plus grande que celle du NLMS et par conséquent sa probabilité d'erreur est faible.



Constellation 16-PSK NLMS

Constellation 16-PSK RLS

Figure 4.16. Diagramme de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK par les algorithmes NLMS et RLS après égalisation SNR=20 dB.

La courbe suivante montre l'évolution du taux d'erreur Binaire (BER : Bit Errors Rate) en fonction de rapport de signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) pour les deux type d'algorithmes NLMS et RLS nous remarquons que le BER diminue lorsque on augmente le SNR mais dans le cas RLS il diminue très rapide que NLMS.

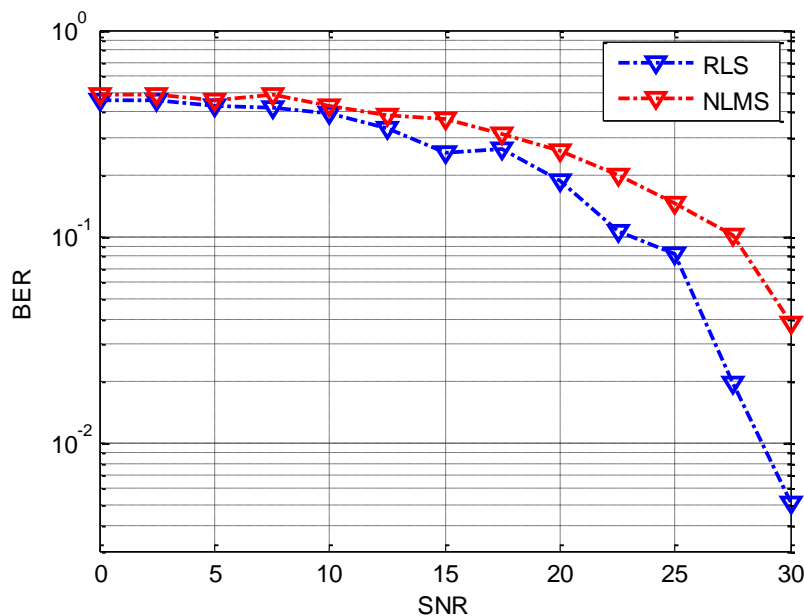


Figure 4.17. Evolution du taux d'erreur binaire en fonction du SNR

Nous poursuivons cette comparaison mais cette 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=50) et pour le RLS ($L=32$, SNR=50) On obtient la figure 4.18 qui illustre, l'erreur du NLMS (Signal rouge) et du RLS (signal bleu). Nous remarquons, que très rapidement le RLS converge vers 0 (à environ 150 itérations) et le NLMS un peu tardivement converge à son tour (à environ 700 itérations). L'algorithme RLS donne de meilleurs résultats par rapport à l'algorithme NLMS.

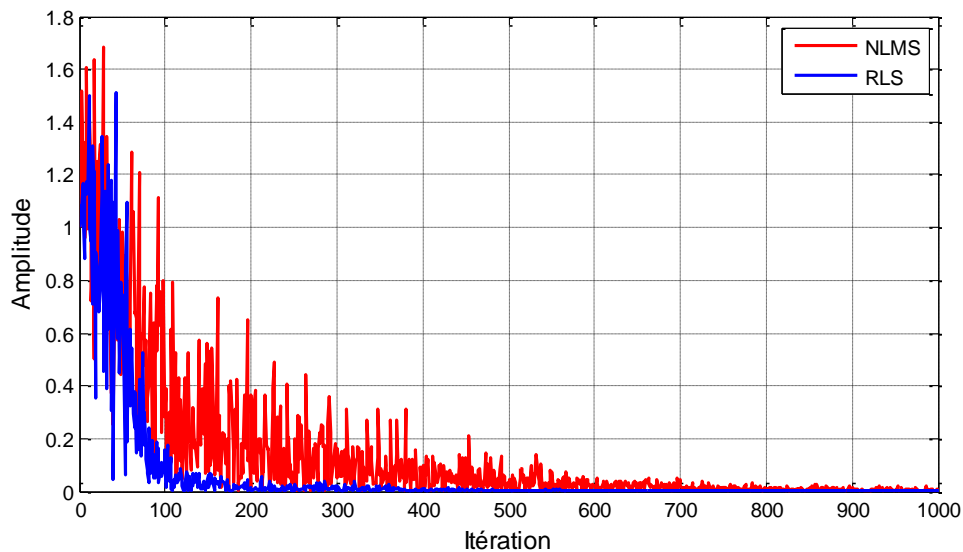


Figure 4.18. Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RLS

La figure 4.19 représentant 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 RLS. Comme nous pouvons le remarquer, l'erreur converge vers la solution optimale dans les deux cas mais le RLS converge plus rapidement.

