

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunications
Spécialité réseaux et télécommunications

présenté par

ZERROUKI Zahia

&

RAHIM Abir

Egalisation d'une chaîne de transmission par l'algorithme de projection affine

Proposé par :

Pr DJENDI Mohammed

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur monsieur le Pr DJENDI Mohammed pour sa disponibilité, ses conseils, ses encouragements et son assistance morale durant toute la période du travail dont il a été le maître. Sincèrement vous nous faites l'honneur d'avoir été notre encadreur.

Nos remerciements s'adressent également à 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 remercions particulièrement et profondément tous les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Enfin, nous tenons également à remercier tous nos camarades de classe et toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail fructueux.

ZERROUKI Zahia

RAHIM Abir

Dédicace

Je tiens tout d'abord à remercier mes professeurs, anciens et nouveaux, que j'ai eu au cours de ces longues années d'études, à mon professeur monsieur M.Youssfi qui m'a aidé et m'a beaucoup conseillé durant ces années là.

Avec toute ma reconnaissance pour les connaissances acquises grâce à vous.

Je remercie vivement tous les membres de ma famille pour tous les efforts fournis, les sacrifices faites pour que je puisse réaliser mes études dans les meilleures conditions. Particulièrement mon seul frère Ali et mes sœurs Batoul et Ratiba pour leurs encouragements, leur soutien moral et financier, leur patience et leur amour.

Que dieu vous garde et vous accorde une longue et heureuse vie.

A ma mère, qui me comprend et me donne la force d'avancer, de franchir les obstacles. Maman, tu resteras toujours ma force qui me donne la capacité de réaliser mes ambitions. Que Dieu te protège et te guérisse.

A mon père qui a sacrifié sa vie chaque seconde pour nous et qui travaille nuit jour pour qu'on soit toujours les meilleurs. Tout en espérant qu'il soit fier de moi.

A mes grands- parents qui sont décédés, spécialement à mon grand père, qui souhaitait partager ma joie, tu resteras toujours près de moi avec tes prières.

A ma grande mère, que Dieu te garde, à ma tante Nacéra et son mari M'hammed.

A mes cousine Houria, Chaima, Rayane, Meriem, soundous, Kawtar et Habiba, mes tantes et mes oncles qui m'ont donné de confiance.

A ma très chère sœur Naima, que Dieu te donne que du bonheur dans ta vie.

A mes petits cousins et cousines Yahia, amimar, Zaki, Abdou, Ishak, Saada, Israa, Imane et Sirina.

Je remercie chaleureusement mes amies Amina Feddak, Sarah, Amina, Fatfat, Ahlem, Bahia, Hadjer et Abir qui m'ont toujours encouragée.

Pour finir, je dédie ce mémoire à tous ceux qui m'aiment et à tous mes amis que j'ai connus pendant ma période d'étude.

ZERROUKI Zahia

Dédicace

Du profond de mon cœur, Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui me sont chers,

A MA CHERE MERE

Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, mon amour éternel et ma considération pour tous les sacrifices que tu as consentis pour mon instruction et mon bien être. Ce travail est dédié à ma mère, qui a été rappelée à dieu trop tôt. Maman ! Même si tu n'étais pas avec moi cette année, tu étais toujours dans mon cœur et mon esprit. Toujours près de moi avec tes prières, tes conseils et tes encouragements. Ton regard, tes paroles, étaient ma force et le seront pour toujours.

Que ce modeste travail soit l'aboutissement de tes vœux tant formulés, le fruit de tes innombrables sacrifices. De la part de ta fille qui a toujours prié pour le salut de ton âme, puisse dieu, le tout puissant t'accorder sa miséricorde et te réserver une place au paradis.

A MON CHER PERE

Je dédie ce travail à mon père, qui m'a toujours encouragée et motivée dans mes études. Je te remercie, toi mon père, pour tout le soutien et l'amour que tu m'as toujours porté depuis ma tendre enfance et j'espère que ta bénédiction m'accompagnera toujours. Puisse Dieu, le très haut, t'accorder santé, longue vie et bonheur.

A TOUTE MA FAMILLE

Ma grande sœur Khawla ma maman à moi, ma meilleure amie je t'aime et je te remercie pour ta présence à mes côtés et tous tes encouragements, Nadjat la douce sœur, mon seul petit frère Nidhal et mon beau frère Hamza, mes nièces Salam et Sidra que j'aime beaucoup.

Rima ma sœur spéciale, Zineb ma chérie et Rania mon amie d'enfance, ma jolie cousine Warda, Loubna ma petite, Ahlem, Imane, Amina, Hiba, Wided, Chahinez, Abla, Imane, Romaiassa, Mes grands frères Abdelhak et Zaki, ma chère collègue Zahia et mon fiancé Ishak mon soutien et mon espoir. A vous tous je dis je vous aime de vrai merci infiniment pour le tout.

Mes grands-parents que Dieu leur fasse miséricorde, que j'aime énormément.

Mes oncles Mohammed, Fatah, Allal, Ibrahim..., merci infiniment pour votre soutien.

Mes cousins(es), mes tantes hamida, Titih...merci pour votre présence.

A tous qui m'aime.

RAHIM Abir

ملخص:

يتكون هذا المشروع من دراسة المعادل استنادًا إلى خوارزمية APA المخصصة لسلاسل الإرسال الرقمي. تتكون الدراسة من اعتماد هذه الخوارزمية من أجل تطبيقها على معادلة مع مرحلة التعلم. كما أجريت تجارب واختبارات مكثفة وفقًا لعدة معايير لبناء كفاءة هذه الخوارزمية.

كلمات المفاتيح : APA , المعادلة.

Résumé :

Ce projet consiste à étudier un égaliseur basé sur l'algorithme APA dédiée pour les systèmes de transmissions numériques. L'étude consiste à adopter cet algorithme afin de l'appliquer à une égalisation avec phase d'apprentissage. Des expériences et des tests intensifs en fonction de plusieurs critères ont été menés pour construire l'efficacité de cet algorithme.

Mots clés : égalisation, APA

Abstract :

This project consists in studying an equalizer based on the dedicated APA algorithm for digital transmission systems. The study consists of adopting this algorithm in order to apply it in learning phase equalization. Experiments and intensive tests according to several criteria were conducted to show the efficiency of this algorithm.

Keywords : APA, equalization.

Listes des acronymes et abréviations

JPEG	Join Photographic Expert Group
MPEG	Moving Picture Expert Group
BER	Bit Error Rate
FEC	Forward Error Correction
ASK	Amplitude Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
DPSK	Differential Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
NLOS	No Line Of Sight
LOS	Line Of Sight
ARQ	Automatic Repeat Request
FES	Forward Error Correction
IES	Interférences Entre Symboles
ZFE	Zero-Forcing Equalizer
ZF	Zero Forcing
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
DFE	Decision Feedback Equalizer
MV	Maximum de Vraisemblance
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
PAM	Pulse Amplitude Modulation
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
RIF	Réponse Impulsionnelle finie
LMS	Least Mean Square
NLMS	Normalized Least Mean Square
APA	Algorithme de Projection Affine
SNR	Signal to Noise Ratio

