



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :

N° de série :

Faculté des Sciences et Technologies
Département des Sciences et Technologie

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine : *Sciences et Technologies*

Filière : *Automatique*

Spécialité : *Automatique et système*

Par : ZAHOUANI Abdelouadoud

ZAROUIL Mohamed

Thème

**Égalisation des canaux de communication variantes
dans le temps**

Soutenu publiquement le : 12/09/2018

Devant le jury :

R.Sadouni	MCB	Univ. Ghardaïa	Président
A.Fihakhire	MAA	Univ. Ghardaïa	Examinateur
B.Bekkar	MAA	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2017/2018

Remerciements

Nous remercions Allah le tout puissant, qui nous a donné la force et la patience pour l'accomplissement de ce travail.

Nous remercions les chers parents qui nous ont donné la volonté pour la réussite de ce travail.

Nous exprimons toutes nos gratitude à Mr BEKKAR Belgacem, pour l'effort

fourni, les conseils prodigués, sa patience et sa persévérance dans le suivi. Cela a

été un plaisir et un honneur de travailler avec quelqu'un d'aussi compétent et d'aussi cultivé.

Nous adressons également nos remerciements, à tous nos enseignants, pour leurs aides inestimables, qui nous ont donné les bases de la science.

Nous remercions très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examinateur.

Nous tenons à remercier aussi l'ensemble du personnel de faculté des sciences et technologies et surtout département électronique.

A toute personne qui a participé de près ou de loin pour l'accomplissement de ce modeste travail particulièrement : Belgacem

Table des matières

Remerciements	i
Table des matières	ii
Liste des figures	iv
Liste des abréviations	vi
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Système de Communication Numérique.....	2
1.1 Introduction.....	2
1.2 Système de Communication Numérique.....	2
1.2.1 Émetteur.....	3
1.2.2 Récepteur	3
1.2.3 Canal de transmission	3
1.3 Types des canaux de communication.....	4
1.3.1 Canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN).....	4
1.3.2 Canal à filtre linéaire	4
1.3.3 Canal à filtre linéaire variant dans le temps.....	5
1.3.4 Canal non linéaire	7
1.4 Techniques de modulation numérique.....	7
1.5 Probabilité d'erreur	8
1.6 L'Interférence Entre Symboles (ISI).....	9
1.7 Modélisation de la chaîne de communication.....	10
1.8 Conclusion	11
Chapitre 2 : Présentation des structures d'égaliseurs	12
2.1 Introduction.....	12
2.1 Rappels sur les filtres numériques	12

2.1.1	Filtres RIF	12
2.1.2	Filtres RII.....	13
2.2	Égaliseur.....	15
2.3	Fonction de coût.....	16
2.3.1	Critère ZF.....	16
2.3.2	Critère de l'erreur quadratique moyenne (EQM)	17
2.4	Différents types d'égaliseurs.....	18
2.4.1	Égaliseur linéaire	18
2.4.2	Égaliseur non linéaire	19
2.5	Égalisation Adaptative	20
2.5.1	Les Algorithmes Adaptative	21
2.6	Combinaison convexe de deux filtres adaptatifs.....	24
3.1	Conclusion	27
Chapitre 3 : Simulations et résultats		28
3.2	Introduction.....	28
3.3	Modèle de simulation.....	28
3.3.1	Modèle de simulation avec canal AWGN	28
3.3.2	Modèle de simulation avec canal Rayleigh	32
3.4	Comparaison de résultats des égalisateurs mixtes	36
3.5	Conclusion	37
Conclusion générale		38
Bibliographie		39
Résumé		41

Liste des figures

Figure 1-1 : Système de transmission numérique.....	2
Figure 1-2 : canal à bruit additif.	4
Figure 1-3 : canal à filtre linéaire.	5
Figure 1-4 : Simulation de canal Rayleigh (50Hz en bleu et 8Hz en rouge).....	7
Figure 1-5 : Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit	8
Figure 1-6 : Étalement d'un signal numérique après transmission	9
Figure 1-7 : Modélisation de la chaîne de communication.	10
Figure 1-8 : Modèle d'un canal discret équivalent à bruit blanc.	11
Figure 2-1 : Architecture du filtre RIF.	13
Figure 2-2 : Architecture d'un filtre récursif.	14
Figure 2-3 : Schéma de base d'un système d'égalisation.....	15
Figure 2-4 : L'ensemble égaliseur et bloc de décision.	15
Figure 2-5 : Égaliseur linéaire transversal.....	18
Figure 2-6 : égaliseur à retour de décision DFE.....	19
Figure 2-7 : l'égaliseur adaptatif.	21
Figure 2-8 : Combinaison convexe des deux filtres adaptive.....	25
Figure 3-1 : modèle de simulation.....	28
Figure 3-2 : EQM pour chaque égaliseur en fonction de nombre d'itération.....	29
Figure 3-3 : EQM pour égaliseur RLS/LMS en fonction de nombre d'itération	30
Figure 3-4 : EQM pour égaliseur LMS/NLMS sur 5000 itération	30
Figure 3-5 : EQM pour égaliseur RLS/NLMS en fonction de nombre d'itération	31
Figure 3-6 : EQM pour chaque égaliseur mixte en fonction de nombre d'itération	31
Figure 3-7 : EQM pour les égaliseurs LMS NLMS RLS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	32

Figure 3-8 : EQM pour les égaliseurs LMS NLMS RLS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	32
Figure 3-9 : EQM pour l'égaliseur LMS/RLS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	33
Figure 3-10 : EQM pour l'égaliseur LMS/RLS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	33
Figure 3-11 : EQM pour l'égaliseur LMS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	34
Figure 3-12 : EQM pour l'égaliseur LMS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	34
Figure 3-13 : EQM pour l'égaliseur RLS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	35
Figure 3-14 : EQM pour l'égaliseur RLS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	35
Figure 3-15 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	36
Figure 3-16 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$	36
Figure 3-17 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	37
Figure 3-18 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$	37

Liste des abréviations

ASK	« Amplitude Shift Keying »
FSK	« Frequency Shift Keying »
DFE	Égaliseur à retour de décision « Décision feedback equalizer »
PSK	« Phase Shift Keying »
BPSK	« Binary Phase Shift Keying »
EQM	Erreur quadratique moyenne « Mean square error (MSE) »
EQMM	Erreur quadratique moyenne minimale
IES	Interférence entre symboles « Inter symbol interférence (ISI)»
LE	Egaliseur linéaire « Linear equalizer »
LMS	Moindre carré moyen « Least mean square »
NLMS	Moindre carré moyen normalize « Normalize Least Mean Square»
RLS	Moindre carré récursif « Recursive least square »
RSB	Rapport signal à bruit «Signal to noise ratio (SNR)»
TEB	Taux d'erreur binaire « Binary error rate(BER) »
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie
IIR	Réponse Impulsionnelle Infinie
ZF	forçage à zero
FFF	filtre direct « Feed Forward Filter »
FBF	Filtre de retour « Feed Back Filter »
AWGN	bruit blanc additif Gaussien« Additif white Gaussien noise »

Introduction générale

Ces dernières années, les systèmes de communications numériques ont beaucoup évolué, ce développement a amené naturellement un essor considérable des communications numériques qui tendent aujourd'hui à supplanter les transmissions analogiques. Néanmoins les systèmes de transmission numérique subissent une dégradation des performances due au phénomène d'interférence entre symboles IES et bruit blanc. Pour éliminer ce problème on va utiliser d'égaliseur.

Le but de ce mémoire est d'étudier les différentes techniques d'égalisation et de développer un programme sous l'environnement Matlab pour simuler l'égalisation d'une transmission numérique.

La simulation réalisée dans ce travail a permis de mettre en relief l'intérêt de l'égalisation d'un canal gaussien et Rayleigh du point de vue de l'erreur quadratique moyenne EQM.

Ce manuscrit est ainsi organisé en trois chapitres :

Le chapitre 1 intitulé "système de communication numérique" ; dans ce chapitre nous avons présenté en détail tous les éléments qui constituent la chaîne de communication numérique. À la fin nous avons illustré le phénomène d'interférence entre symboles qui touche l'information utile tout en proposant une solution à ce problème.

Le chapitre 2 intitulé "Présentation des structures d'égaliseurs", où nous avons étudié les différentes techniques d'égalisation. Les algorithmes d'adaptations et la technique de la combinaison convexe.

Dans le chapitre 3 intitulé "simulations et Résultats", on donne des résultats de simulation des égaliseurs en se basant sur les équations théoriques présentées dans le chapitre précédent.

Nous concluons ces travaux de mémoire par une conclusion qui résume les principaux résultats pour ces travaux.

Chapitre 1 : Système de Communication Numérique

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et une destination en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transmis peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Dans ce chapitre, nous présenterons les éléments de la chaîne de transmission depuis la source jusqu'à la destination, à la fin nous avons illustré le phénomène d'interférence entre symboles.

1.2 Système de Communication Numérique

Les systèmes de télécommunications numériques sont basés sur l'architecture présentée à la figure 1-1, pour transmettre un message ou une information d'une source à une ou plusieurs destinations. En général, un système de communication est séparé par trois grands parties : l'émetteur, le récepteur, le canal. [1]

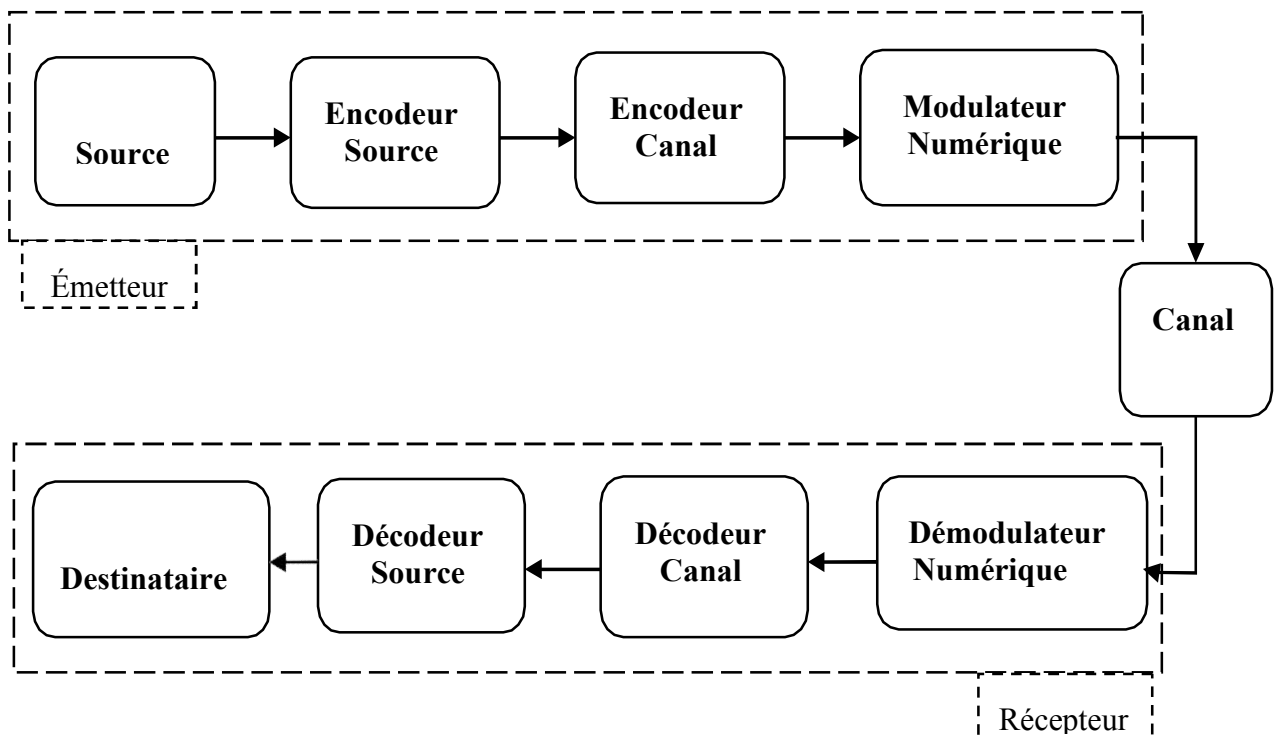


Figure 1-1 : Système de transmission numérique [2].

1.2.1 Émetteur

L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal, il compose en 4 éléments [3] :

- La source, transmet un message numérique
- L'objectif de l'encodeur de source est de représenter le message avec le moins de bits possible. Pour ce faire, il cherche à éliminer toute la redondance contenue dans le message de la source, si le message émis n'est pas numérique, il est converti en une suite d'éléments binaires
- Le rôle de l'encodeur de canal est de protéger le message des perturbations du canal de transmission en ajoutant de la redondance au message compressé.
- Le modulateur peut être défini comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission. Pour une modulation M-aire, on associe à chaque mot de g bits un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ de durée $T = nT_b$ choisi parmi les $M = 2^n$ signaux.

1.2.2 Récepteur

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux le message émis à partir du signal reçu, il compose en 4 éléments [2] :

- La démodulation fait des opérations d'estimation et de détection avec un échantillon toutes les T_s secondes en sortie du filtre adapté de réception où $T_s = T_b \log_2 M$. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision
- Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission
- Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

1.2.3 Canal de transmission

Une transmission d'informations se fait toujours à distance, un support physique assure le lien entre la source et le destinataire dans cette partie, Il est caractérisé par sa bande passante, la puissance maximale admissible et le bruit qu'il génère.

1.3 Types des canaux de communication

1.3.1 Canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN)

Le bruit blanc gaussien est un modèle de bruit largement utilisé dans de nombreux domaines où le signal transmis est corrompu par un bruit additif aléatoire $b(t)$. Le bruit provient des composantes électroniques et des amplificateurs au niveau du récepteur ou de l'interférence rencontrée au cours de la transmission. Généralement, on considère que le bruit provient principalement des composantes électroniques et qui sont 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 $s(t)$ parcourt un canal de ce type, on reçoit un signal $v(t)$ tel que [1] [4] :

$$v(n) = x(n) + b(n) \quad (1-1)$$

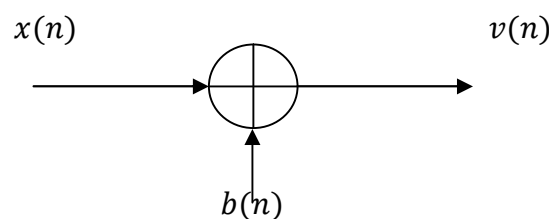


Figure 1-2 : canal à bruit additif [1].

Avec :

$x(n)$: Signal émis

$b(n)$: Bruit gaussien suit une distribution gaussienne, caractérisée par une moyenne μ et une variance σ^2 .

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1-2)$$

1.3.2 Canal à filtre linéaire

Dans ce cas, le canal de transmission est un canal multi trajet caractérisé par sa bande passante. Il est nécessaire ainsi d'assurer que les signaux transmis ne dépassent pas la bande qui leur est réservée afin d'éviter l'interférence avec d'autres signaux. Cela est possible par l'utilisation de filtres. Dans ce cas, le canal est généralement représenté par un filtre linéaire et

un bruit additif. L'effet du canal est alors modélisé par l'action d'un filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$ et d'un bruit additif $b(t)$ tel que [1] :

$$v(t) = x(t) * h(t) + b(t) \quad (1-3)$$

Avec :

$h(n)$: La réponse impulsionnelle du filtre

*représente l'opération de convolution.