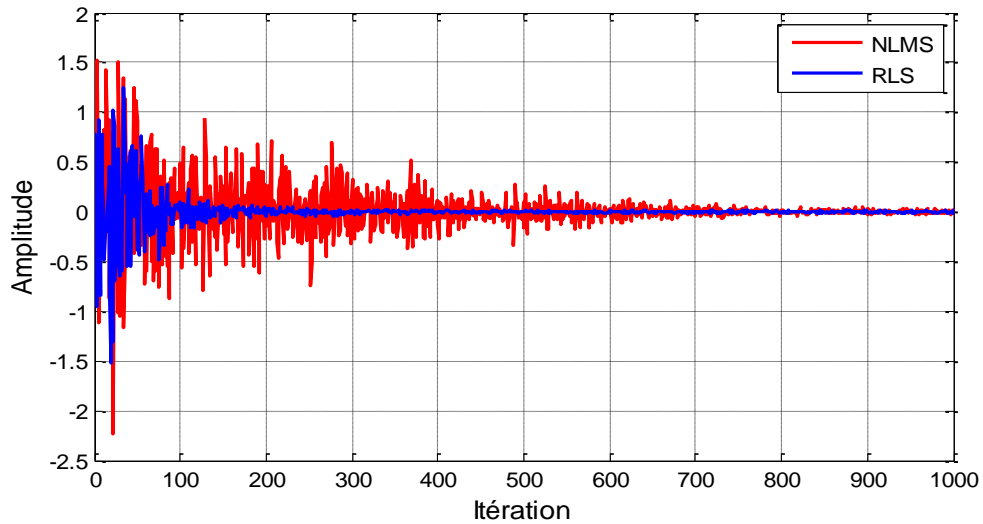


Figure 4.19. Représentation temporelle de l'erreur l en fonction du nombre d'itérations du NLMS et RLS

La dernière figure 4.20 est la visualisation du MSE en dB dans les deux cas et on fait le même constat par rapport à la convergence. Ces figures ci-dessous illustrent, clairement que la vitesse de convergence de l'algorithme RLS est supérieure à celle du NLMS.

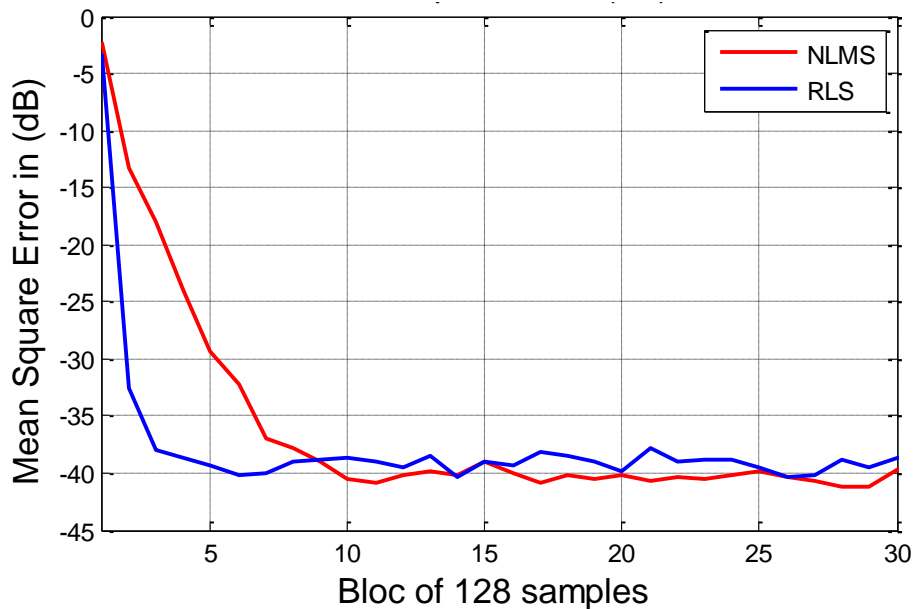


Figure 4.20. Evolution du MSE dans le temps comparaison de la vitesse de convergence du NLMS et RLS

4.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les performances de l'égaliseur adaptatif, avec phase d'apprentissage en utilisant l'algorithme des moindres carrés récursifs RLS pour la mise à jour des coefficients du filtre. Nous avons analysé, commenté et interprété les résultats obtenus après simulation dans les conditions de fonctionnement contraignante en faisant varier certains paramètres : le Roll-off, SNR et la taille du filtre. On rappelle que la simulation a été faite avec le canal de Rayleigh, en utilisant les modulations 16-PSK et 16-QAM.

Après simulation, on a obtenu des diagrammes de constellation avec des points bien ordonnés identiques aux cas idéaux et 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 des meilleures performances de l'égaliseur sont obtenues avec la variation des paramètres cités notamment une forte valeur du roll-off et du SNR mais en revanche une faible valeur de la taille du filtre permet au MSE de converger très rapidement en rendant ainsi l'égaliseur plus performant.

A l'égard de ces résultats, il apparait clairement que l'égalisation adaptative par l'algorithme RLS est très efficace et fonctionne de manière très satisfaisante.

Conclusion générale

Avec le développement des systèmes numériques de communications sans fil, de plus en plus d'applications adoptent ce support et on assiste à une explosion de la demande en termes de débit de transmission. Dans ce contexte, l'augmentation de l'efficacité spectrale est devenue un facteur majeur pour répondre à ce besoin. C'est dans cette perspective que nous avons étudié et proposé l'égalisation adaptatif supervisée basée sur l'algorithme RLS afin d'éliminer les IES introduites par le canal. Ce mémoire est consacré à l'égalisation des canaux de transmission à trajets multiples par l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS).