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Chaîne de transmission numérique	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Source de message.....	4
1.3 Codage de source.....	5
1.3.1 Codage sans perte (codage entropique).....	5
1.3.2 Codage avec perte.....	5
1.4 Codage de canal.....	6
1.5 La modulation numérique.....	6
1.5.1 Principe de la modulation numérique.....	9
1.5.2 Modulation par Déplacement de Phase (MDP).....	10
1.5.3 Modulation d'Amplitude sur deux porteuses en Quadrature (MAQ).....	12
1.5.4 Modulation par Déplacement de Fréquence (MDF).....	13
1.6 Canal de transmission.....	14
1.6.1 Canal à Bruit Blanc Gaussien Additif (BBGA).....	15
1.6.2 Canal de Rayleigh.....	16
1.6.3 Canal de Rice.....	17
1.7 Récepteur.....	18
1.8 Démodulation numérique.....	18
1.9 Décodage de canal.....	19
1.10 Décodage de source.....	19
1.11 Conclusion.....	19
Chapitre 2 Egalisation	
2.1 Introduction.....	20
2.2 Principe de fonctionnement d'un égaliseur.....	20
2.3 Interférence entre symboles.....	21
2.4 Critère de Nyquist (annulation d'IES).....	22
2.5 Égaliseur linéaire ou transverse.....	24
2.5.1 Egalisation par forçage à zéro (ZF : Zero Forcing).....	25
2.5.2 Egalisation à Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM).....	27
2.6 Égaliseur adaptatif.....	27

2.6.1	Egaliseur non linéaire (Egaliseur récursif à retour de décision ou DFE : Decision Feedback Equalizer).....	28
2.7	Egalisation à maximum de vraisemblance (MV) algorithme de Viterbi.....	29
2.8	Egalisation aveugle ou autodidacte.....	31
2.9	Conclusion	32

Chapitre 3 Egalisation par le nouvel algorithme APA

3.1	Introduction.....	33
3.2	Filtrage adaptatif	33
3.2.1	Définition	33
3.2.2	Principe de fonctionnement d'un filtre adaptatif	34
3.3	Filtrage de Wiener	35
3.4	Erreur Quadratique Moyenne (EQM).....	36
3.5	Adaptation des coefficients par la méthode de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	37
3.6	Présentation des algorithmes adaptatifs	38
3.6.1	Algorithme Least Mean Squares (LMS)	38
3.6.2	Algorithme LMS Normalisé (NLMS).....	39
3.6.3	Proposition d'un nouvel égaliseur basé sur l'Algorithme de Projection Affine (APA)	40
3.7	Conclusion	45

Chapitre 4 Résultats de simulations et analyse des performances

4.1	Introduction.....	46
4.2	Paramètres de Simulation	46
4.3	Résultats de la simulation	48
4.3.1	Diagramme de constellation	48
4.3.2	Diagramme de l'œil	56
4.3.3	L'erreur linéaire	63
4.3.4	Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE : Mean Square Error).....	65
4.3.5	Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh.....	68
4.3.6	Densité de probabilité du canal de Rayleigh	69
4.3.7	Critère de Nyquist.....	70
4.3.8	Les projections de l'algorithme APA.....	71
4.3.9	Comparaison des algorithmes NLMS et APA.....	72
4.4	Conclusion	76
Conclusion générale		77
Bibliographie.....		79

Liste des figures

Figure 1.1. La chaîne de transmission numérique.....	3
Figure 1.2. Principe de la numérisation d'une source analogique.....	4
Figure 1.3. Schéma bloc d'un modulateur.....	7
Figure 1.4. Schéma général du modulateur.....	10
Figure 1.5. Constellation de la modulation BPSK, QPSK, 8-PSK.....	11
Figure 1.6. Constellation de 16-QAM et 64-QAM.....	13
Figure 1.7. Chronogramme d'une modulation FSK binaire à phase discontinue.....	14
Figure 1.8. Chronogramme d'une modulation FSK binaire à phase continue.....	14
Figure 1.9. Le canal de transmission.....	15
Figure 1.10. Schéma détaillé d'un canal de transmission radio.....	15
Figure 1.11. Modèle du canal à Bruit Blanc Gaussien Additif	16
Figure 1.12. Modèle du canal de Rayleigh (NLOS).....	17
Figure 1.13. La densité de probabilité d'un canal Rayleigh.....	17
Figure 1.14. Modèle du canal Rice (LOS).....	18
Figure 2.1. Caractéristiques du système.....	21
Figure 2.2. Récepteur en communication sans fil.....	21
Figure 2.3. Interférence entre symboles dans une transmission numérique.....	22
Figure 2.4. Réponse du filtre de Nyquist.....	23
Figure 2.5. Modèle général d'un canal de transmission.	23
Figure 2.6. Egaliseur transversal linéaire.....	25
Figure 2.7. Schéma d'illustration du principe d'égalisation sur le plan fréquentiel.....	26
Figure 2.8. Système d'égalisation adaptatif de canaux.....	28
Figure 2.9. Schéma de l'égaliseur DFE.....	29
Figure 2.10. Egaliseur à Maximum de Vraisemblance (Algorithme de Viterbi).....	31
Figure 2.11. Schéma bloc d'un égaliseur aveugle.....	31
Figure 3.1. Principe de base d'un filtre adaptatif.....	34
Figure 3.2. Schéma du principe de filtrage de Wiener.....	35
Figure 3.3. Schéma du principe du nouvel égaliseur basé sur l'algorithme APA.....	41
Figure 3.4. Schéma de projection de nouvel algorithme APA.....	45
Figure 4.1. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-PSK.....	49

Figure 4.2. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-QAM.....	51
Figure 4.3. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK.....	53
Figure 4.4. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM.....	55
Figure 4.5. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 8-PSK.....	57
Figure 4.6. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 8-QAM.....	58
Figure 4.7. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-PSK.....	59
Figure 4.8. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM.....	60
Figure 4.9. Diagramme de l'œil avec l'effet de Roll-off.....	62
Figure 4.10. Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-PSK.....	63
Figure 4.11. Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-QAM.....	63
Figure 4.12. Représentation de l'évolution du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur 16-PSK.....	64
Figure 4.13. Représentation de l'évolution du signal dans le temps et après égalisation et l'annulation de l'erreur 16-QAM.....	64
Figure 4.14. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-PSK.....	66
Figure 4.15. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-QAM.....	66
Figure 4.16. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-PSK.....	67
Figure 4.17. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-QAM.....	67
Figure 4.18. Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation ($\mu=0.25, 0.45$ et 0.65) avec la modulation 16-PSK.....	68
Figure 4.19. Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation ($\mu=0.25, 0.45$ et 0.65) avec la modulation 16-QAM.....	68
Figure 4.20. Les trajets multiples du canal de Rayleigh.....	69
Figure 4.21. Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh.....	70
Figure 4.22. Représentation de Critère de Nyquist.....	70
Figure 4.23. Projections de l'algorithme APA.....	71
Figure 4.24. Constellation de projections de l'algorithme APA.....	72

Figure 4.25. Diagramme de constellation obtenue avec la modulation 8PSK par les algorithmes NLMS et APA après égalisation, avec SNR=20dB.....	73
Figure 4.26. Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et APA.....	74
Figure 4.27. Représentation temporelle de l'erreur en fonction de nombre d'itérations du NLMS et APA.....	75
Figure 4.28. Evolution du MSE dans le temps pour la comparaison de la vitesse de convergence des algorithmes NLMS et APA.....	75

Liste des tableaux

Tableau 4.1. Tableau des paramètres utilisés dans la simulation.....	47
---	----

Introduction générale

Le domaine des télécommunications est actuellement en plein développement. La possibilité de pouvoir joindre, en tout temps que l'on veut et n'importe où sur la planète, devient de plus en plus une nécessité. Cette expansion a amené naturellement un essor considérable des communications numériques qui tendent aujourd'hui supplanter les transmissions analogiques. Notant que, de temps à autre des problèmes surgissent et nous obligeons à revoir et corriger les résultats obtenus jusqu'à présent.