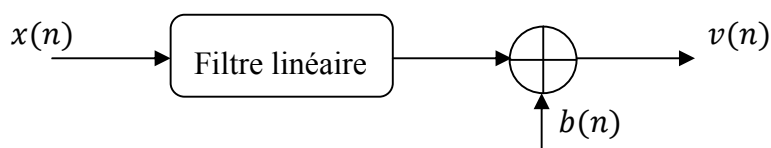


Figure 1-3 : canal à filtre linéaire [1].

1.3.3 Canal à filtre linéaire variant dans le temps

Le signal transmis à travers des canaux acoustiques sous-marins où des canaux radio subit des trajets multiples de propagation variant dans le temps. L'action d'un tel canal sur le signal peut être caractérisée mathématiquement par un filtre linéaire variant dans le temps. Ce filtre est représenté par une réponse impulsionnelle variante dans le temps $h(\tau; t)$, où $h(\tau; t)$ est la réponse du canal à l'instant t due à une impulsion appliquée à l'instant $(t - \tau)$. Le canal reçu en sortie de ce canal est donné par l'équation suivante [5] :

$$r(t) = s(t) * h(\tau; t) + b(t) \quad (1-4)$$

Dans notre travail, nous nous sommes focalisés sur le troisième modèle de canaux de transmission qui se caractérise par l'action d'un filtre linéaire et l'ajout d'un bruit blanc gaussien. A travers ce canal, on récupère au niveau du récepteur plusieurs versions du signal émis avec des amplitudes, des phases différentes et des retards plus ou moins espacés. La présence de toutes ces perturbations ne permet pas de récupérer correctement le message émis sans aucun traitement préalable du signal au niveau du récepteur. D'où la nécessité d'introduire un bloc de traitement nommé égaliseur dans le but de réduire l'effet introduit par le canal de transmission [5].

Le canal Rayleigh est un canal de type filtre linéaire variant dans le temps selon le modèle suivant :

$$h(\tau, t) = \sum_L^{L-1} \alpha_L(t) e^{-i\theta_L(t)} \delta(\tau - \tau_L) \quad (1-5)$$

Avec

$\alpha_L(t)$: suit une loi de Rayleigh dont la densité de probabilité est définie par :

$$p(\alpha_L) = \frac{x^2}{\sigma} e^{-\frac{\alpha_L^2}{2\sigma^2}} \quad (1-6)$$

La phase $\theta_L(t)$ suit, quant à elle, une loi uniforme sur $[0 \ 2\pi]$.

A cause de l'effet Doppler, la fréquence du signal transmis subit un décalage qui dépend de la vitesse du mobile v (en m/s), de la longueur d'onde $\lambda_0 = c/f_c$ et de l'angle d'incidence θ_n de l'onde par rapport à la direction du déplacement de mobile.

Le décalage Doppler de l'onde d'indice n est donnée par : $f_n = \lambda_0 \cos(\theta_n)$

Le champ électrique reçu est donné par :

$$E(t) = E^I(t) \cos(2\pi f_c t) + jE^Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1-7)$$

E^I est la composant en phase et E^Q est la composante en quadrature.

$$E^I(t) = E_0 \sum_{n=1}^L C_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \quad (1-8)$$

$$E^Q(t) = E_0 \sum_{n=1}^L C_n \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \quad (1-9)$$

Où C_n est l'amplitude du champ transmis supposée constante, f_n et φ_n sont respectivement, le décalage Doppler et la phase d'onde d'indice n , et L est le nombre de trajets suivis par l'onde. Selon le théorème de limite centrale, si L est suffisamment grand, les composantes $E^I(t)$ et $E^Q(t)$ sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes [6].

Si les deux amplitudes sont gaussiennes, de moyennes nulles et de même variance. L'enveloppe du signal reçu peut être calculée à partir de ces deux amplitudes.

$$r(t) = \sqrt{(E^I(t))^2 + (E^Q(t))^2} \quad (1-10)$$

La figure suivante représente la simulation d'évanouissement de Rayleigh, pour 2 fréquences de décalage défèrent

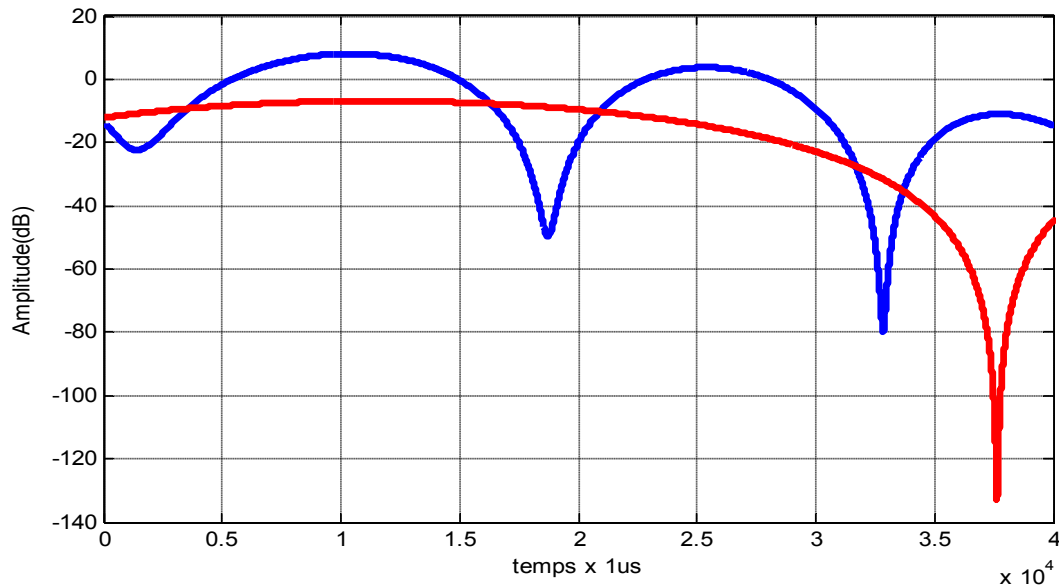


Figure 1-4 : Simulation de canal Rayleigh (50Hz en bleu et 8Hz en rouge)

1.3.4 Canal non linéaire

Dans les canaux de communication, la non linéarité est due essentiellement aux amplificateurs de puissance qui représentent en général les éléments clés d'un système embarqué (téléphones mobiles, satellites ...), car ce sont les principaux consommateurs d'énergie. Les meilleurs rendements pour un amplificateur de puissance sont obtenus en zone saturée, c'est-à-dire lorsque l'amplificateur est proche de son niveau de puissance maximum. Cependant, dans telles conditions, la non linéarité introduite par l'amplificateur dégrade l'information transportée par le signal hyperfréquence. [7]

1.4 Techniques de modulation numérique

La fonction de modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste, en général, à moduler la phase, la fréquence et/ou l'amplitude d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal [1].

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

- Modulation par déplacement d'amplitude (ASK : *Amplitude Shift Keying*)
- Modulation par déplacement de fréquence (FSK : *Frequency Shift Keying*)
- Modulation par déplacement de phase (PSK : *Phase Shift Keying*)

1.5 Probabilité d'erreur

Il nous faut traduire mathématiquement le terme de « performances » du récepteur. En fait, dans un système de transmission numérique, les performances d'un système d'émission/réception seront jugées suivant la probabilité que le circuit de décision puisse commettre des erreurs (et nous avons vu que cela correspond également à maximiser la vraisemblance). Nous rechercherons donc le minimum de la probabilité d'erreur sur les symboles e , c'est-à-dire [8]:

$$p_e = 0.5 \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (1-11)$$

Avec:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-u^2) du \quad (1-12)$$

E_b : L'énergie du signal reçu.

N_0 : La densité spectrale du bruit.

L'expression finale de la probabilité d'erreur sur les symboles transmis dans le cas de la transmission d'un seul symbole binaire ($M = 2$)

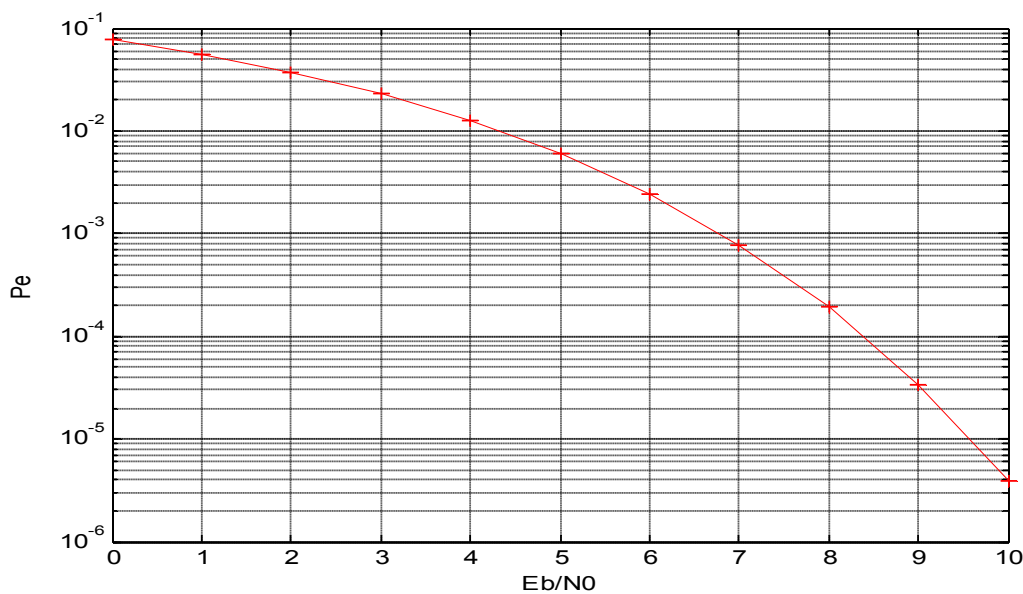


Figure 1-5 : Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit

1.6 L'Interférence Entre Symboles (ISI)

Le phénomène d'interférence entre symbole (ISI ou IES) consiste en un chevauchement partiel entre les symboles adjacents, comme indiqué dans la figure ci-dessous. La valeur du symbole reçu à l'instant T est perturbée par les symboles reçus précédemment. Le symbole reçu peut alors être confondu avec un autre et introduire des erreurs d'interprétation par le récepteur. L'interférence entre symbole est la principale source d'erreur binaire dans les communications numériques [9].

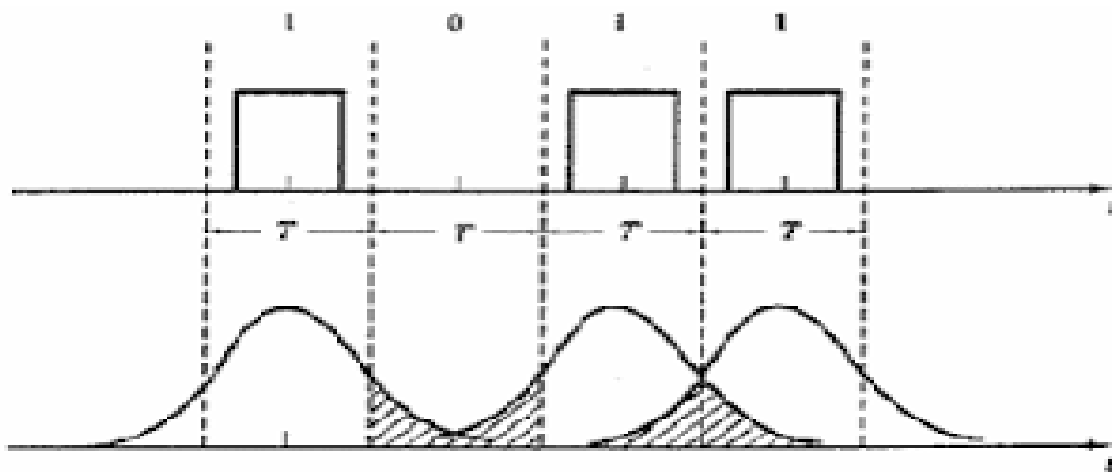


Figure 1-6 : Étalement d'un signal numérique après transmission [9].

Il y a deux raisons à ce chevauchement

- L'une des causes de l'interférence inter symbole est la propagation par trajets multiples dans laquelle un signal sans fil provenant d'un émetteur atteint le récepteur via plusieurs trajets. , les différents chemins faussent souvent l'amplitude et / ou la phase du signal, provoquant ainsi une interférence supplémentaire avec le signal reçu.
- Une autre cause d'interférence entre symboles est la transmission d'un signal à travers un canal à bande limitée, c'est-à-dire un signal dont la réponse en fréquence est nulle au-dessus d'une certaine fréquence (la fréquence de coupure). Passer un signal à travers un tel canal entraîne la suppression des composantes de fréquences au-dessus de cette fréquence de coupure. De plus, les composantes des fréquences inférieures à la fréquence de coupure peuvent également être atténuées par le canal.

Pour améliorer la fiabilité d'une communication numérique, il convient de minimiser le risque d'apparition d'IES.

1.7 Modélisation de la chaîne de communication

La chaîne de communication numérique représentée par le schéma de principe de la figure 1.4 est constituée, d'un émetteur, d'un canal de transmission et d'un récepteur.

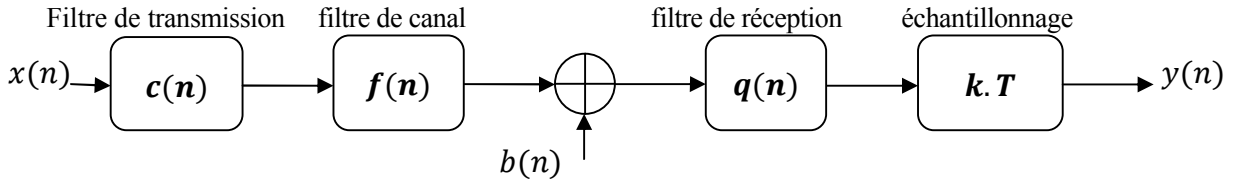


Figure 1-7 : Modélisation de la chaîne de communication [6].

L'émetteur envoie des symboles discrets $x(n)$ à une vitesse de $1/T$ symboles/s à travers un canal à l'aide du filtre de transmission $c(n)$. La réponse impulsionnelle du canal $h(n)$, contenant $c(n)$ et $f(n)$ est donné par [6] :

$$h(n) = c(n) * f(n) \quad (1-13)$$

À la sortie de canal le signal $x(n)$ est perturbé par un bruit additif gaussien $b(n)$. On obtient un autre signal reçu $v(n)$ qui est donné par :

$$v(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) + b(n) \quad (1-14)$$

Ce signal, passe à travers le filtre de réception en premier temps, et ensuite échantillonné à une cadence de $1/T$ échantillons/s. Le signal à la sortie du filtre de réception est comme suit :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} v(k)q(n-k) + \eta(n) \quad (1-15)$$

Où :

$q(n)$: La réponse impulsionnelle du filtre de réception, contenant $h(n)$.

En fin, on obtient le modèle du canal discret équivalent à bruit blanc. Ou la sortie du canal s'exprime sous la forme :

$$v(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) + b(n) \quad (1-16)$$

Si la dispersion du canal est finie, on obtient :

$$v(n) = \sum_{k=0}^L h(k)x(n - k) + b(n) \tag{1-17}$$

Le modèle du canal discret équivalent à bruit blanc est donné à la figure ci-dessous.