Nous avons commencé avec une présentation de la chaîne de transmission, qui est la base de tout type de système de transmission et est notamment constitué d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal où s'ajoutent généralement les erreurs. Nous avons également introduit le phénomène d'interférence entre les symboles que les signaux subissent lors de leur interaction avec le canal de transmission.

Puis nous avons présenté l'égalisation, son importance dans la chaîne de transmission, les critères, et les différents types d'égaliseurs avec leurs avantages et inconvénients.

Ensuite, nous sommes passés à la technique d'égalisation adaptative avec apprentissage et avons présenté les différents algorithmes utilisés pour la mise à jour des coefficients du filtre. Parmi ces algorithmes, nous avons l'algorithme à gradient stochastique et l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS), qui est utilisé principalement dans ce mémoire.

Nous terminons ce modeste travail par la simulation de la chaîne de communication avec l'algorithme RLS en utilisant les modulations 16-PSK et 16-QAM. Nous avons

visualisé, analysé, puis commenté explicitement les résultats obtenus. A l'issue de cette simulation, nous avons retenu que la variation de certains paramètres tels que le RSB, la taille du filtre et le roll-off contribuent beaucoup à l'amélioration des performances de l'égaliseur.

Bibliographie

- [1] M. Joindot, A. Glavieux, "Introduction aux communications numérique", Masson, 1996
- [2] P. Jardin, "Codage de la source ", ESIEE, octobre 2008
- [3] J. Proakis, "Digital Communication ", Fourth Edition, McHill, 2000
- [4] P. Kadionic, "Base de transmission numérique les modulations numériques", ENSEIRB, 2000
- [5] J-P. Muller, "les modulations numériques dans les system de communication", décembre 2000
- [6]. M. Aksas. Mémoire de maitrise en génie électrique " Égaliseur Aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse" Ecole de Technologie Supérieur de Montréal, Québec 2003.
- [7]. Heinrich Meyr, M. M., Stefan A. Fechtel "Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing (Wiley series intelecommunications and signal processing" New York, N.Y.1998.
- [8]. Smith, D. R "Digital transmission systems " New York, N.Y. Van Nostrand Reinhold ed 1993.
- [9]. John G. Proakis "Digital Communications" McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000
- [10]. Extrait de Radiocommunications numériques, Tome 1 (sous la direction de G. Baudoin), Dunod, Chapitre rédigé par J.-F. Bercher (ESIEE-Paris) Paris 2002.
- [11]. G.D. Forney "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference" Information Theory, IEEE Transactions on, 18(3) :363–378, May 1972.

- [12]. Jr. Forney, G.D. "Theviterbi algorithm. Proceedings of the IEEE, 61(3) :268–278", March 1973.
- [12]. [7]. Brossier, J. M. "*Signal et communication numérique*" (Édition Hermesed.) 1997
- [13]. SouhailaFKi Thèse de doctorat sciences des TIC "*Egalisation aveugle par méthodes à noyaux et techniques de classification automatique de modulations*" Télécom Bretagne, France 2015.
- [14]. Y. Sato. A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation Systems. IEEE Transactions on Communications, 23(6): 679 – 682, June 1975.
- [15]. G. Picchi and G. Prati. Blind equalization and carrier recoveryusinga "stop-and-go" decision-directedalgorithm. IEEE Transactions on Communications, 35(9) :877–887, Sep 1987.
- [16]. D. Godard "*Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. IEEE Transactions on Communications, 28(11) :1867 – 1875*", November 1980.
- [17]. D.L. Jones "*A normalized constant-modulus algorithm. In Conference Record of the Twenty-NinthAsilomarConference on Signals, Systems and Computers, volume 1, pages 694 –697*", November 1995.
- [18]. L. He, M. Amin, C. Reed et R. C. Malkemes. "*A hybrid adaptive blind equalization algorithm for QAM signais in wireless communications. IEEE Trans on Signal Processing, pages 2058-2069*", 2004.
- [19]. A. Benvenisteet M. Goursat." *Blind equalizer. IEEE Trans. on Commun.,pages 871-883*", 1984.
- [20]. Jean-Marc Brossier, "*Signal et communication numérique, égalisation et Synchronisation, Hermes-Collection trairement du signal*" 1997
- [21] Bernard Widrow and Samuel D. Stn, "*Adaptative signal processing*", Prentice-Hull, Englewood Cliffs, NJ 07632, pp. 195.
- [22]K, Banovic, "*Adaptative Equalization : tutorial*", université de Windsor, Canada, 14 octobre 2005

[23] B-T. Messoud, b. Houria "Egalisation des canaux dans les systèmes de communication numérique par filtrage adaptatif" Mémoire de Master 2 de l'université de SAAD DAHLAB de Blida-1, juin 2016.

[24] S, Akila. H, Rahima "Réduction du bruit acoustique par un algorithme RLS bi-capteur" Mémoire de Master 2 de l'université de SAAD DAHLAB de Blida-1, juin 2016.