En effet, les systèmes de communication exploitent des débits de transmission de plus en plus élevés, c'est pourquoi ils souffrent généralement du phénomène de l'interférence entre symboles (IES). Ce phénomène est l'un des thèmes qui émergent dans les recherches actuelles, les spécialistes en matière se penchent sur la mise en œuvre d'un système pour résoudre ce problème, d'où la technique d'égalisation. Cette dernière vise à compenser la dispersion dans le temps des signaux reçus résultant des caractéristiques imparfaites des canaux de transmission.

Le point de départ de ce mémoire est justement d'analyser les raisons du dysfonctionnement, de chercher des améliorations et de proposer une solution. Pour ce, nous avons réparti notre travail en quatre chapitres:

Tout d'abord, le premier chapitre introduit quelques notions théoriques liées à l'analyse du sujet. Nous présentons ainsi les éléments fondamentaux d'une chaîne de transmission numérique.

Dans le deuxième chapitre, nous allons voir des notions sur l'égalisation et son principe de fonctionnement, ainsi que quelques méthodes et structures qui y sont couramment employées.

Le troisième chapitre représente une étude sur le filtrage adaptatif, où nous avons présenté des algorithmes adaptatifs pour évaluer les coefficients d'un égaliseur.

Le quatrième chapitre sera dédié pour la présentation des paramètres de simulation et des résultats obtenus après simulation, de l'égaliseur adaptatif basé sur l'Algorithme de

Projection Affine (APA) en particulier. Une analyse, des commentaires et une rigoureuse interprétation des résultats sont compris dans cette présentation.

Finalement, la conclusion générale synthétise le travail effectué, récapitule les résultats obtenus et ouvre la voie à différentes perspectives de recherche.

Chapitre 1 Chaîne de transmission numérique

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique appelé canal de transmission, ce dernier est sous forme filaire (le câble, la fibre optique), ou bien sans fil (la propagation sur un canal radioélectrique).

Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais converti sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible [1].

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique est représenté sur la figure (1.1).

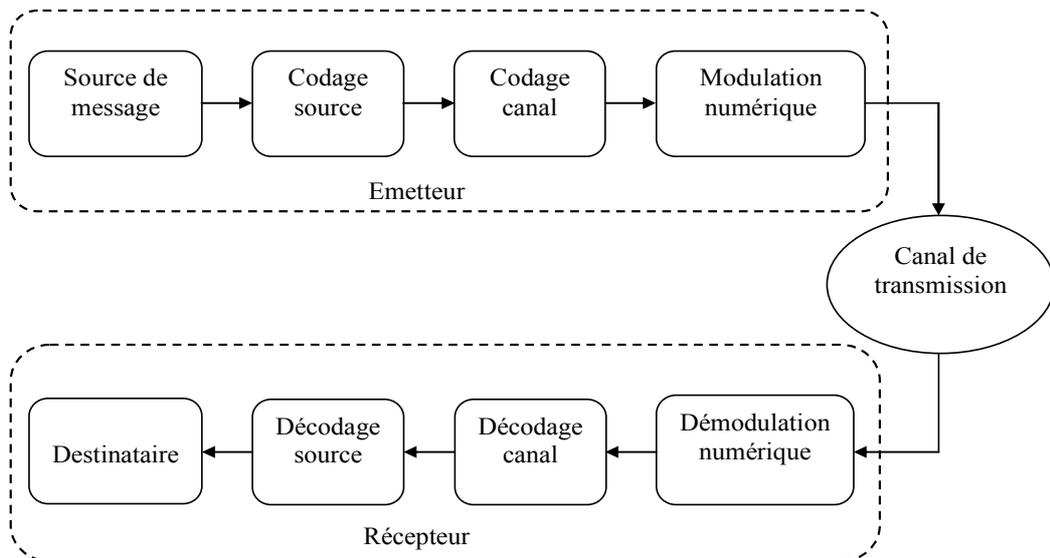


Figure 1.1. La chaîne de transmission numérique.

Dans ce chapitre, nous décrivons brièvement le rôle de chaque bloc de la chaîne de transmission numérique.

1.2 Source de message

Pour réaliser une transmission numérique, le message à transmettre doit être sous forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole (sortie d'un microphone) ou le signal d'image (sortie d'une caméra), il faut le numériser. La numérisation des sources se fait simplement en échantillonnant le message analogique puis en quantifiant les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur M éléments binaires.

Les principales étapes de la numérisation d'un signal analogique sont résumées sur la figure (1.2) [2].

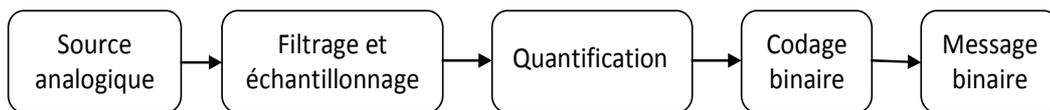


Figure 1.2. Principe de la numérisation d'une source analogique.

Les différentes étapes de la numérisation sont :

- **Filtrage** : limiter la bande passante pour respecter le théorème de Shannon.
- **L'échantillonnage (blocage)** : pour le passage d'un espace de temps continu à un temps discret. Le blocage c'est pour donner le temps à quantifier chaque échantillon.
- **Quantification (conversion)** : pour passer d'une valeur continue à une valeur discrète.
- **Codage binaire** : chaque niveau quantifié de valeur est codé sur un nombre de bits déterminés.

1.3 Codage de source

La séquence transmise par la source doit être la plus courte (moins de bits) possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système. Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs (bits de redondance) [3]. Le codage source ou la compression de donnée permet de diminuer le débit des données de la source, cela peut faire avec ou sans perte d'information.

Le codage source peut se distinguer en deux catégories différentes :

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

1.3.1 Codage sans perte (codage entropique)

La notion de codage entropique, appelée aussi la compression réversible d'une source correspond à un codage sans perte des symboles de la source pour objectif d'atteindre une limite théorique de gain de compression de Shannon caractérisée par l'entropie de la source. Dans 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 importantes, parmi les algorithmes utilisés pour cette compression nous avons : les algorithmes de codage statique (dont le codage Shannon-Fano et le codage de Huffman) et l'algorithme de codage arithmétique [4].

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

1.3.2 Codage avec perte

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

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

Ces algorithmes ont un avantage, le taux de compression est très élevé mais leur inconvénient c'est la perte d'information qui est plus ou moins visible [5].

1.4 Codage de canal

Cette opération consiste à rendre la transmission plus sûre ; le canal de propagation est une source de perturbations qui peuvent entraîner une augmentation du taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) [6].

Erreur binaire :

- erreur de bit « 0 » ↔ « 1 ».
- apparition ou disparition de bit [6].

$$BER(\text{Bit Error Rate}) = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}} \quad (1.1)$$

Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codage de canal introduit de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées par introduction de codes correcteurs d'erreurs (FEC : Forward Error Correction), cette opération permet d'améliorer la qualité de la transmission, elle conduit donc une augmentation du débit binaire de la transmission [1].

Il existe deux grandes familles de code :

- Le codage en bloc.
- Le codage convolutif.

1.5 La modulation numérique

A pour but principal de moduler ou de transformer les signaux binaires en formes d'ondes de signal, car les canaux réels ne permettent que la transmission des signaux électriques de ce type. La séquence d'information binaire passe par un modulateur

numérique qui sert d'interface avec le canal de transmission en donnant au signal une enveloppe physique [3].

A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur binaire. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole », le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal par une fréquence porteuse [1].