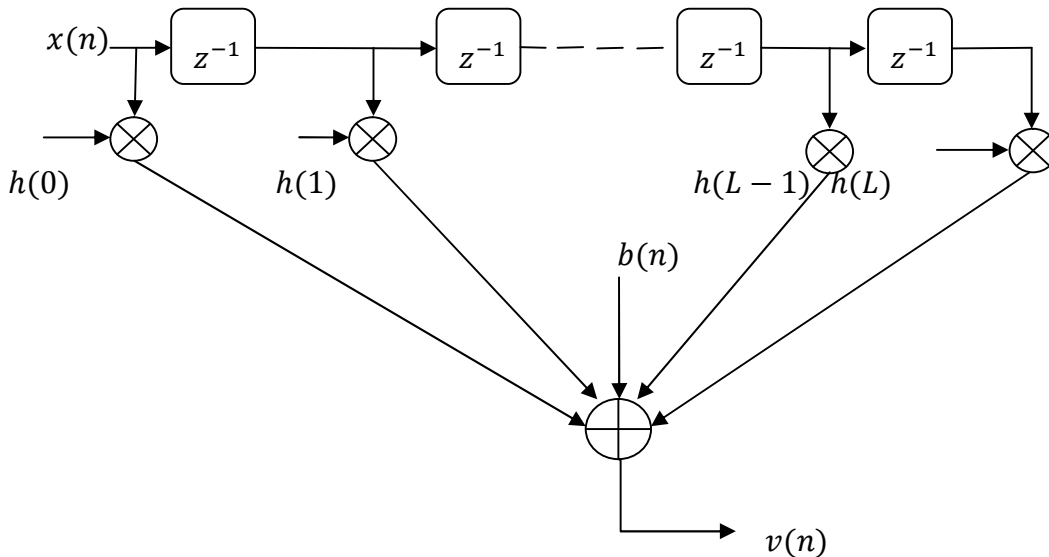


Figure 1-8 : Modèle d'un canal discret équivalent à bruit blanc [6].

1.8 Conclusion

Nous avons donné dans ce chapitre un aperçu général sur les communications numériques en donnant le schéma bloc des différentes composantes de la chaîne de transmission. La connaissance du type du canal et les perturbations et les techniques de modulation numérique (ASK FSK PSK), la qualité de la transmission dépend de la probabilité d'erreur d'un bit qui lui aussi est en fonction du rapport signal à bruit. Enfin, nous avons étudié le phénomène d'interférence entre symboles (IES) introduite par le canal de communication qui altère le signal transmis.

Chapitre 2 : Présentation des structures d'égaliseurs

2.1 Introduction

Si le canal de transmission avait une atténuation constante et un déphasage linéaire sur la bande du signal, il ne modifierait pas la forme des impulsions émises et le récepteur recevrait tout simplement une version bruitée du signal émis. En pratique, ces deux conditions ne sont que très rarement vérifiées et la réponse du canal a besoin d'être égalisée pour éliminer la distorsion du signal reçu.

Par ailleurs, la réponse du canal est en général inconnue et, de plus, susceptible de varier au cours du temps. Son égalisation nécessite alors un égaliseur adaptatif capable de s'adapter au canal et de poursuivre ses variations temporelles [10]. Dans ce chapitre, nous présenterons les structures des égaliseurs et les algorithmes d'adaptations.

2.1 Rappels sur les filtres numériques

Avant de l'étudier l'égaliseur, il est nécessaire de la connaissance des structures de filtres numériques, ces filtres sont des systèmes linéaire discret invariants dans le temps modifiant la représentation temporelle et fréquentielle de signaux. [11]

Les filtres numériques se classent en deux types : filtre à réponse impulsionnelle finie (**RIF**) et filtre à réponse impulsionnelle infinie (**RII**).

2.1.1 Filtres RIF

On peut s'exprimer la sortie $y(n)$ de filtre **RIF** par l'équation (2-1) : c'est la combinaison linéaire des échantillons d'entrée $x(n)$, les coefficients de cette combinaison constituent la réponse impulsionnelle $h(k)$ du filtre. Le filtre de réponse $H(z)$ défini par (2-2) est un filtre du type RIF causal dont le polynôme en z^{-1} est de degré N et la réponse impulsionnelle est défini par les coefficients $h(k)$.

$$y(n) = \sum_{k=0}^N h(k)x(n-k) \quad (2-1)$$

La fonction de transfert $H(z)$ du filtre s'écrit :

$$H(z) = \sum_{k=0}^N h(k)z^{-k} \quad (2-2)$$

Un filtre **RIF** (non récursif) à réponse impulsionnelle de durée N est toujours stable, pour autant que toutes les valeurs $h(k)$ de sa réponse impulsionnelle soient bornées. Pour cette raison les filtres **RIF** sont très souvent utilisés dans les systèmes d'égalisation. [12][11]

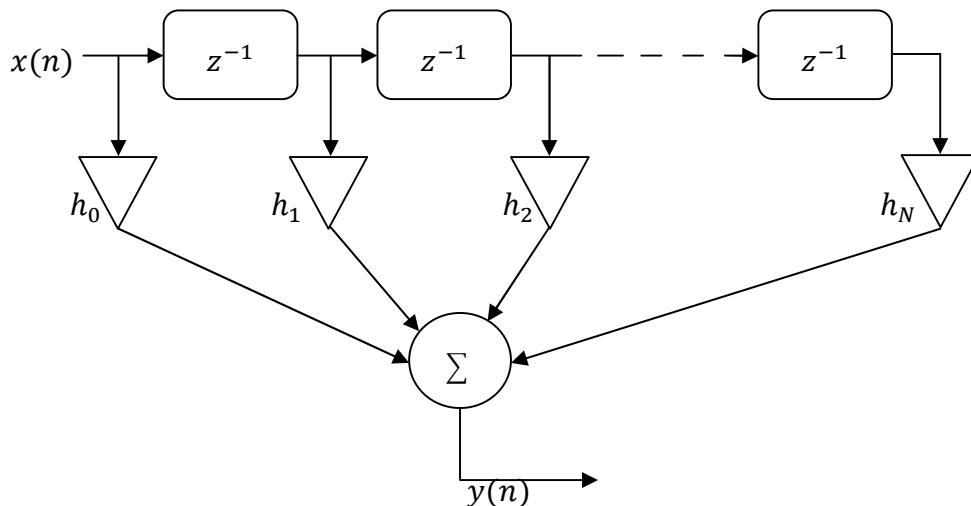


Figure 2-1 : Architecture du filtre RIF [11].

2.1.2 Filtres RII

Les filtres **RII** conservent une trace des échantillons qui leur ont été appliqués pendant une durée infinie, ils sont donc à mémoire infinie. Une telle mémoire est réalisée en utilisant une boucle de réaction de la sortie sur l'entrée, d'où la dénomination courante de filtre récursif [12] [11].

Chaque échantillon de sortie est égal à une combinaison linéaire des échantillons présents à l'entrée du filtre et des échantillons précédemment déterminés en sortie du filtre. La fonction de transfert de tout filtre **RII** causal ou anti-causal dont les pôles sont à l'intérieur du cercle unité peut être développée en série. Un filtre **RII** pourra ainsi être théoriquement réalisé sous forme d'un filtre transverse de longueur infinie. En pratique un filtre **RII** ne pourra être approximé que par un filtre **RIF** et sa sortie $y(n)$ s'exprime en fonction de son entrée $x(n)$ par :

$$y(n) = \sum_{l=0}^L A(l)x(n-l) - \sum_{k=0}^N B(k)y(n-k) \quad (2-3)$$

La fonction de transfert en Z du filtre s'écrit [13] :

$$y(n) = \frac{\sum_{l=0}^L A(l)z^{-l}}{1 + \sum_{k=0}^N B(k)z^{-k}} \quad (2-4)$$

Ou d'une façon équivalente pour faire apparaître les pôles et les zéros de $H(z)$:

$$H(z) = a_0 \frac{\prod_{l=0}^L (1 - z_l z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - p_k z^{-1})} \quad (2-5)$$

Avec :

z_l : Les zéros $H(z)$.

p_k : Les pôles de $H(z)$.

a_0 : Un facteur d'échelle qui définit le gain.

Un filtre **RII** peut être théoriquement réalisé sous forme d'un filtre transverse de longueur infinie. En pratique un filtre **RII** pourra être approximé que par un filtre RIF. S'il est causal et stable c'est-à-dire que les pôles de sa fonction de transfert en Z sont tous à l'intérieur du cercle unité. [1][6]

On donne la représentation du filtre purement récursif (figure 2-2), dont la fonction de transfert est donnée par l'équation (2-4) avec le numérateur réduit à l'unité.

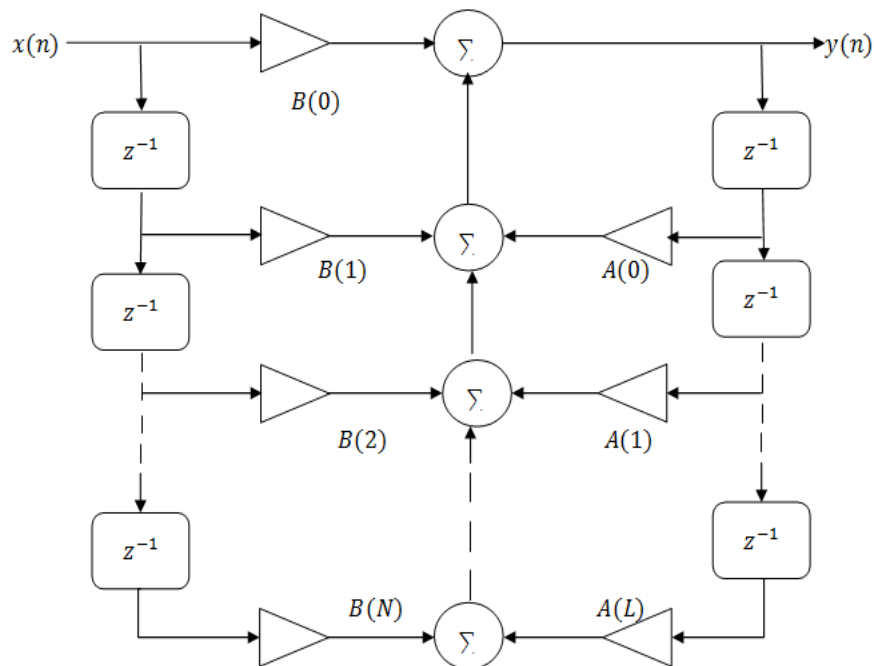


Figure 2-2 : Architecture d'un filtre récursif [12].

2.2 Égaliseur

Un égaliseur est un filtre introduit au niveau du récepteur dans la chaîne de transmission, dont la fonction principale est d'ajuster, au maximum, le signal à sa sortie à celui qui a été émis. Cela est possible par la mise en place d'un critère qui régit la relation entre l'entrée et la sortie du filtre. [14]

Si le canal est parfaitement connue, il est possible en théorie de minimiser voire d'annuler l'IES à l'aide de filtre d'émission et de réception

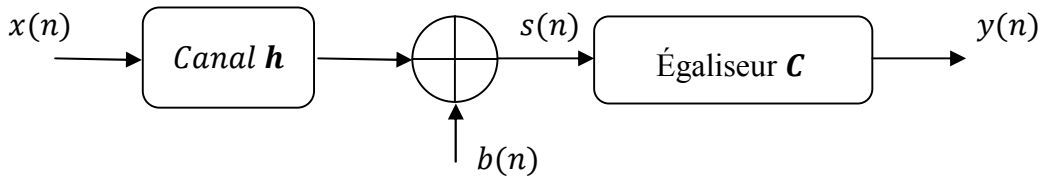


Figure 2-3 : Schéma de base d'un système d'égalisation [6]

Dans cette figure, $x(n)$ représente la séquence discrète des données émises à l'instant n de variance σ_x^2 . Le canal est modélisé par sa réponse impulsionnelle $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T$. $b(n)$ est un bruit blanc gaussien additif (AWGN) de moyenne nulle et de variance $\sigma_b^2 = E[|b(n)|^2]$ indépendant de $x, s(n)$ les échantillons bruités à la sortie du canal et l'entrée de l'égaliseur, $\mathbf{C} = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]^T$ est la réponse impulsionnelle de l'égaliseur, de taille N et $y(n)$ est le signal égalisé à l'instant n .

$s(n)$ et $y(n)$ sont modélisés comme suit :

$$s(n) = \sum_{i=0}^{L-1} x(n-i) \cdot h_i + b(n) \quad (2-6)$$

Et

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} s(n-i) \cdot c_i = \mathbf{s}(n) \mathbf{C}^T \quad (2-7)$$

Où $\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-N+1)]$.

Nous avons placé en aval de la chaîne de transmission juste après l'égaliseur le bloc de décision (le but de ce bloc est de permettre de décider le symbole reçu $\hat{x}(n)$)

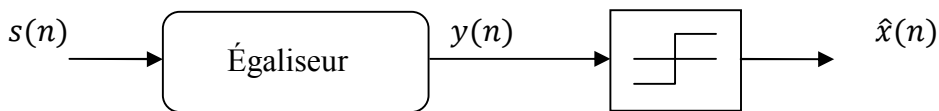


Figure 2-4 : L'ensemble égaliseur et bloc de décision [6].

Une mesure du niveau du bruit est donnée par le rapport signal sur bruit :

$$SNR = \frac{E\{|x(n)|^2\}}{E\{|b(n)|^2\}} \quad (2-8)$$

En tenant compte des relations (2-6), (2-7), le rapport signal à bruit est encore égal à [15] :

$$SNR = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_b^2} \quad (2-9)$$

Ou en décibel :

$$SNR_{db} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_b^2} \right) \quad (2-10)$$

2.3 Fonction de coût

Pour combattre l'effet des distorsions des signaux et des interférences entre symboles, il existe différentes fonctions de coût réalisent différents buts. Dans ce mémoire on va utiliser deux critères pour déterminer les paramètres optimaux de ces égaliseurs. Le critère de forçage à zéro et l'erreur quadratique moyenne [16] :

- Critère de forçage à zéro (ZF) utilise en cas le bruit est très faible c'est-à-dire. en élimine seulement ISI.
- Critère de l'erreur quadratique moyenne (EQM) est utilisé pour réduire le bruit et ISI, ce critère est plus robuste que l'autre.