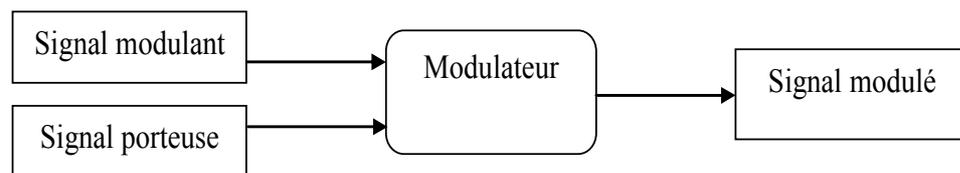


Figure 1.3. Schéma bloc d'un modulateur.

L'équation (1.2) montre la forme générale d'un signal porteuse.

$$s_p(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.2)$$

Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- **L'amplitude** : A .
- **La fréquence** : $f_0 = \omega_0 / 2\pi$.
- **La phase** : φ_0 .

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

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

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA.

(Amplitude Shift Keying ASK).

- Modulation par Déplacement de Phase MDP.

(Phase Shift Keying PSK).

- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel MDPD.

(*Differential Phase Shift Keying DPSK*).

- Modulation d'Amplitude de deux porteuses en Quadrature MAQ.

(*Quadrature Amplitude Modulation QAM*)

- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF.

(*Frequency Shift Keying FSK*) [7].

➤ **Notions de bases**

- **Moment élémentaire (T_b)** : est la durée pendant laquelle un bit est stable dans un canal de transmission. Soit T_b la durée de bit (moment élémentaire) tel que :

$$T_s = nT_b \quad (1.3)$$

avec T_s : la durée d'un symbole ; n : nombre de bit par symbole.

- **La rapidité de la modulation (R)** : est le nombre de changement d'état par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément, elle est définie par l'équation ci-dessous:

$$R = \frac{1}{T_s} \quad (1.4)$$

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

- **Le débit binaire (D)** : est le nombre de bit transmis par unité du temps par une source, il est défini par l'équation suivante :

$$D = \frac{1}{T_b} \quad (1.5)$$

Cela implique que: $D = nR$, le débit sera égale (si $n = 1$) ou supérieur (si $n > 1$) à la rapidité.

- **Le taux d'erreur par bit (TEB)** : sert à mesurer la qualité d'une transmission, c'est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits transmis. Il est défini par l'équation (1.1).
- **L'efficacité spectrale (η)** : définie par le débit binaire maximum dans une largeur de bande occupée par le signal modulé, exprimé en (bits/s/Hz) sa relation s'écrit comme suite :

$$\eta = \frac{D}{B} \quad (1.6)$$

avec :

$$\begin{array}{ccc} & \xleftarrow{2 \leq \eta \leq 8} & \xrightarrow{\hspace{1.5cm}} \\ \text{Mauvaise modulation} & & \text{Bonne modulation} \end{array}$$

D'où :

D : Débit binaire [bit/s].

B : La bande passante du signal [Hz].

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

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

1.5.1 Principe de la modulation numérique

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

$$C(t) = \sum_k C_k g(t - kT) = C_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad (1.7)$$

Notant:

' t ' doit vérifier $kT \leq t < k(T + 1)$.

$C_k = a_k + jb_k$: Source binaire.

$C_k(t)$: Signal modulant.

$a_k(t)$ et $b_k(t)$: Deux porteuses en quadrature.

$g(t)$: Le formant (produit de convolution discret), est une forme d'onde rectangulaire d'une période T et d'amplitude égale à 1, prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$, autrement dit traite symbole par symbole et chaque symbole a son propre intervalle.

La modulation transforme le signal $C(t)$ « signal modulant » en un « signal modulé » $m(t)$ tel que :

$$m(t) = a_m(t) \cos(\omega_o t + \varphi_o) - b_m(t) \sin(\omega_o t + \varphi_o) \quad (1.8)$$

Les deux signaux $a_m(t)$ et $b_m(t)$ sont appelés 'Train modulant', et ils s'écrivent comme suit :

$$a_m(t) = \sum_k a_k g(t - kT) = \sum_k a_k(t) \quad \text{Avec : } a_k(t) = a_k g(t - kT) \quad (1.9)$$

$$b_m(t) = \sum_k b_k g(t - kT) = \sum_k b_k(t) \quad \text{Avec : } b_k(t) = b_k g(t - kT) \quad (1.10)$$

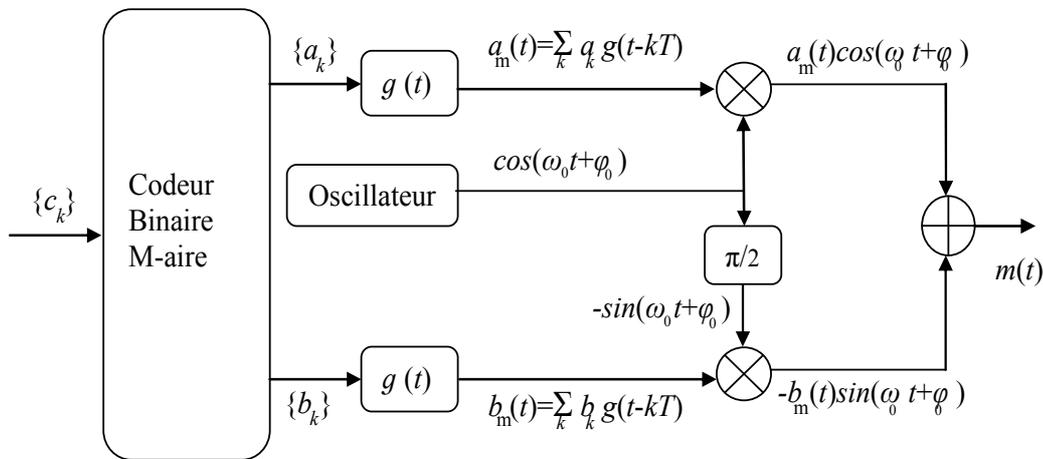


Figure 1.4. Schéma général du modulateur.

1.5.2 Modulation par Déplacement de Phase (MDP)

Les modulations par déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying".

Dans cette modulation, le paramètre à modifier est la phase de la porteuse mais l'amplitude reste constante. Le signal modulé s'écrit sous la forme suivante [7] :

$$m(t) = A \cos(\omega t + \varphi + \varphi_k) \quad (1.11)$$

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

$$\varphi_k = 0 \quad \text{ou} \quad \pi \quad ; \text{ Si } M = 2 \quad (1.12)$$

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad ; \text{ Si } M > 2 \quad (1.13)$$

Avec $k = 1, 2, \dots, M - 1$, et M est la taille de l'alphabet (nombre de symboles).

L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante [7]. 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.

a Modulation M-PSK

Dans la modulation numérique M-PSK les bits du train entrant sont groupés pour former les symboles C_k , qui sont répartis sur un cercle.

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

Selon l'augmentation de M (c'est-à-dire le nombre de bits transmis par symbole), la distance entre les symboles adjacents réduit sur la constellation et pour M supérieur à 16 on constate une dégradation naturelle des performances. Cela conduit à rechercher d'autres types de modulation aux prix d'une énergie plus faible avec moins d'erreurs, ainsi que la simplicité de réalisation [8].

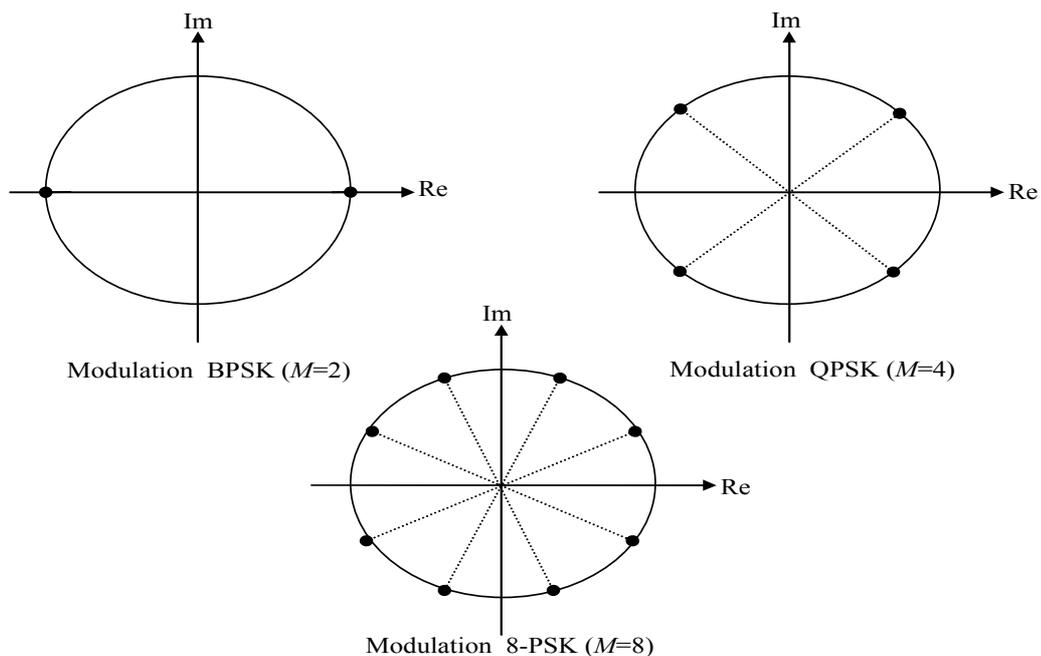


Figure 1.5. Constellation de la modulation BPSK, QPSK, 8-PSK.

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

1.5.3 Modulation d'Amplitude sur deux porteuses en Quadrature (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude Modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est en fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan [7].

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a_m(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_m(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.14)$$

Où les deux signaux $a_m(t)$ et $b_m(t)$ sont appelés « trains modulants ».

L'équation (1.14) représente une somme de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par les deux signaux $a_m(t)$ et $b_m(t)$ [7].

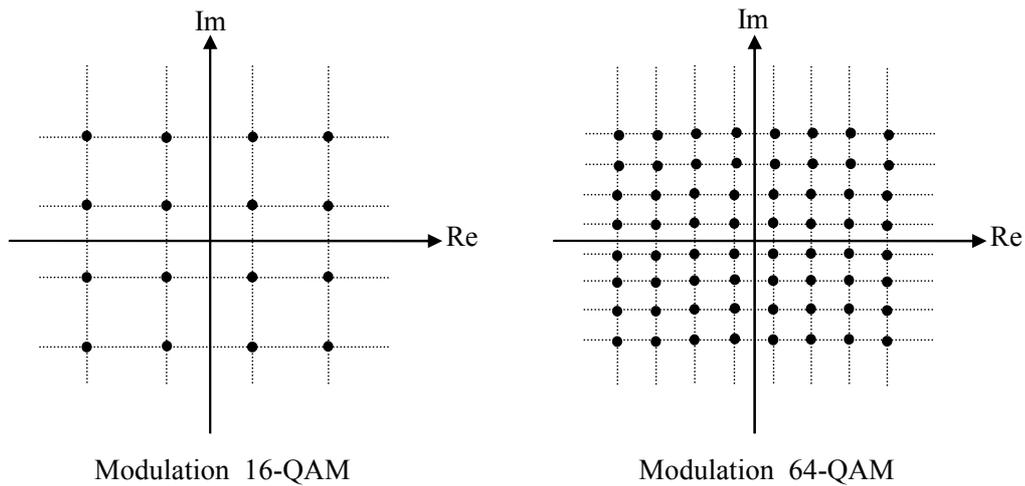


Figure 1.6. Constellation de 16-QAM et 64-QAM.

1.5.4 Modulation par Déplacement de Fréquence (MDF)

Les modulations par déplacement de fréquence (MDF) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : FSK pour "Frequency Shift Keying".

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire comme suit :

$$m(t) = \text{Re}[e^{j\phi(t)} * e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}] \quad (1.15)$$

Une propriété de la modulation par déplacement de fréquence est d'avoir une enveloppe constante :

Avec : $e^{j\phi(t)} = \text{constante}$.

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant $\phi_0 = 0$, par :

$$m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (1.16)$$

a Modulation FSK à phase discontinue

Dans les modulations par déplacement de fréquence, on trouve les MDF à phase discontinue pour lesquelles la phase aux instants de transition kT peut sauter brusquement.

Le modulateur FSK est constitué d'oscillateurs différents. La différence de fréquence entre deux oscillateurs voisins est Δf . La fréquence instantanée du signal modulé saute d'une valeur à l'autre à chaque changement de symbole. Ceci ne permet pas de

garantir la continuité de phase de $m(t)$ et, par conséquent, le spectre occupé par ce type de modulation est très large.

Dans le cas d'une FSK binaire, a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1,1\}$ en fonction de la donnée « 0 » ou « 1 » à transmettre. Un chronogramme est présenté dans la figure (1.7) où l'on observera les discontinuités de phase.

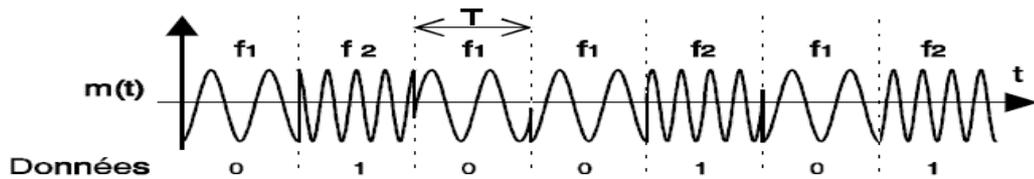


Figure 1.7. Chronogramme d'une modulation FSK binaire à phase discontinue.

b Modulation FSK à phase continue

La modulation FSK avec continuité de phase pour laquelle la phase varie de façon continue aux instants de transition kT .

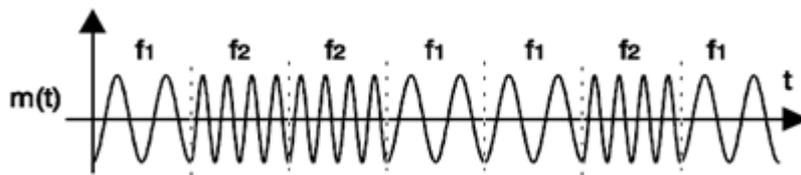


Figure 1.8. Chronogramme d'une modulation FSK binaire à phase continue.

1.6 Canal de transmission

Un canal de transmission est un milieu physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur et au cours de transmission l'effet de bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur [9].

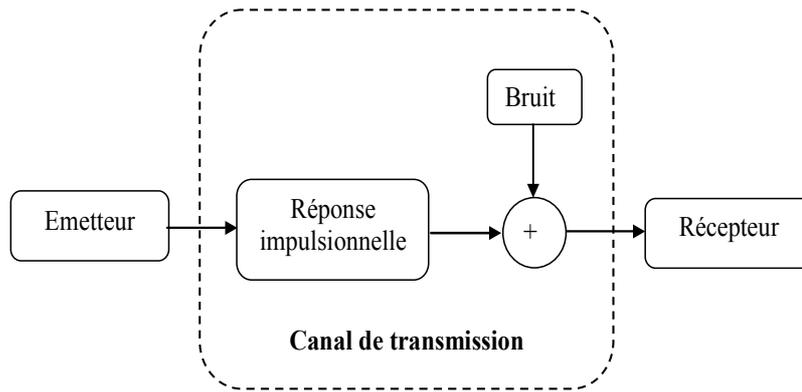


Figure 1.9. Le canal de transmission.