2.3.1 Critère ZF

Le critère ZF permet de minimisation la distorsion maximale de canal a cause l'interférence entre symbole (ISI) les interférences entre symboles induit par les multi trajets du canal, c-à-d. l'égaliseur inverse la fonction de transfert du canal, Pour illustrer cette technique, en mettre l'égaliseur en cascade du avec le canal [16]

$$c(z) = 1/h(z) \quad (2-11)$$

On peut représenter les deux blocs (canal + égaliseur) par l'équation suivant

$$g(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k)h(n-k) \quad (2-12)$$

Dans ce cas, à chaque instant d'échantillonnage n , la sortie de l'égaliseur sera donnée par l'équation (2-16) où $x(n)$ et $b(n)$ représentent respectivement le symbole émis et le bruit du canal à l'instant n :

$$y(n) = g_0 x(n) + \sum_{k \neq n} x(k) g(n-k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) b(n-k) \quad (2-13)$$

Le premier terme représente le symbole émis, (g_0 est normalisé à l'unité par convention). Le deuxième terme est l'interférence entre symbole ; la valeur maximale d'interférence entre symboles est appelée la distorsion maximale soit :

$$\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |g_n| = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) h(n-k) \right| \quad (2-14)$$

Pour éliminer complètement ISI on peut choisir les coefficients de l'égaliseur $c(k)$ en l'absence de bruit (le troisième terme s'annule $\sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) b(n-k) = 0$) selon l'équation suivant :

$$g(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) h(n-k) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2-15)$$

C'est en prenant la transformée en z de cette équation, on obtient l'égalité

$$g(z) = c(z) \cdot h(z) = 1 \quad (2-16)$$

Pratiquement le bruit présent (le troisième terme $\sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) b(n-k) \neq 0$) donc il est possible d'amplifier le bruit

2.3.2 Critère de l'erreur quadratique moyenne (EQM)

Le critère EQM en anglais «MSE : *Minimum Mean Square Error* » est le critère par excellence qui donne un filtre égaliseur capable de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée $x(n)$ (symboles) et la sortie d'égaliseur $y(n)$ à chaque instant n comme indiqué ci-dessous : [16]

$$e(n) = x(n) - y(n) \quad (2-17)$$

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

$$MSE = \frac{1}{2} E[e(n)^2] \quad (2-18)$$

2.4 Différents types d'égaliseurs

2.4.1 Égaliseur linéaire

Un égaliseur linéaire est un filtre transversal (**RIF**) à coefficients ajustables suivi d'un circuit de décision à seuils. À ces coefficients peuvent être optimisés par l'un des critères d'égalisation. Le filtre transversal est composé d'une ligne à délai où les délais sont séparés généralement de T secondes (le temps d'un symbole). Chaque étage de la ligne à délai est multiplié par un certain facteur avant d'être additionné ensemble (i.e. addition décimale normale). La sortie d'égaliseur est la somme linéaire de la valeur courante et des valeurs passées du signal reçu qui sont respectivement multipliées par les coefficients de l'égaliseur. Les facteurs de multiplication que l'on appelle coefficients sont calculés de façon à soustraire les effets des interférences des symboles adjacents sur le symbole présent. La figure 2-5 présente un exemple de filtre transversal. [17]

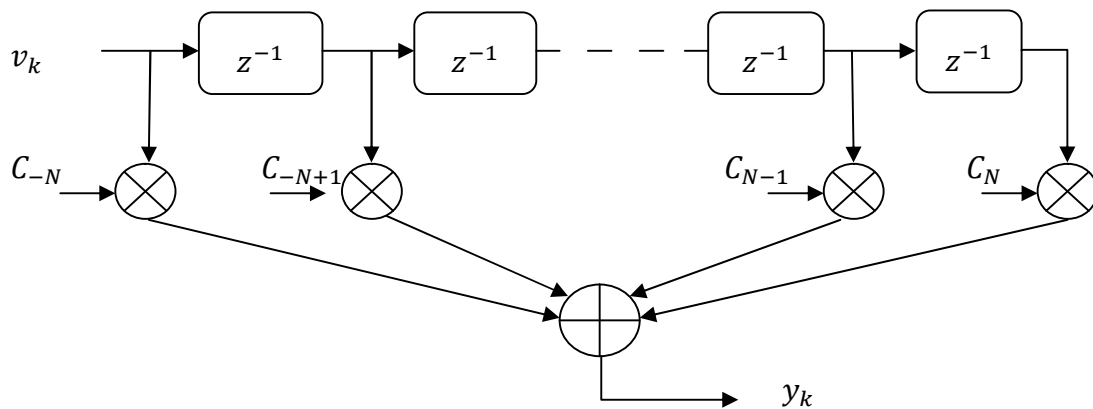


Figure 2-5 : Égaliseur linéaire transversal [18].

La figure montre le schéma d'un égaliseur linéaire transversal avec $2N + 1$ coefficients \mathbf{C} et \mathbf{v}_k c'est le vecteur des observations bruitées, il est possible d'exprimer la sortie y_k sous la forme suivante : [19]

$$y_k = \sum_{n=-N}^N C_n v_{k-n} = \mathbf{C}^T \mathbf{v}_k \quad (2-19)$$

Avec :

$$\mathbf{C} = [C_{-N}, \dots, C_0, \dots, C_N]^T \quad (2-20)$$

$$\mathbf{v}_k = (v_{k+N}, \dots, v_k, \dots, v_{k-N})^T \quad (2-21)$$

Où T désigne le vecteur transposé, les coefficients optimaux au sens de l'erreur quadratique moyenne (EQM) sont donnés par l'équation matricielle :

$$\mathbf{C} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P} \quad (2-22)$$

Dans cette équation, \mathbf{R} est la matrice d'auto corrélation du signal d'entrée, c'est-à-dire :

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] \quad (2-23)$$

Et \mathbf{P} est le vecteur de corrélation défini par :

$$\mathbf{P} = E[\mathbf{v}_k \mathbf{x}_k] \quad (2-24)$$

2.4.2 Égaliseur non linéaire

L'égaliseur non linéaire est l'égaliseur à retour de décision « DFE : *Decision Feedback Equalizer* ». Il est constitué d'un filtre transverse « FFF : *Feed Forward Filter* » et d'un filtre récursif « FBF : *Feed Back Filter* ». L'entrée de ce filtre représente les symboles décidés antérieurement et qui servent à éliminer l'ISI de l'estimation courante. Le schéma de principe de l'égaliseur à retour de décision est donné par la figure 2-6 suivante [14] :

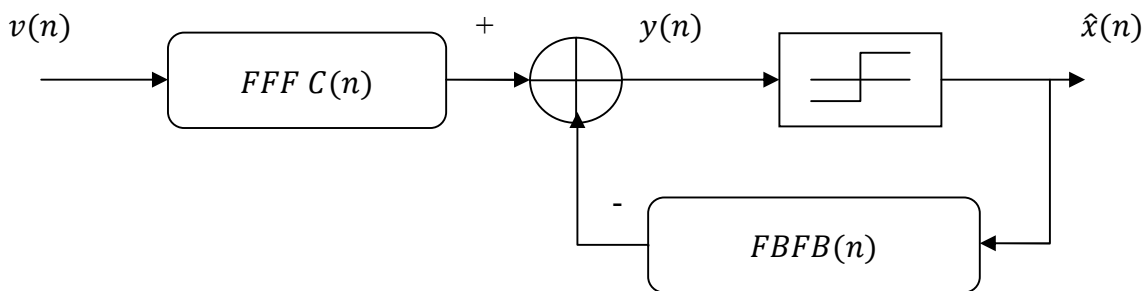


Figure 2-6 : égaliseur à retour de décision DFE [20].

Dans cette structure, $C(n)$ sert principalement à minimiser l'IES sur le symbole courant causée par les symboles futurs, alors que la partie récursive $B(n)$ synthétise l'IES causée par les symboles passés et la soustrait du signal avant la décision. Il est à noter ici que la soustraction d'IES par la partie récursive est basée sur l'hypothèse que les décisions sont correctes. Cependant, à faible rapport signal à bruit (RSB), le nombre d'erreurs de décision devient important et il en résulte 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. [14]

La sortie de l'égaliseur DFE est donnée par :

$$y(n) = \mathbf{C}^T \mathbf{v}(n) - \mathbf{B}^T \hat{\mathbf{x}}_k(n-1) \quad (2-25)$$

Avec

$$\hat{\mathbf{x}}_k(n-1) = [\text{dec}(x(n-1)), \text{dec}(x(n-2)), \dots] \quad (2-26)$$

$$y_k = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{C}_i \mathbf{v}_{k-i} - \sum_{i=1}^M \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{x}}_{k-i} \quad (2-27)$$

Où :

$\mathbf{C}_k = [C_0 C_1 \dots \dots C_{N-1}]^T$: Vecteur des coefficients du filtre direct FFF.

$\mathbf{B}_k = [b_1 \dots \dots \dots b_M]^T$: Vecteur des coefficients du filtre récursive FBF.

\mathbf{v}_k : Le vecteur des symboles reçus.

$\hat{\mathbf{x}}_k = [x_{k-1} x_{k-2} \dots \dots \dots x_{k-M}]$: Le vecteur des symboles décédés.

On peut écrire l'équation (2.27) comme suivant :

$$y_k = \mathbf{C}^T \mathbf{v}_k - \mathbf{B}^T \hat{\mathbf{x}}_k \quad (2-28)$$

Pour calculer les coefficients de deux filtre FFF \mathbf{C}_k et filtre FBF \mathbf{B}_k on peut utiliser un critère d'erreur quadratique moyenne MSE qui minimise la fonction de coût suivant :

$$J_{EQM} = \frac{1}{2} E\{|x_k - y_k|^2\} \quad (2-29)$$

2.5 Égalisation Adaptative

Tous les égaliseurs précédents souffrent du défaut de considérer le canal stationnaire. En pratique, les paramètres de l'égaliseur peuvent être remis à jour régulièrement, grâce à l'utilisation de séquence d'apprentissage. Mais la période de remise à jour doit être suffisamment faible et rien n'empêche le canal de se modifier entre deux remises à jour.

Les égaliseurs adaptatifs résolvent le double problème de méconnaissance du canal et d'évolution dans le temps du canal. Les égaliseurs adaptatifs basés sur l'algorithme de gradient stochastique sont parmi simples au niveau implémentation, stable et peu couteux. Cette approche vise à minimiser l'erreur quadratique entre les séquences d'entrée et de sortie de l'égaliseur, les coefficients du filtre étant modifiés au cours du temps. Néanmoins, les

performances de ce type d'égaliseur peuvent être limitées dans le cas de variations brutales du canal. [6]

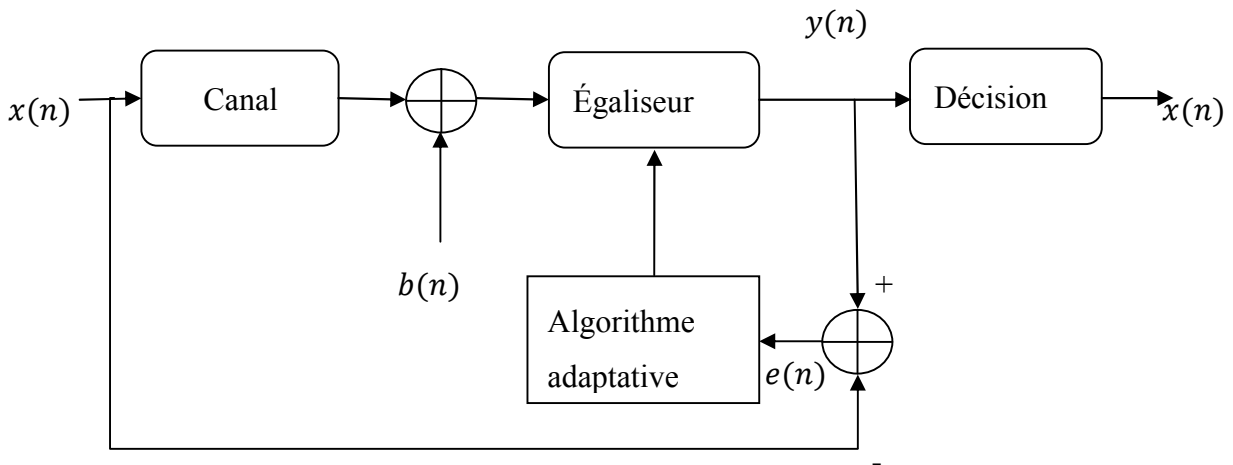


Figure 2-7 : l'égaliseur adaptatif [18].

L'égaliseur adaptative ce fonctionne en deux modes : entraînement et orienté décisions

- Mode d'entraînement : au démarrage, une séquence d'entraînement, connue du récepteur, est utilisée par l'émetteur, ce qui permet d'initialiser les coefficients de l'égaliseur à des valeurs correctes (disponibilité du signal souhaité $x(n)$)
- Mode orienté décisions : en régime, l'émetteur transmet une séquence inconnue de symboles, et le récepteur prend une décision sur les symboles reçus. On peut supposer que ces décisions sont correctes la plupart du temps. Les décisions prises par le récepteur constituent alors la réponse souhaitée servant à calculer le signal d'erreur. Dans ce mode, le récepteur est capable de suivre les variations lentes du canal.

2.5.1 Les Algorithmes Adaptative

Pour l'égalisation adaptative, les coefficients de l'égaliseur s'ajustent au fur et à mesure que les caractéristiques du canal changent. L'égaliseur peut se baser sur ces propres décisions pour évaluer les coefficients optimaux selon le canal à un moment précis. Différents algorithmes d'adaptation existent pour calculer les coefficients. Nous verrons brièvement quelques-uns de ces algorithmes dans les sections suivantes. Pour plus d'information, le lecteur est référé aux volumes et articles suivants [17]

Cette adaptation nécessite une séquence d'apprentissage et une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre dont l'objectif est la minimisation d'une erreur. Pour cela, on utilisera des

algorithmes d'optimisation. On donnera ici les grandes lignes de quelques approches largement utilisées en filtrage adaptatif : LMS, NLMS et RLS.

2.5.1.1 L'algorithme des moindres carrés moyens (LMS)

L'algorithme d'adaptation des moindres carrés LMS « *Least-mean Square* » fut développé à la fin de l'année 1960 par Widrow et Hoff. Cet algorithme ajuste du vecteur des coefficients qui minimiseront l'erreur quadratique moyenne MMSE « *Minimum Mean Square Error* ». L'équation récurrente utilisée par l'algorithme LMS est donnée par [17] :

$$c_{k+1} = c_k + \mu(x_k - \hat{x}_k)V_k^* \quad (2-30)$$

Où

c_k : Le vecteur des coefficients d'égaliseur

V_k : Le vecteur des échantillons du signal reçu

μ : Le pas d'adaptation de l'algorithme LMS

x_k : Le signal désiré

\hat{x}_k : Le symbole décidé

k : Le nombre de coefficients d'égaliseur

* : désigne le conjugué

Le pas d'égalisation μ est variable et il détermine la vitesse de convergence de l'adaptation. Un grand pas d'égalisation permet une convergence plus rapide mais il y a un risque de non-convergence. Un petit pas d'égalisation assure une convergence vers une solution mais le temps de convergence est plus long. Habituellement μ est choisie dans la marge :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (2-31)$$

Où λ_{max} représente la valeur propre maximale de la matrice d'auto corrélation Φ_{yy} .

2.5.1.2 L'algorithme du gradient stochastique normalisé (NLMS)

Le principal inconvénient de la "pureté" de l'algorithme LMS est qu'il est sensible à l'échelle de son entrée $y(n)$. Cela rend très difficile de choisir un taux d'apprentissage μ qui garantit la stabilité de l'algorithme. Le *Normalised Least Mean Squares* filtre (NLMS) est une variante du LMS algorithme qui permet de résoudre ce problème sans employer les évaluations de la fonction d'autocorrection de signal d'entrée [19].