➤ **Le bruit additif**

Au sens le plus large, tout signal indésirable peut être considéré comme un bruit.

Les sources de bruit sont classées en deux grandes catégories :

- Les sources de bruit internes.
- Les sources de bruit externes.

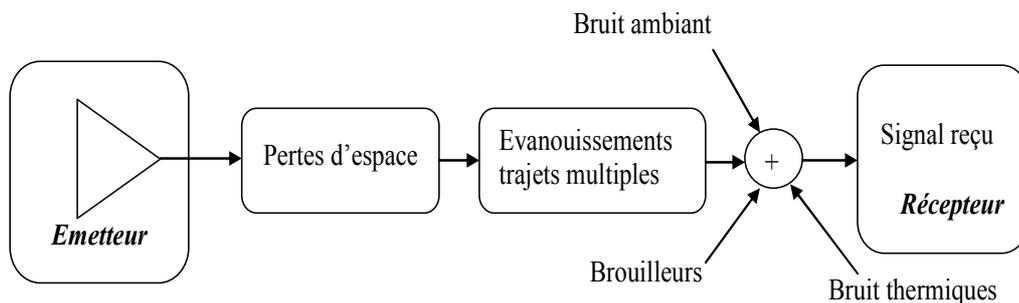


Figure 1.10. Schéma détaillé d'un canal de transmission radio.

Les causes de perturbations externes sont de deux types : perturbations artificielles et perturbations naturelles. Dans notre étude nous nous intéresserons au cas du bruit externe lié au canal radio [10].

1.6.1 Canal à Bruit Blanc Gaussien Additif (BBGA)

Le canal à bruit blanc gaussien additif, aussi appelé en anglais « Additive White Gaussian Noise (AWGN) ». C'est le modèle du canal de transmission le plus simple à générer, à analyser, et qui est aussi le plus utilisé pour les transmissions numériques. À

la sortie de ce canal, le signal transmis résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit additif $b(t)$. Ce dernier dans ce cas-là est un bruit aléatoire, blanc, centré, gaussien et sa densité spectrale de puissance est uniforme, donc le canal est dit un canal à bruit blanc gaussien additif.

Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il présente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur [11].

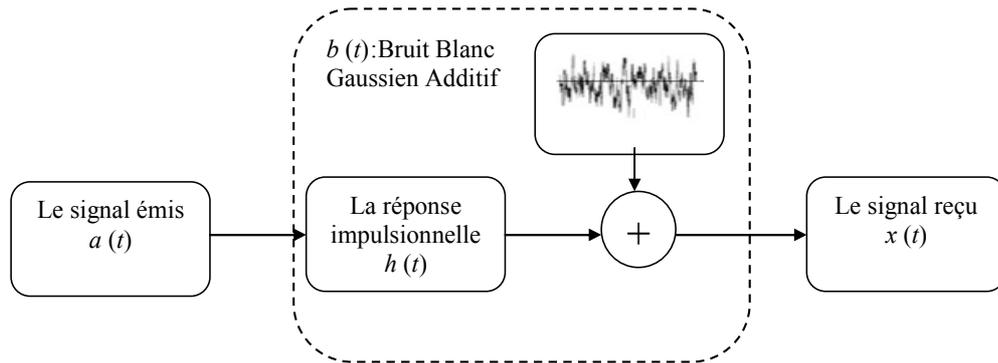


Figure 1.11. Modèle du canal à Bruit Blanc Gaussien Additif.

Le signal reçu s'écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = a(t) * h(t) + b(t) \quad (1.17)$$

Où $a(t)$ est le signal transmis dans le canal (AWGN), $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal et $b(t)$ représente le bruit, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, et de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance égale à $\frac{N_0}{2}$.

1.6.2 Canal de Rayleigh

C'est un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant au milieu urbain dense. C'est un canal à multi-trajets, mais ne dispose pas un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur (NLOS : No Line-Of Sight) [5]. Le signal reçu $x(t)$ à la sortie de ce canal s'écrit comme suit :

$$x(t) = v(t)a(t) + b(t) \quad (1.18)$$

Avec $v(t)$: variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle, $a(t)$: signal émis et $b(t)$ est le bruit additif.

La figure (1.12) représente le canal de Rayleigh :

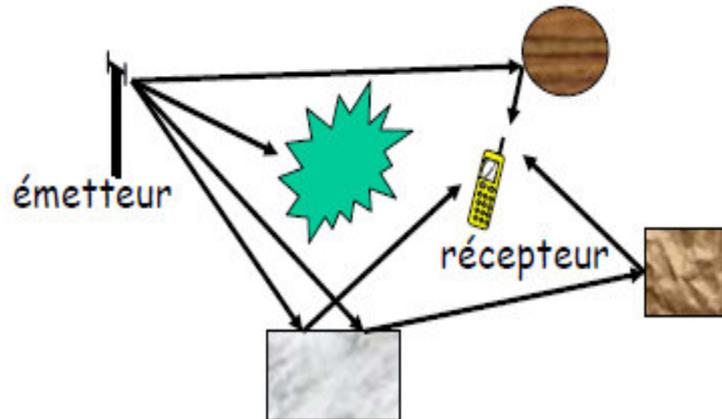


Figure 1.12. Modèle du canal de Rayleigh (NLOS) [12].

La fonction de la densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh est donnée à l'équation (1.19) :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) , \quad r \geq 0 \quad (1.19)$$

$v(t)$: variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle.

$r(t) = |v(t)|$: variable de Rayleigh, et σ est l'écart type.

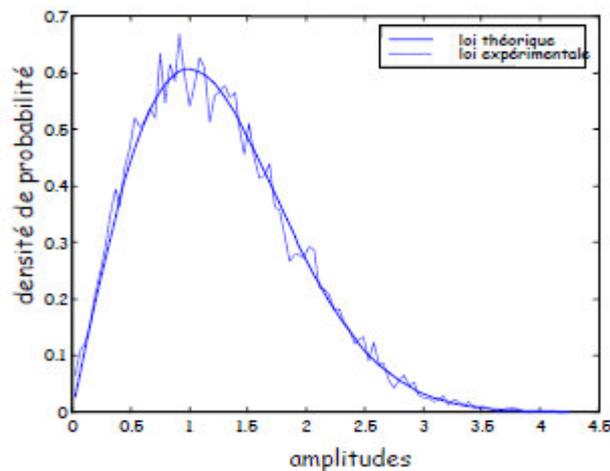


Figure 1.13. La densité de probabilité d'un canal Rayleigh [12].

1.6.3 Canal de Rice

Ce modèle est souvent utilisé pour caractériser un environnement de propagation comprenant une composante spéculaire forte due à une vue directe entre l'émetteur

et le récepteur (LOS : Line Of Sight), et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement. Le signal reçu $x(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = v(t)a(t) + b(t) \quad (1.20)$$

Où $v(t)$: variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne non-nulle, $a(t)$: signal émis et $b(t)$: le bruit additif.

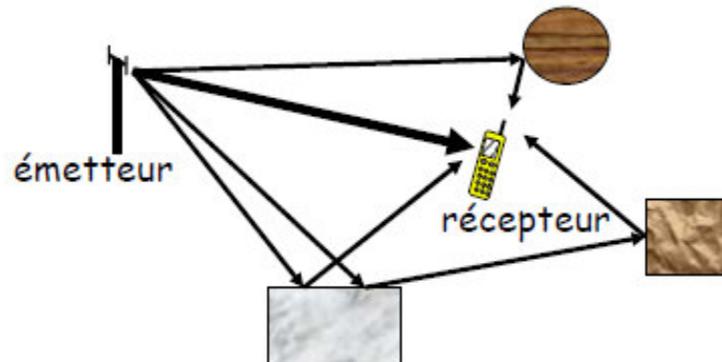


Figure 1.14. Modèle du canal Rice (LOS)[12].

Plus généralement, ce type de canal est le cas où la moyenne de l'amplitude est plus élevée et que les affaiblissements soient plus rares qu'avec un canal de Rayleigh.

1.7 Récepteur

Le récepteur a pour objectif de reconstituer le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits de démodulation (pour les transmissions sur onde porteuse), de filtrage puis d'échantillonnage. Enfin, un dispositif de décision : identifie la valeur des symboles binaires transmis [13].

1.8 Démodulation numérique

La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée. Son rôle consiste à ramener la fréquence de signal des hautes fréquences vers les basses fréquences : c'est l'opération inverse de la modulation.

Il existe plusieurs techniques de modulation telles que la détection d'enveloppe et la démodulation cohérente [14].

1.9 Décodage de canal

Le décodage du canal consiste dans un premier temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. A partir de ces deux actions découlent trois principales stratégies :

Les stratégies ARQ (Automatic Repeat Request) qui se limitent à détecter la présence d'éventuelles erreurs, la correction s'effectue par retransmission des blocs erronés, les stratégies FES (Forward Error Correction) mettant en œuvre les codes permettant la détection et la correction des erreurs sans aucune retransmission. Enfin, les systèmes hybrides combinent entre les deux techniques [3].

1.10 Décodage de source

Le décodage de source consiste à effectuer les procédés inverses du codage source, Afin de reconstruire le message original. Ceci se fait selon des techniques qui varient en fonction des techniques de codage canal (codage en bloc, codage convolutif ...etc.), ainsi que les méthodes de décodage conjoint source-canal [15].

1.11 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les blocs de base utiles qui constituent le système de communication numérique de la source jusqu'au destinataire.

Le processus se fait comme suit, à l'émission, l'information transmise est codée, modulée et mise en forme avec filtrage afin qu'elle soit transmise sur le canal. Ces opérations sont très nécessaires pour la protection de l'information transmise contre le bruit et l'évanouissement du canal. Le signal reçu est donc toujours perturbé et déformé à cause des interférences entre symboles. Donc, il lui faut d'autres techniques de traitement au niveau de la réception tels que le filtrage, l'égalisation, le décodage et la démodulation. En effet, 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 un récepteur, qui se communiquent à travers un canal de transmission ayant 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 bruité 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. Le canal est souvent symbolisé comme une source de bruit additif mais il peut atténuer fortement certaines fréquences porteuses. Le message transmis subit d'une distorsion qui se traduit d'une mauvaise traduction au niveau du récepteur ce qui a pour résultat un autre message différent que celui transmis. Cette distorsion (interférence entre symboles en anglais Inter Symbol Interférences), se produit lors la transmission du signal dans un canal limité et aussi la transmission multi-trajets. Ces interférences nécessitent un traitement de signal (égalisation) pour les supprimer complètement et par conséquent une réception d'un message identique du celui transmis.

2.2 Principe de fonctionnement d'un égaliseur

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

L'égaliseur est un filtre, linéaire ou non linéaire, ayant pour rôle d'annuler les distorsions du signal porteur de l'information reçu en bande de base. Ces distorsions se manifestent par des interférences entre symboles et du bruit additif et elles sont dues à la convolution du signal modulé avec la réponse impulsionnelle du canal de transmission. La figure ci-dessous montre les effets de ces distorsions dont l'égalisation est indispensable pour éliminer cette anomalie.

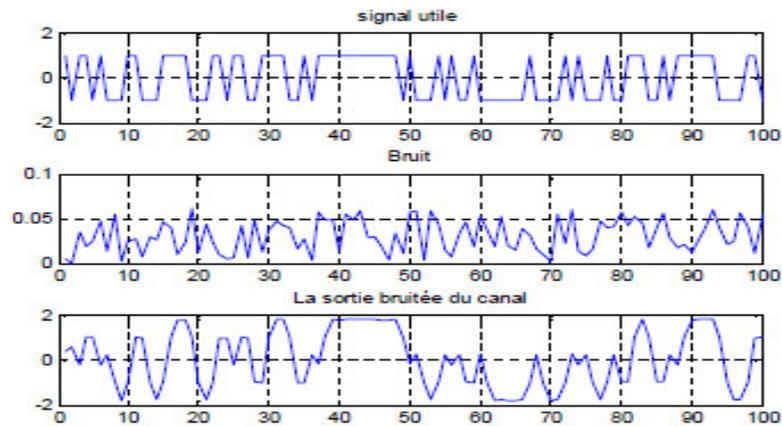


Figure 2.1. Caractéristiques du système [16].

Les travaux portant sur l'égalisation sont nombreux et très variés. Leur principe dépend du choix de la structure du filtre égaliseur, du critère selon lequel il est optimisé et de l'algorithme employé pour réaliser cette optimisation.

Le schéma de la figure (2.2) illustre bien la position de l'égaliseur dans un système de réception en communication numérique sans fil.

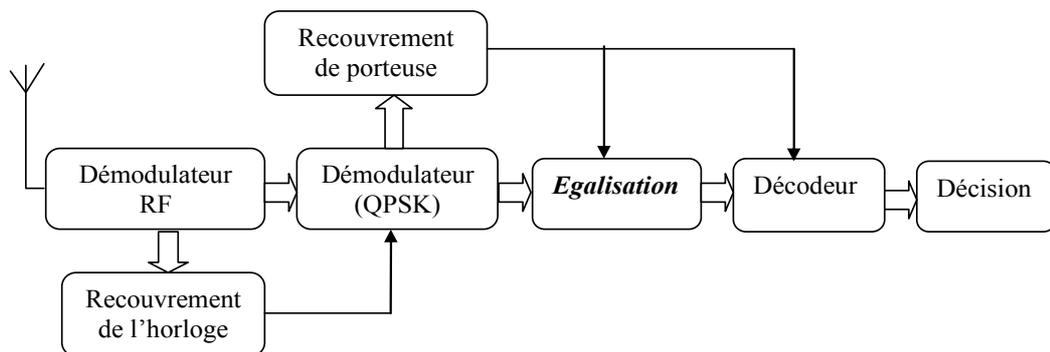


Figure 2.2. Récepteur en communication sans fil.

En pratique, on trouve principalement deux grandes catégories de récepteurs :

- le récepteur optimal.
- le récepteur sous-optimal [17].