Le NLMS algorithme peut être résumé comme suit :

L'équation de mise à jour est :

$$C(n + 1) = C(n) + \frac{\mu^* \cdot v(n) \cdot e^*(n)}{a + v(n)^H v(n)} \quad (2-32)$$

Initialisation :

$$h(0) = 0$$

Calcul :

$$v(k) = [v(k) \ v(k - 1) \ \dots \ v(k - (N - 1))]^T \quad (2-33)$$

$$e(n) = x(n) - y(n) \quad (2-34)$$

$$\hat{x}(n) = \mathbf{C}_T v(n) \quad (2-35)$$

$$C(n + 1) = C(n) + \frac{\mu^* \cdot v(n) \cdot e^*(n)}{a + v(n)^H v(n)} \quad (2-36)$$

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

$$0 < \mu^* < 2 \quad , \quad a \geq 0 \quad (2-37)$$

Le NLMS converge beaucoup plus rapidement que le LMS. Dans quelques applications, la normalisation est universelle.

L'effet de grandes fluctuations au niveau de la puissance du signal d'entrée est compensé au niveau de l'adaptation, ainsi l'effet de la grande longueur de vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille d'étape de l'algorithme. [19]

2.5.1.3 Algorithme récursive des moindres carrés (RLS)

Le RLS en anglais « *Recursive Least Squares* » est un algorithme d'une complexité plus grande que le LMS, cependant il fournit une convergence plus rapide, une erreur asymptotique plus faible et est peu sensible aux variations des valeurs propres du système. Les étapes de sa réalisation comprennent celles citées plus haut pour le LMS, avec comme différences majeures : la mise à jour des poids et la présence du gain. L'équation de mise à jour des poids s'écrit comme suit [21] :

$$C(n + 1) = c(n) + K[e(n)^*] \quad (2-38)$$

Avec le gain K (constante de Kalman) qui se définit comme suit :

$$K(n) = \frac{\lambda^{-1}p(n-1)v(n)}{1 + \lambda^{-1}v^T(n)p(n-1)v(n)} \quad (2-39)$$

Avec :

λ : est un facteur d'oubli compris entre 0 et 1 : il contrôle les variations des propriétés de l'algorithme RLS.

$P(n)$: est la matrice de covariance (matrice d'adaptation) qui se définit selon :

$$p(n) = \lambda^{-1}p(n-1) - \lambda^{-1}K(n)v^T(n)p(n-1) \quad (2-40)$$

La matrice de covariance est initialisée de la manière suivante :

$$P(0) = \beta^{-1}.I \quad (2-41)$$

Avec :

I : Est la matrice identité

β : Une constante positive très faible

2.6 Combinaison convexe de deux filtres adaptatifs

Pour améliorer les performances des filtres adaptatifs précédents, nous étudions la performance quadratique moyenne d'une combinaison convexe de deux filtres transversaux. Les filtres individuels sont adaptés indépendamment en utilisant leurs propres signaux d'erreur, Les filtres individuels sont adaptés indépendamment en utilisant leurs propres signaux d'erreur, tandis que la combinaison est adaptée au moyen d'un algorithme de gradient stochastique afin de minimiser l'erreur de la structure globale. Des expressions générales sont obtenues pour montrer que le procédé est universel en ce qui concerne les filtres de composants, c'est-à-dire qu'en régime permanent, il fonctionne au moins aussi bien que le meilleur filtre de composant. De plus, lorsque la corrélation entre les erreurs a priori des composants est suffisamment faible, leur combinaison est capable de surpasser les deux. [22]

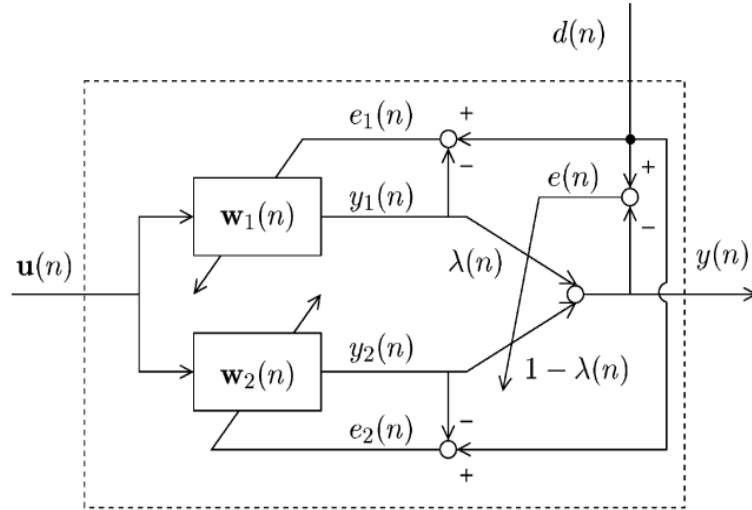


Figure 2-8 : Combinaison convexe des deux filtres adaptive [22].

Le signal à la sortie de la structure, $y(k)$ est la combinaison convexe des sorties des filtres w_1 et w_2 respectivement $y_1(k)$ et $y_2(k)$:

$$y(k) = \lambda(k)y_1(k) + [1 - \lambda(k)]y_2(k) \quad (2-42)$$

Où $y_1(k) = x^T(k)w_1(k)$ et $y_2(k) = x^T(k)w_2(k)$, avec $w_1(k)$ et $w_2(k)$ dénotant les vecteurs des coefficients des filtres et $x(k)$ le vecteur d'entrée commun aux deux filtres ; $\lambda(k)$ est la pondération de la combinaison est vue aussi comme un filtre transversal donnée par :

$$w(k) = \lambda(k)w_1(k) + [1 - \lambda(k)]w_2(k) \quad (2-43)$$

Le but de l'adaptation de la pondération $\lambda(k)$ est la minimisation de l'erreur quadratique de la combinaison $|e(k)|^2 = |d(k) - y(k)|^2$. Elle a comme contrainte $0 \leq \lambda(k) \leq 1$. Ceci explique la détermination de $\lambda(k)$ à partir d'une fonction sigmoïde d'une variable auxiliaire $\alpha_1(k)$:

$$\lambda(k) = \frac{1}{1 + e^{\alpha_1(k)}} \quad (2-44)$$

L'ajustement de la variable $\alpha_1(k)$ est donc mise en œuvre à travers la méthode du gradient :

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \alpha_1(k)} \quad (2-45)$$

Où μ est le pas de l'algorithme. La dérivée partielle de l'équation ci-dessus vaut :

$$\frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \alpha_1(k)} = \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \lambda(k)} \frac{\partial \lambda(k)}{\partial \alpha_1(k)} \quad (2-46)$$

$$= \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \lambda(k)} \lambda(k) [1 - \lambda(k)] \quad (2-47)$$

En considérant (2-44), on réécrit l'erreur $e(k)$ en fonction de $\lambda(k)$, comme suit :

$$e(k) = d(k) - \lambda(k)y_1(k) - [1 - \lambda(k)y_2(k)] \quad (2-48)$$

D'où

$$\frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \lambda(k)} = \frac{\partial e^*(k)e(k)}{\partial \lambda(k)} \quad (2-49)$$

$$= \frac{\partial e^*(k)}{\partial \lambda(k)} e(k) + \frac{\partial e(k)}{\partial \lambda(k)} e^*(k) \quad (2-50)$$

$$= -2\text{Re}\{e(k)[y_1(k) - y_2(k)]^*\} \quad (2-51)$$

Ainsi, en utilisant (2-47) et (2-51) dans (3.45), on obtient l'algorithme d'ajustement de la variable $\alpha_1(k)$:

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \mu \text{Re}\{e(k)[y_1(k) - y_2(k)]^*\} \lambda(k) [1 - \lambda(k)] \quad (2-52)$$

Par conséquent, (2-44) et (2-54) définissent l'adaptation de la pondération $\lambda(k)$ de façon à minimiser l'erreur quadratique d'égalisation par la combinaison des deux filtres adaptives.

Les structures combinées peuvent être utilisées pour [23] :

- Facilitez la sélection des paramètres du filtre (tels que la taille du pas ou le facteur d'oubli, les constantes de régularisation, la longueur du filtre, l'ordre de projection, etc.). La couche de combinaison sélectionnerait et donnerait plus de poids au meilleur filtre à chaque instant, rendant la sélection des paramètres moins critique.
- Augmente la robustesse contre les conditions environnementales inconnues. Cependant, lorsque les conditions de filtrage ne sont pas connues avec précision ou changent avec le temps, ces systèmes peuvent afficher des performances très sous-optimales. Des schémas de combinaison peuvent être exploités pour accroître la

robustesse de ces techniques contre une connaissance insuffisante ou imprécise du scénario de filtrage adaptatif.

- Fournir une diversité qui peut être exploitée pour améliorer les performances au-delà des capacités d'un filtre adaptatif individuel.

3.1 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les structures de l'égaliseur linéaire et non linéaire et les algorithmes d'adaptations LMS NLMS RLS et la combinaison entre eux.

Chapitre 3 : Simulations et résultats

3.2 Introduction

Dans ce chapitre, nous procéderons à la simulation des égaliseurs étudiés : l'égaliseur LMS NLMS RLS, l'égaliseur mixte LMS/NLMS LMS/RLS et RLS/NLMS et nous comparons leurs performances respectives pour différents types des canaux de transmission en utilisant le logiciel de simulation Matlab.

3.3 Modèle de simulation

Le modèle utilisé lors de notre simulation est représenté par la figure suivante

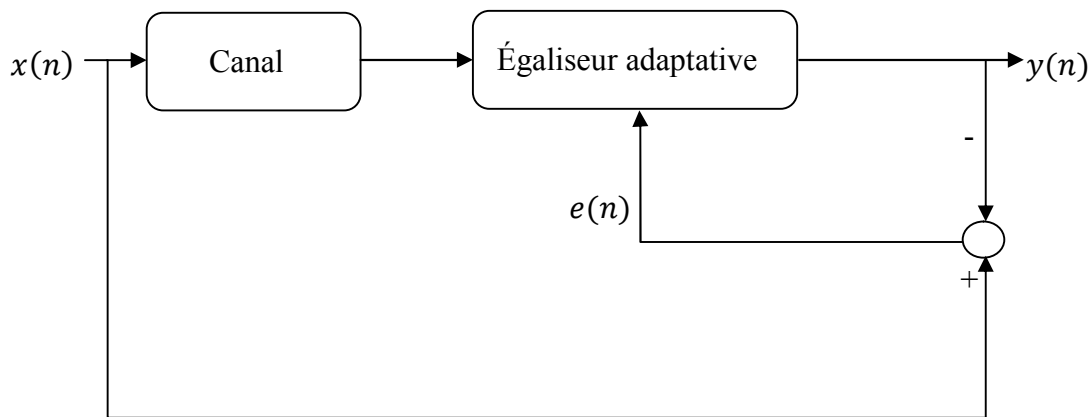


Figure 3-1 : modèle de simulation

On génère un signal $x(n)$ du type BPSK (le bit 0 représenté par -1 et 1 bit représenté par +1) avec 4000 itérations. Ce signal va être transmis dans le canal (AWGN et Rayleigh), et on minimise EQM entre le signal reçu $v(n)$ et le signal transmette $x(n)$ en tenant compte des changements des coefficients du filtre adaptatif avec différents algorithmes en fonction du temps, le pas d'apprentissage (μ)

3.3.1 Modèle de simulation avec canal AWGN

Dans cette partie Nous considérons le canal gaussien avec SNR=8 dB soumis à IES à l'itération1000, l'égaliseur est constitué de 32 coefficients.

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus par la moyenne sur 1000 réalisations. La figure suivante représente le comportement de l'égaliseur LMS NLMS RLS avec un pas d'adaptation pour l'algorithme LMS 0.015 qui assure une bonne convergence de la MSE. La rapidité de convergence est assurée avec le bon pas choisit μ , et pour la convergence de l'algorithme NLMS on choisit le pas 1.2

L'algorithme RLS avec ($\lambda=0.999$) est le meilleur que les deux s'algorithmes (LMS NLMS).

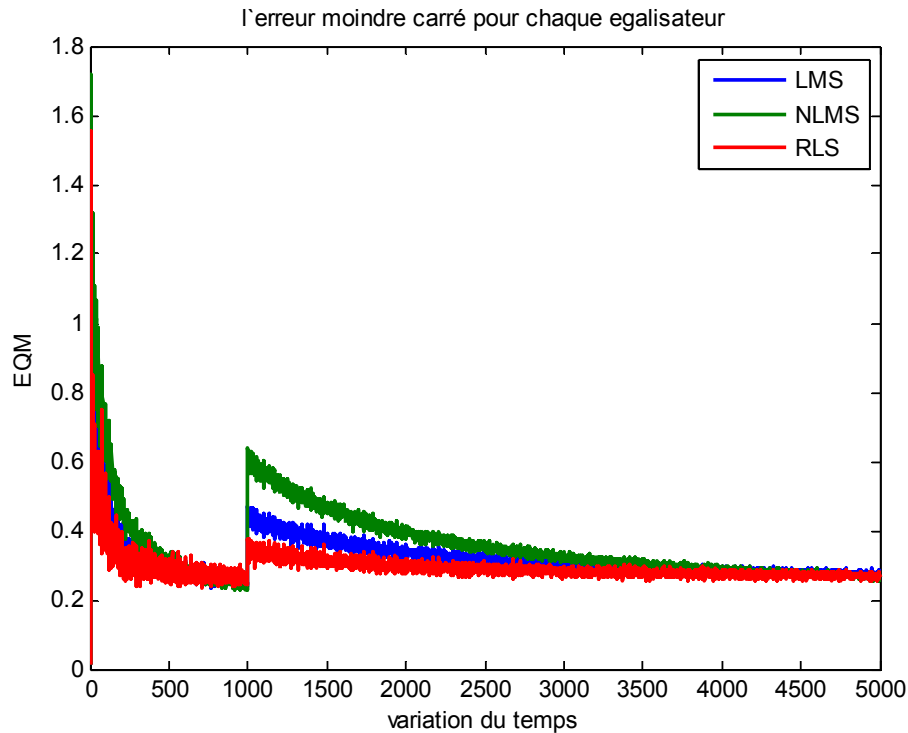


Figure 3-2 : EQM pour chaque égaliseur en fonction de nombre d'itération

Avec une nouvelle approche de la technique de combinaison convexe les performances des égaliseurs seront augmentées au sens la rapidité, la stabilité, la robuste. Comme nous avons vu dans Les figures suivantes les performances des égaliseurs mixtes (LMS/RLS LMS/NLMS NLMS/RLS) sont meilleurs que les égaliseurs individuels (LMS NLMS RLS)

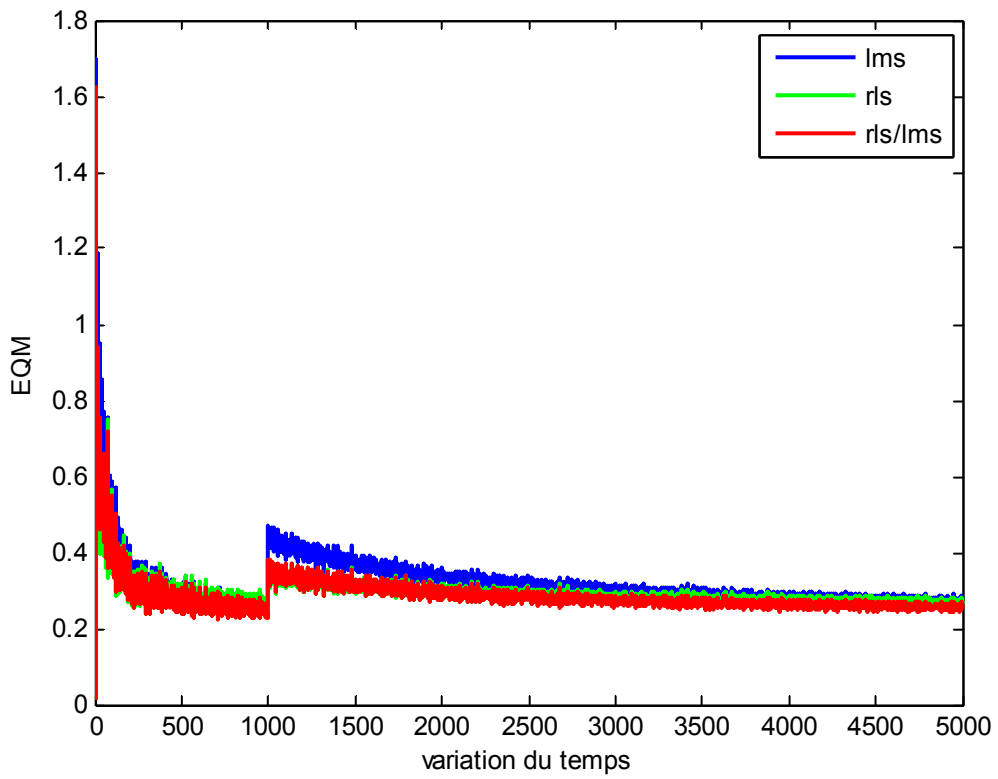


Figure 3-3 : EQM pour égaliseur RLS/LMS en fonction de nombre d'itération

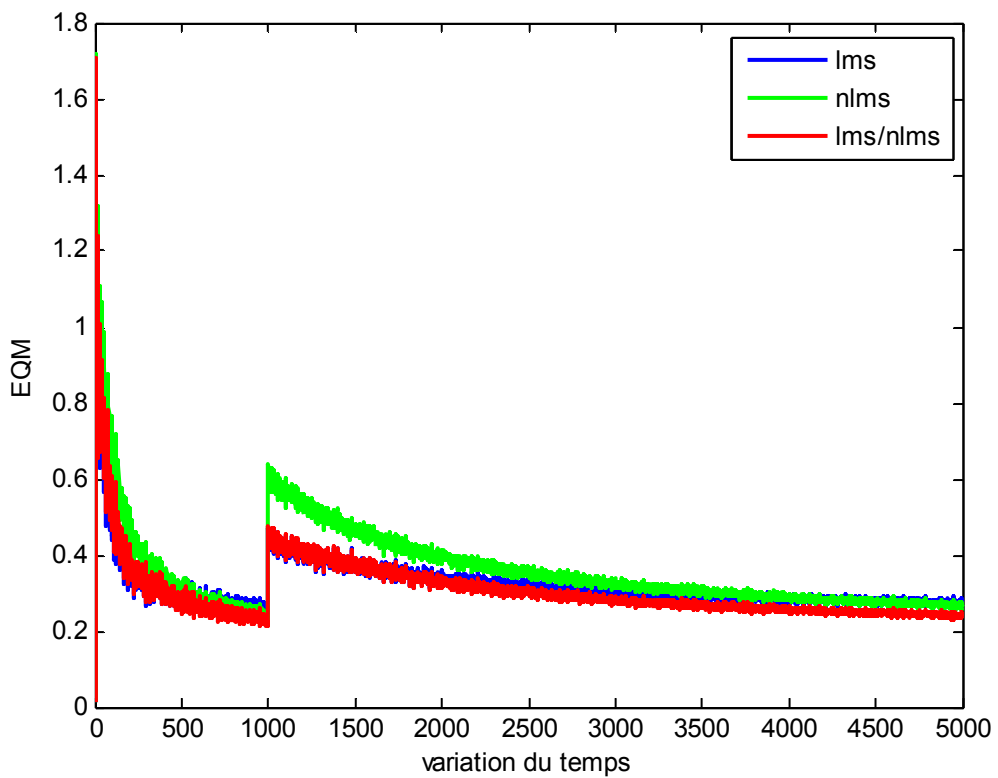


Figure 3-4 : EQM pour égaliseur LMS/NLMS sur 5000 itération

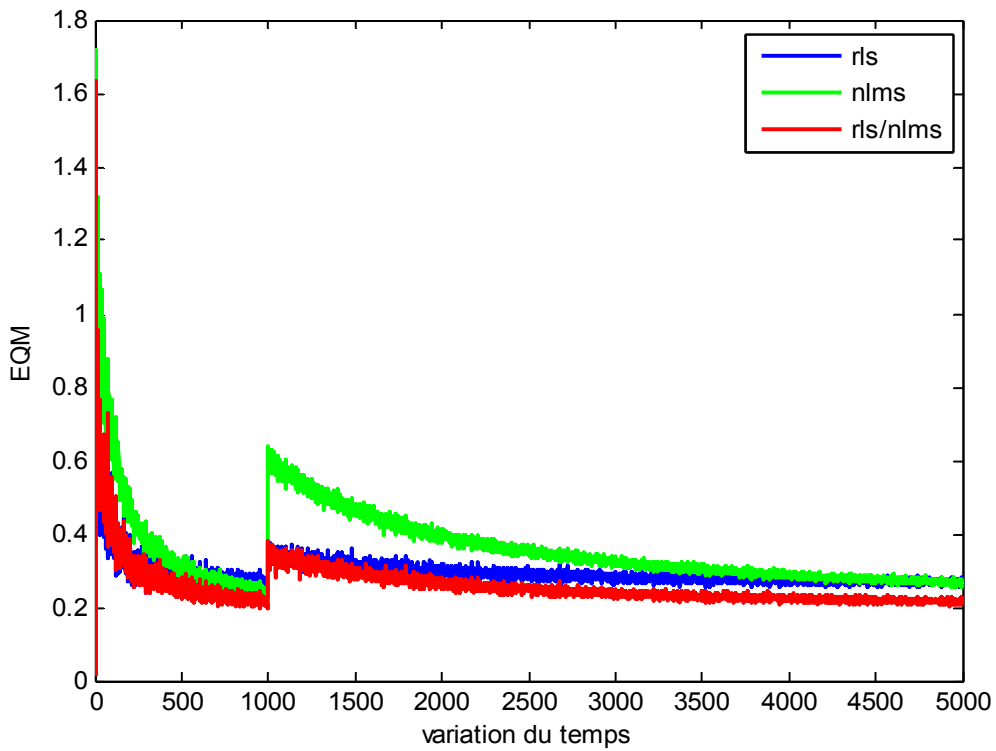


Figure 3-5 : EQM pour égaliseur RLS/NLMS en fonction de nombre d'itération

La figure montre que l'égaliseur mixte RLS/NLMS est meilleur que les autres égaliseurs mixtes

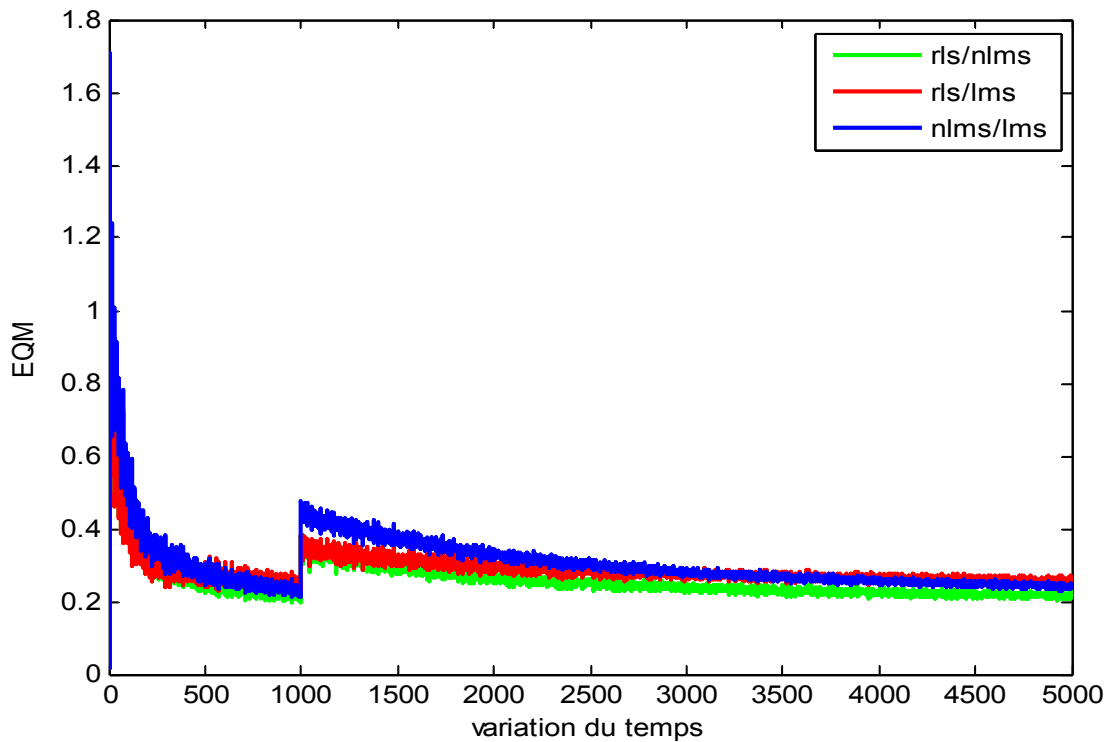


Figure 3-6 : EQM pour chaque égaliseur mixte en fonction de nombre d'itération

3.3.2 Modèle de simulation avec canal Rayleigh

Nous considérons un canal de Rayleigh mono trajet avec une période de symbole $T_s=1$ us et déferente fréquence décalage $f_d=8$ Hz et 50Hz. Avec $SNR=4$ dB soumis à IES à l'itération 1000, l'égaliseur est constitué de 42 coefficients. Les figures (3-7,3-8) représentent l'erreur quadratique moyenne de chaque égaliseur (le cas 8Hz et 50Hz)

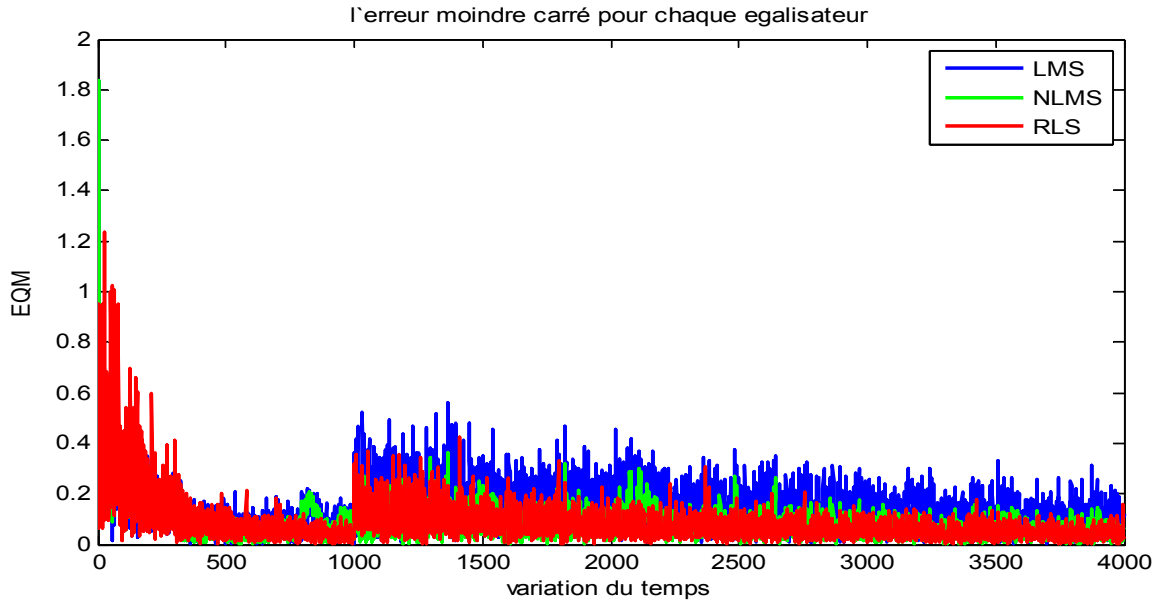


Figure 3-7 : EQM pour les égaliseurs LMS NLMS RLS sur 4000 itération le cas $f_d=8$ Hz

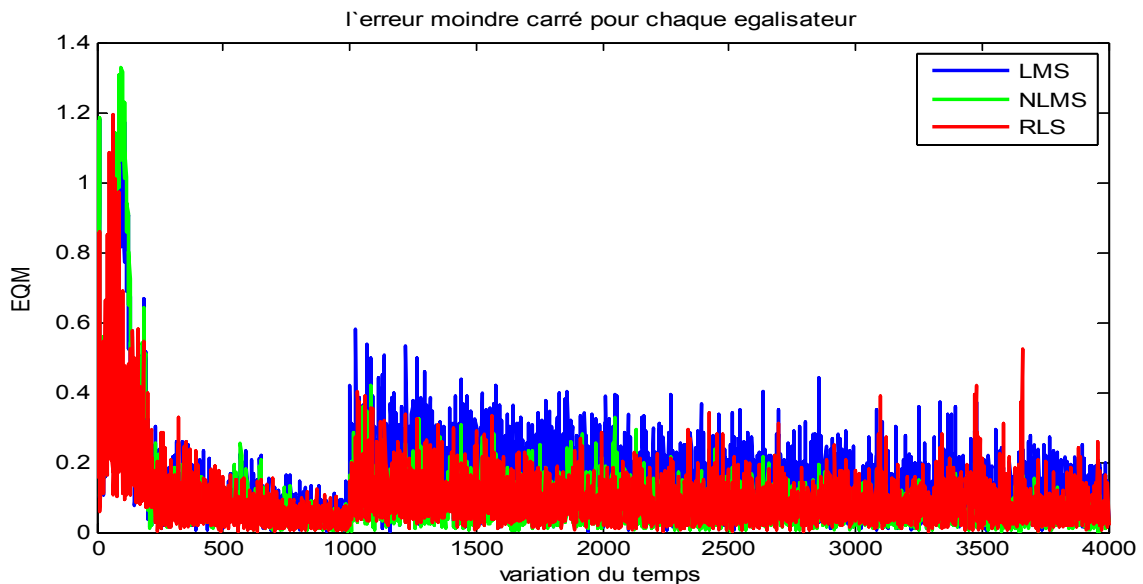


Figure 3-8 : EQM pour les égaliseurs LMS NLMS RLS sur 4000 itération le cas $f_d=50$ Hz

Nous observons à la figure 3-7 le comportement de l'égaliseur au niveau de la MSE avec différent algorithme d'adaptation (LMS NLMS et RLS qui donne une bonne convergence dans

ce cas), en change la fréquence de décalage à $f_d=50\text{Hz}$, la figure 3-8 illustre le comportement de chaque égaliseur, après 2000 itérations l'égaliseur RLS divergé par contre LMS et NLMS est converge tans vers la solution optimale.

En ce qui concerne l'approche de la combinaison convexe de deux filtres (LMS/RLS LMS/NLMS NLMS/RLS) et meilleure que les deux filtres individuelles comme nous observons dans les figures .même après la divergence de la performance du égaliseur RLS (dans le cas $f_d=50\text{Hz}$) à partir d'itération 2000.

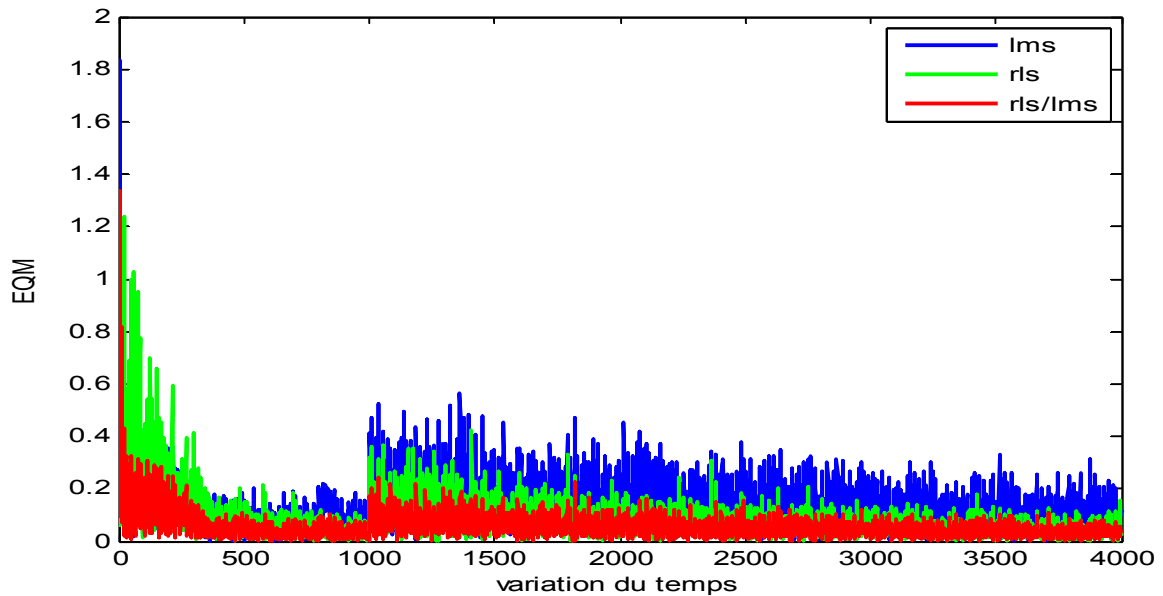


Figure 3-9 : EQM pour l'égaliseur LMS/RLS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$

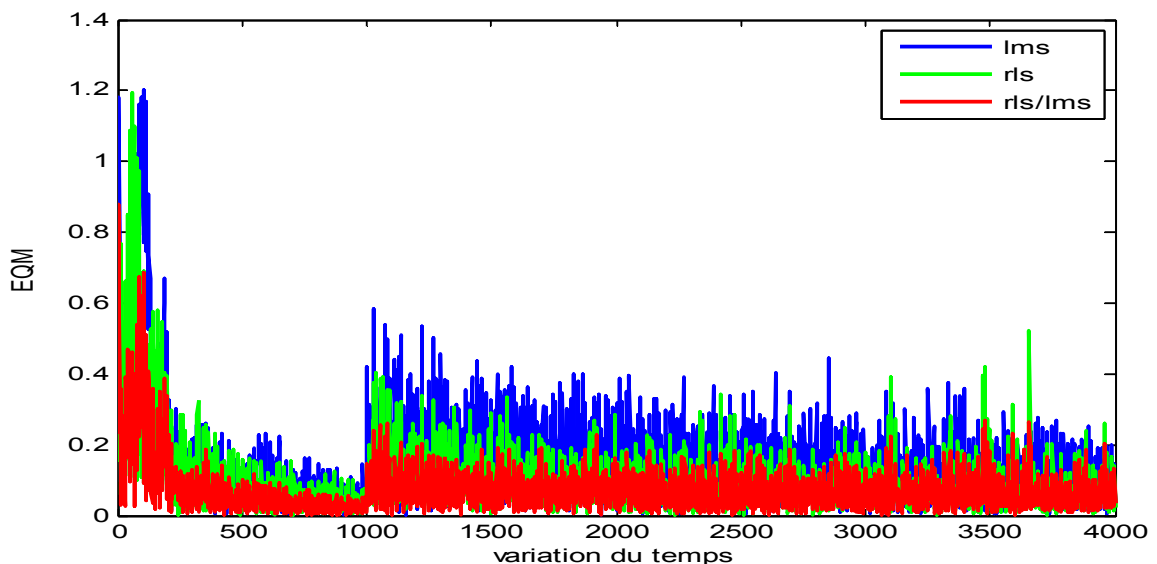


Figure 3-10 : EQM pour l'égaliseur LMS/RLS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$

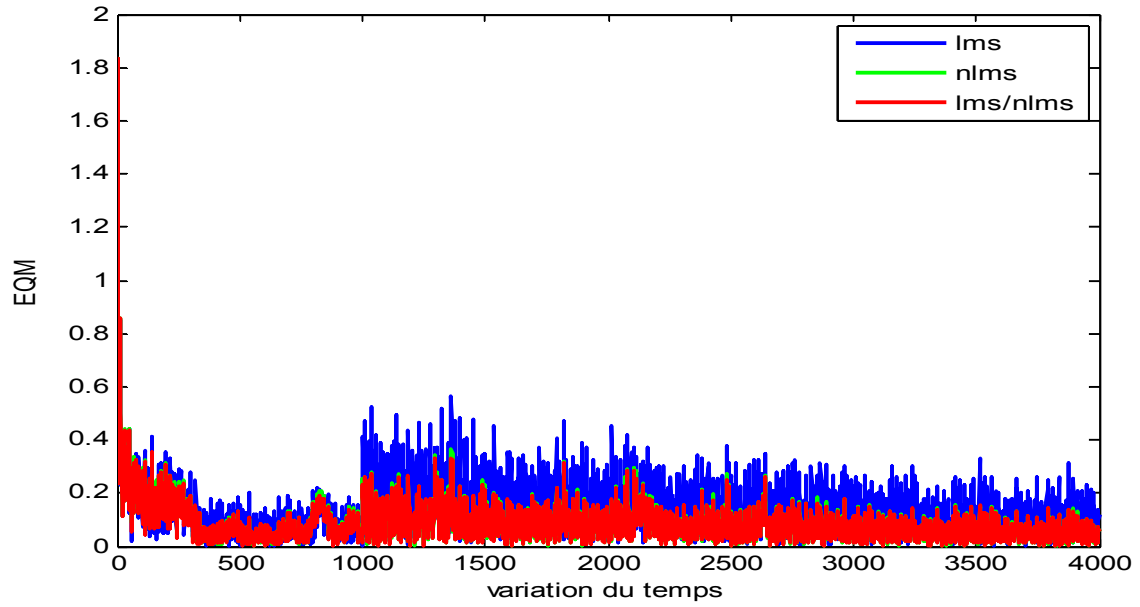


Figure 3-11 : EQM pour l'égaliseur LMS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$

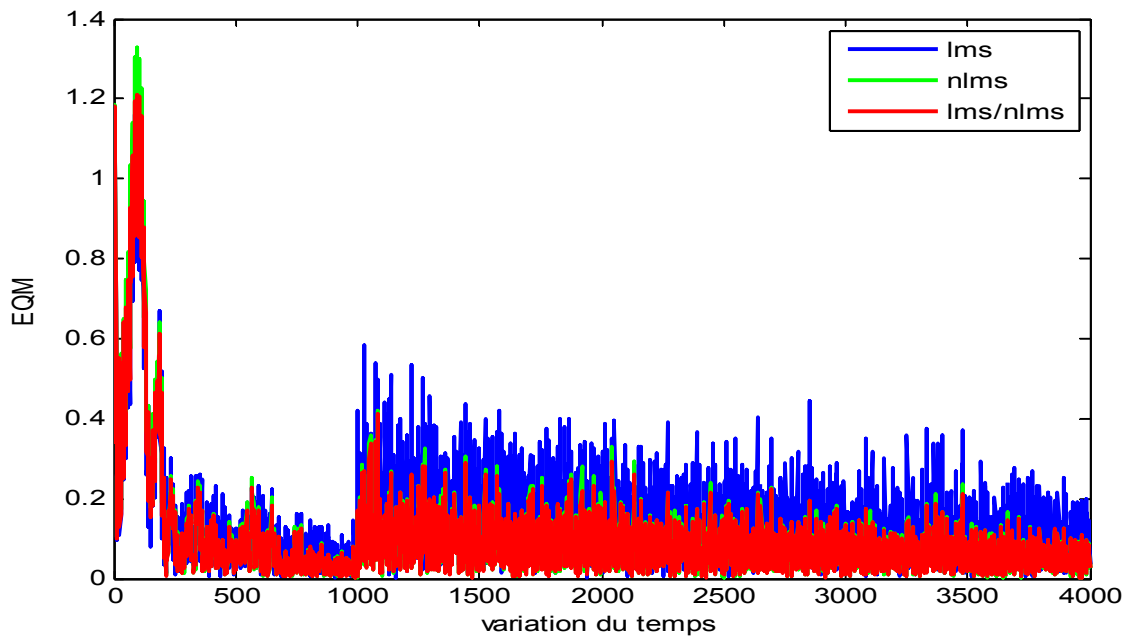


Figure 3-12 : EQM pour l'égaliseur LMS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$

Et aussi les résultats suivant montrent que la combinaison convexe donne une bonne convergence

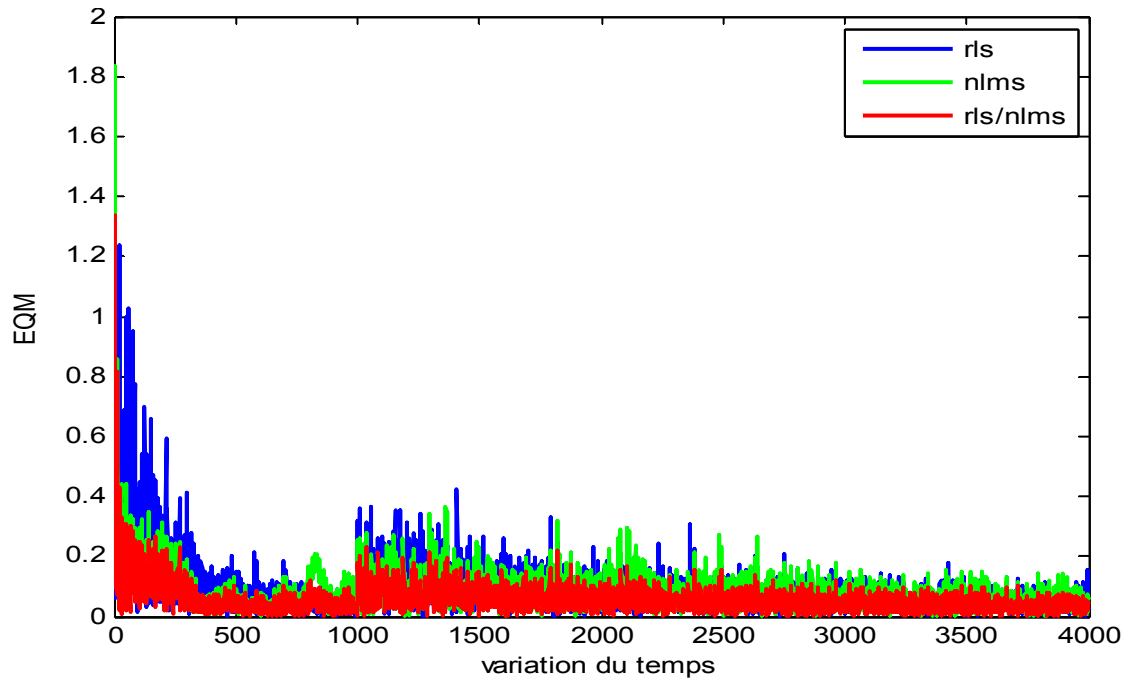


Figure 3-13 : EQM pour l'égaliseur RLS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$

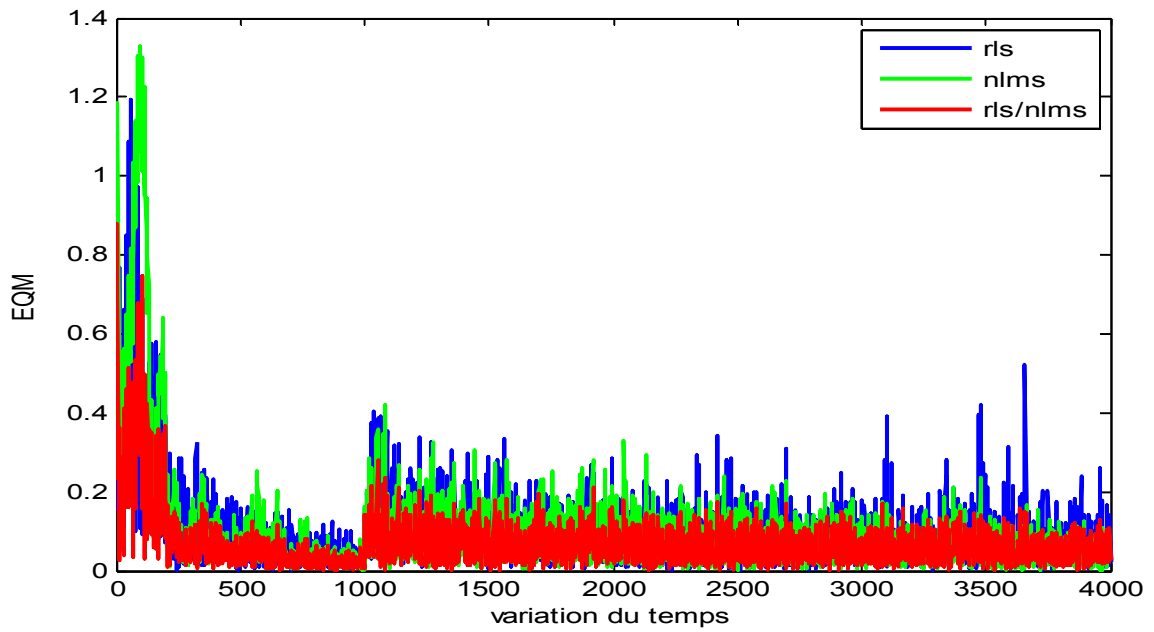


Figure 3-14 : EQM pour l'égaliseur RLS/NLMS sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$

3.4 Comparaison de résultats des égalisateurs mixtes

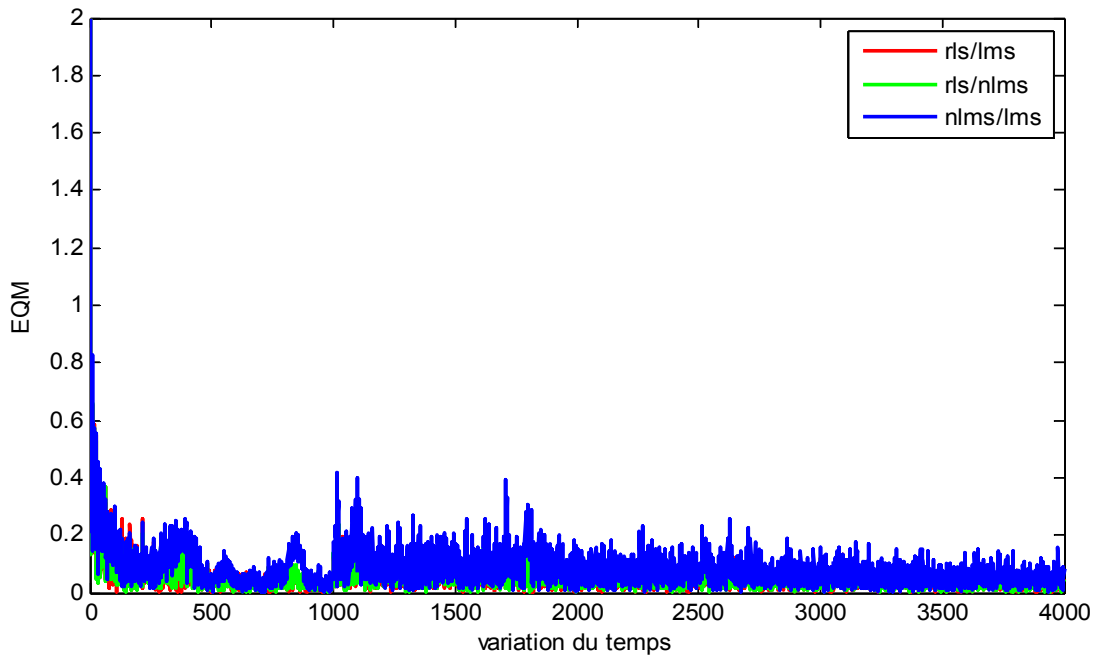


Figure 3-15 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$

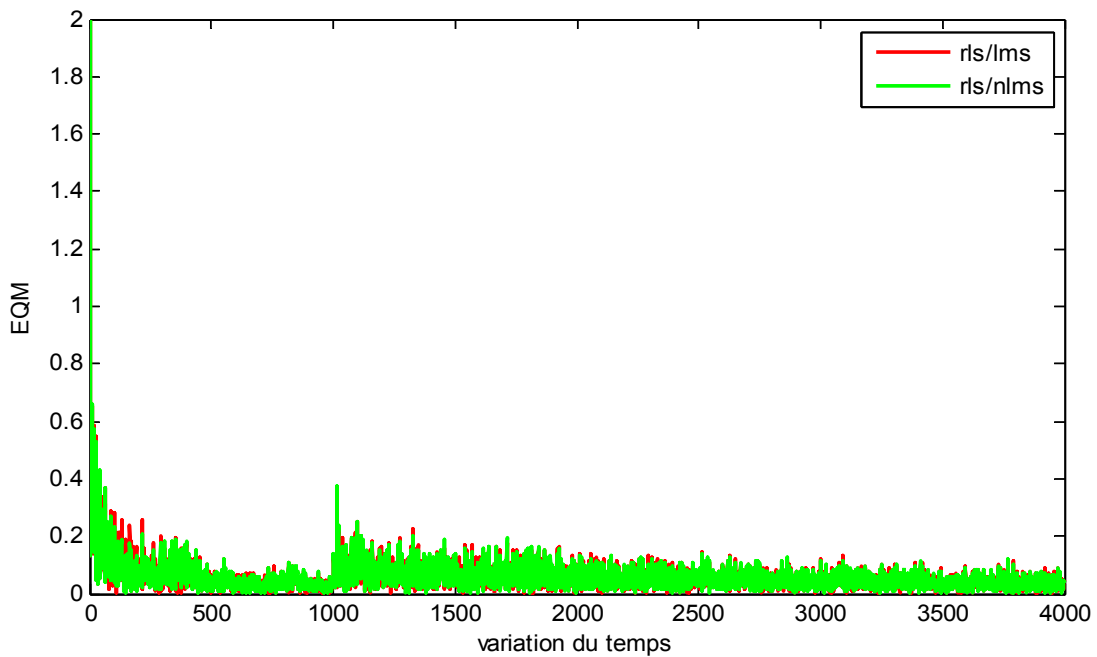


Figure 3-16 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=8\text{Hz}$

Comme nous observons à la figure 3-15 et la figure 3-16 que l'égaliseur RLS/NLMS est meilleur que l'égaliseur LMS/NLMS et stable que l'égaliseur RLS/LMS.

Les figures suivantes montrent que l'égaliseur mixte RLS/NLMS est donne une bonne performance, même après l'augmentation de fréquence de décalage

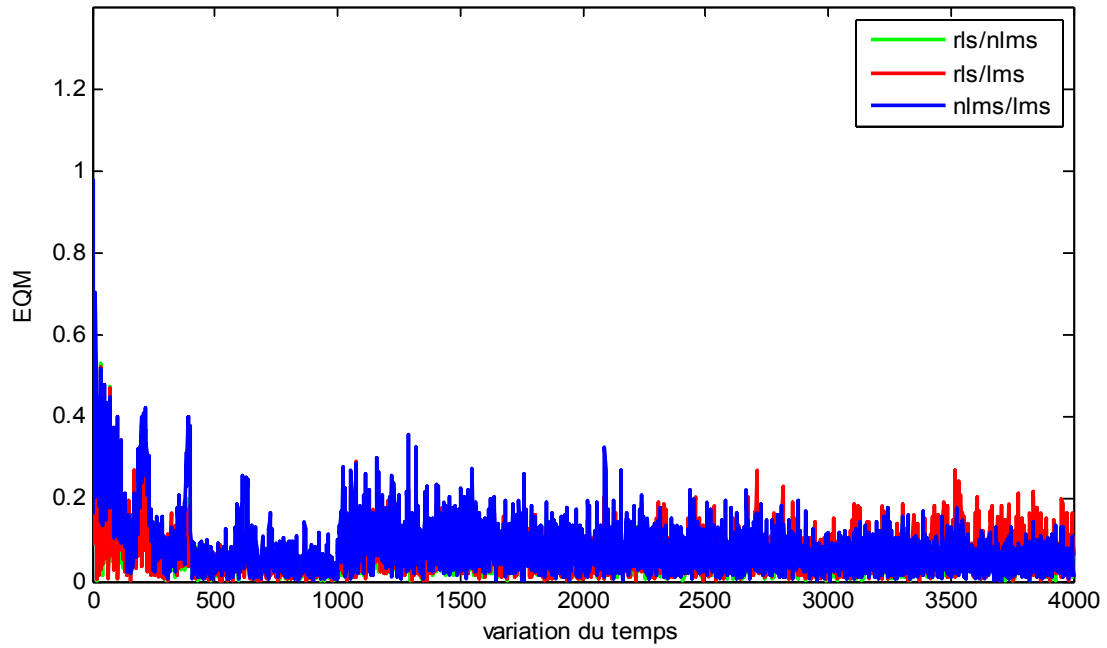


Figure 3-17 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$

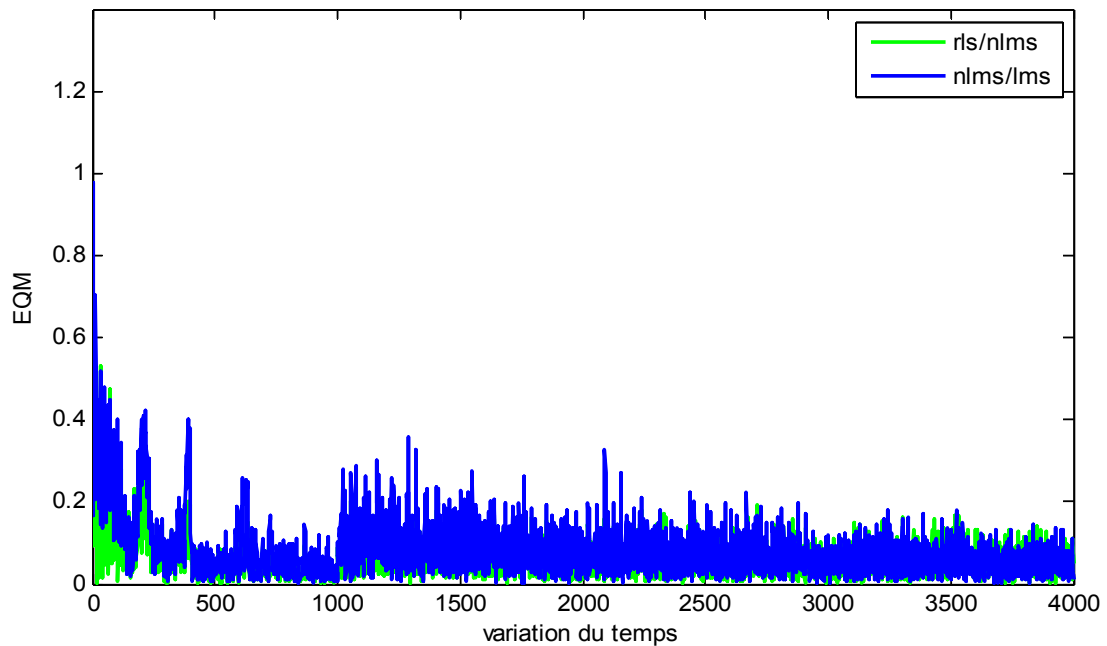


Figure 3-18 : EQM pour chaque égaliseur mixte sur 4000 itération le cas $f_d=50\text{Hz}$

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une analyse des performances des égaliseurs LMS NLMS RLS et la combinaison entre eux dans les canaux (gaussien et Rayleigh). La simulation a montrée que la technique de combinaison convexe entre les égaliseurs LMS NLMS RLS donne une bonne performance et plus robustes que l'égaliseur individuel

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est l'étude de l'égalisation adaptative des canaux de transmission afin d'éliminer l'effet d'interférence entre symboles et rendre le bruit blanc dans les canaux variant avec le temps.

Dans le premier chapitre, nous avons eu l'occasion d'introduire des notions générales sur les systèmes de communications numériques, telles que : le codage de source, le codage du canal, les modèles des canaux de transmissions, les modulations numériques, le bruit et l'interférence entre symboles.

Dans le deuxième chapitre Nous avons étudié l'égaliseur linéaire (LE) et non linéaire (DFE).et aussi nous étudions les algorithmes adaptatifs tels que : l'algorithme du gradient stochastique LMS, l'algorithme du gradient stochastique normalisé NLMS et l'algorithme des moindres carrés récursif RLS. Nous avons proposé une nouvelle technique : la combinaison convexe des deux filtres.

Finalement, les résultats présentés dans ce mémoire démontrent que l'égaliseur mixte à converger rapidement vers la solution optimale et plus robuste que l'autre égaliseur individuelle.

Bibliographie

- [1]: J. G. Proakis, «Digital Communications». McGraw-Hill International Editions, ISBN 0-07-113814-5, 1995.
- [2]: Nuttapol Prayongpun, « Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation ». Traitement du signal et de l'image. Université Joseph Fourier Grenoble I, 2009. Français.
- [3]: Iryna ANDRIYANOVA, « Introduction aux Communications Numériques », Université de Cergy-Pontoise 2012.
- [4]: G. Battail, H. M. De Oliveira, and W. Zhang, «Codage déterministe imitant le codage aléatoire pour le canal à bruit gaussien additif», in Annales des télécommunications, vol. 47, no. 9-10. Springer, 1992, pp. 433–447.
- [5] : MESSAOUD AHMED OUAMEUR, « Modélisation et estimation de canaux pour les communications sans fils » mémoire présenté à l'université du Québec à Trois-Rivières. avril 2002.
- [6]: ABDELLAH BERDAI, «Egalisation aveugle et turbo égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps», mémoire présenté à l'Université Laval Québec 2006.
- [7]: A.Gutierrez and W.Ryans, «Performance of Volterra and MLSD Receivers for Nonlinear Band-Limited Satellite Systems», IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, no.7, pp. 1171–1177, July 2000.
- [8]: Alain Glavieux et Joindoï, Michel. Masson, «Communications numériques Introduction», Paris:1996.
- [9]: Alexandre Boyer,«Canaux de transmission bruités» institut national des sciences appliquées de toulouse,septembre 2011.
- [10]: Hikmet SARI . « Transmission des signaux numériques » Techniques de l'ingénieur, traité électronique.10juin1995.
- [11]: M. Bellanger, « Traitement numérique du signal», Paris : Masson, 1994.

- [12]: Olivier Sentieys, «Traitement Numérique du Signal», Ecole Nationale Supérieure de Sciences Appliquées et de Technologie - Université de Rennes 1, 29 septembre 2014.
- [13]: MADJID Aksas«égaliseur aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse»,Montréal, 30 avril 2003 .
- [14]: Souhaila Fki,« Egalisation aveugle par méthodes à noyaux et techniques de classification automatique de modulations ». Traitement du signal et de l'image. Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2015. Français.
- [15]: C. Laot. «Égalisation autodidacte et turbo-égalisation, Application aux canaux sélectifs en fréquence». THÈSE présentée à Université de Rennes , 4/07/1997.
- [16]: Yvon Sosthène Yameogo,« Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA ». Traitement du signal et de l'image. Université Rennes 1, 2011. Français.
- [17]: MARC Lauzon, «Réalisation d'un égaliseur à retour d'état avec décodeur intégré» école de technologie supérieure, 23 FÉVRIER 2001.
- [18]: Thierry Sartenauer, Transmission numérique en bande de base, Cours de Télécommunications, Novembre 2006.
- [19]:Melal Khireddine Ingénieur d'Etat, Institut d'Electronique-Université de Batna « Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA ».
- [20]: Paul F. Petit “Turbo-Equalization for QAM Constellation” pp 15, University of South Australia 2002.
- [21]: DIDIER félix eke ,«Méthode d'identification en virule fixe d'un modèle non linéaire basé sur les algorithmes génétiques»,l'université du québec ,mai 2008.
- [22]:Fabiano De Sousa Chaves. « Controle de potência oportunista e equalização robusta em redes de comunicação sem fio : enfoques via controle automático e teoria dos jogos».Other. Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2010. Portuguese.
- [23]: Jerónimo Arenas-García, Luis A. Azpicueta-Ruiz, « Combinations of two adaptive filtre»,IEEE signal processing magazine,january 2016.

Résumé

Dans ce mémoire nous avons étudié les méthodes d'égalisation dans les canaux de communication afin d'éliminer l'effet d'interférence entre symboles et minimiser le bruit blanc où nous avons utilisé un égaliseur linéaire avec trois approches LMS NLMS RLS d'estimation. Comme nous avons présenté une proposition : la combinaison convexe des deux filtres. La technique est testée sur deux modèles différents de canaux (AWGN et Rayleigh) pour avoir une bonne performance et assurer une bonne qualité de communication.

Les résultats de simulation ont montré que l'égaliseur mixte (LMS/NLMS LMS/RLS NLMS/RLS) est plus robuste et meilleur que les égaliseurs individuels LMS NLMS RLS et du point de vue performances.

MOTS CLES : égaliseur ; égaliseur mixte ; canaux de communication ; Interférence entre symboles ;

ملخص

في هذه الأطروحة قمنا بدراسة طرق التساوي في قنوات الاتصال من أجل القضاء على تأثير التداخل بين الرموز وتقليل الضوضاء البيضاء حيث استخدمنا المعادل الخطي مع ثلاث طرق لتقدير LMS NLMS RLS كما قدمنا اقتراح مزيج محدد من اثنين من المرشحات. يتم اختبار التقنية على طرازين مختلفين للقنوات (AWGN و Rayleigh) للحصول على أداء جيد وجودة اتصال جيدة.

أظهرت نتائج المحاكاة أن المعادل المختلط (LMS/NLMS LMS/RLS NLMS/RLS) أكثر قوة وأفضل من معادلات الفردية LMS NLMS RLS.

كلمات مفتاحية : المعادل , التداخل بين الرموز , الضوضاء البيضاء , المعادل المختلط