2.3 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 [5]. L'étalement des impulsions conduit aux chevauchements des impulsions adjacentes comme le montre la figure ci-dessous :

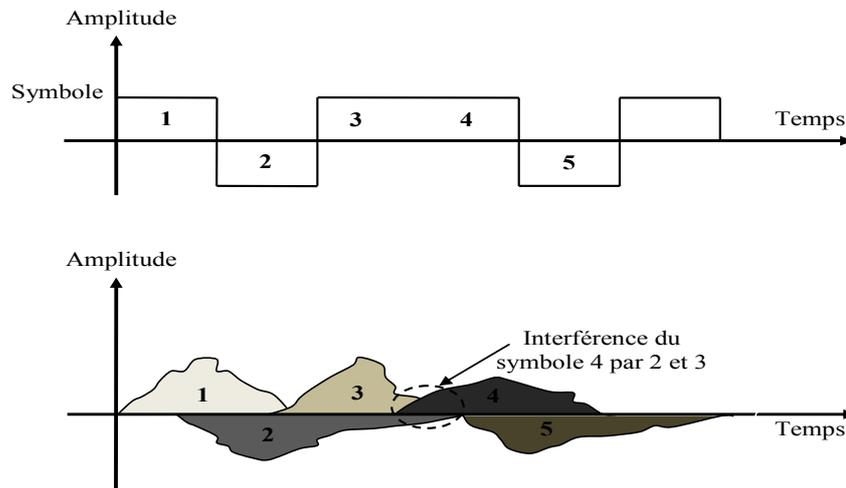


Figure 2.3. Interférence entre symboles dans une transmission numérique.

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 IES « Interférence entre symboles » [5].

2.4 Critère de Nyquist (annulation d'IES)

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 rend 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 $d_N(t)$ est obtenue, en utilisant un filtre d'émission dont le module de la réponse temporelle $g_e(t)$ suit la forme d'un filtre de Nyquist [18].

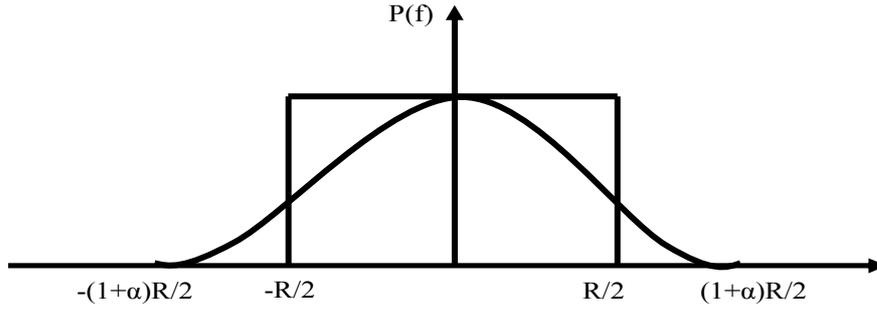


Figure 2.4. Réponse du filtre de Nyquist.

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 [18].

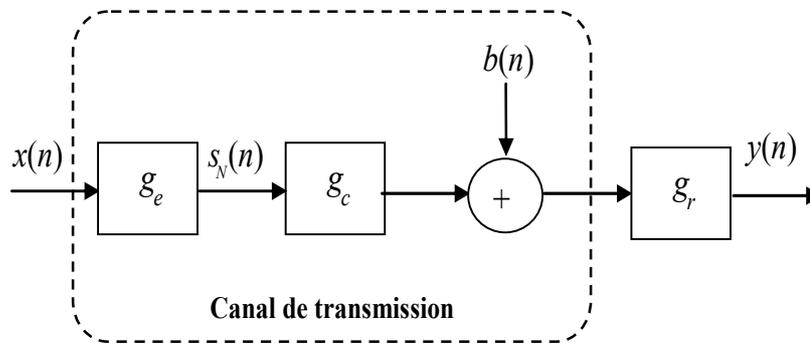


Figure 2.5. Modèle général d'un canal de transmission.

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

$$s_N(t) = \sum_k g_e(k) d_N(t - kT) \quad (2.1)$$

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

$s_N(k)$ est la valeur de $s_N(t)$ à l'instant $t = kT$

$$s_N(n) = \sum_k g_e(k) d_N(n - k) \quad (2.2)$$

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

$$y(t) = \sum_k |d_N(t) g_e(t - kT) * g_c(t) + b(t)| * g_r(t) \quad (2.3)$$

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 :

$$y(kT) = b_0(kT) + d_N(k)p(0) + \sum_{n \neq k} d_N(n)p((k-n)T) \quad (2.4)$$

Le $d_N(k)$ est l'information désirée à l'instant kT . La somme représente l'IES et $b_0(kT)$ 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

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

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

Ce filtre élimine les IES adjacentes 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 [19].

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 des deux filtres sont donc la racine carrée 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.

2.5 Égaliseur linéaire ou transverse

Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. En effet, il s'agit simplement d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, pour lesquels les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues.

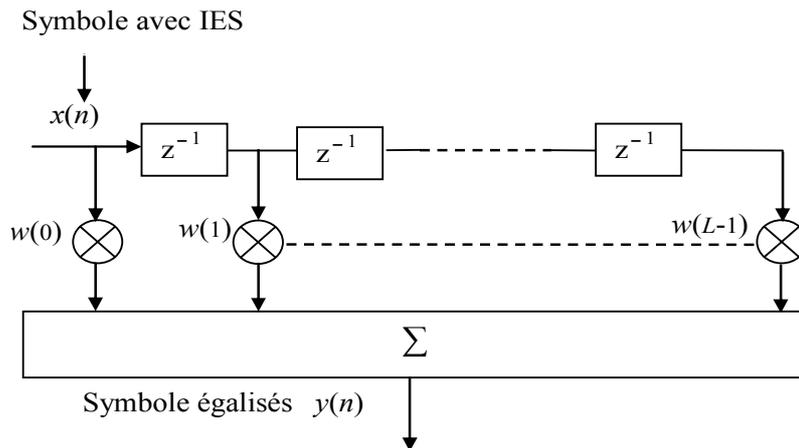


Figure 2.6. Egaliseur transversal linéaire.

La sortie d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (égaliseur) est exprimée comme combinaison linéaire d'un nombre fini d'échantillons d'entrée :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} w(k) x(n - k) \quad (2.7)$$

Où $x(n)$ est la sortie du canal (séquence à filtrer) et $w(n)$ sont les coefficients de l'égaliseur.

La sortie de l'égaliseur $y(n)$ est quantifiée pour donner le symbole estimé. Si ce dernier n'est pas égal au symbole émis, le récepteur a commis une erreur de décision [20].

Deux critères sont souvent retenus pour optimiser les coefficients de l'égaliseur. Le premier est celui de l'annulation de l'interférence entre symboles. Ce critère consiste à minimiser la distorsion maximale (peak distortion criterion) introduite par le canal de transmission. Il est utilisé par les égaliseurs ZFE (Zero-Forcing Equalizer). Le second critère est celui de la minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) [17].

2.5.1 Egalisation par forçage à zéro (ZF : Zero Forcing)

Le critère « Zero Forcing » est adapté dont le rôle d'enlever et d'éliminer purement les interférences entre symboles induisent par les canaux multi-trajets.

Le zero forcing est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est *a priori* précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée (pourvu que l'ensemble des filtres d'émission et de réception soit Nyquist), et l'on dit que

interférence entre symboles est forcée à zéro. Notons $u(n)$ la réponse impulsionnelle du système comprenant le canal discret et l'égaliseur tel que [21] :

$$u(n) = \sum_k w(k)h(n - k) \quad (2.8)$$

La sortie de l'égaliseur notée $y(n)$ s'écrit par l'équation (2.9) :

$$y(n) = u(0)q(n) + \sum_{k \neq 0} u(k)q(n - k) + b(n) \quad (2.9)$$

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

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 $U(0)$ à 1 et à chercher les coefficients $w(k)$ 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 [21].

$$w(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (2.10)$$

L'égaliseur ZF est donc moins complexe à mettre en œuvre, il est utilisé dans les applications pratiques. Notamment, dans le domaine des communications sans fils.

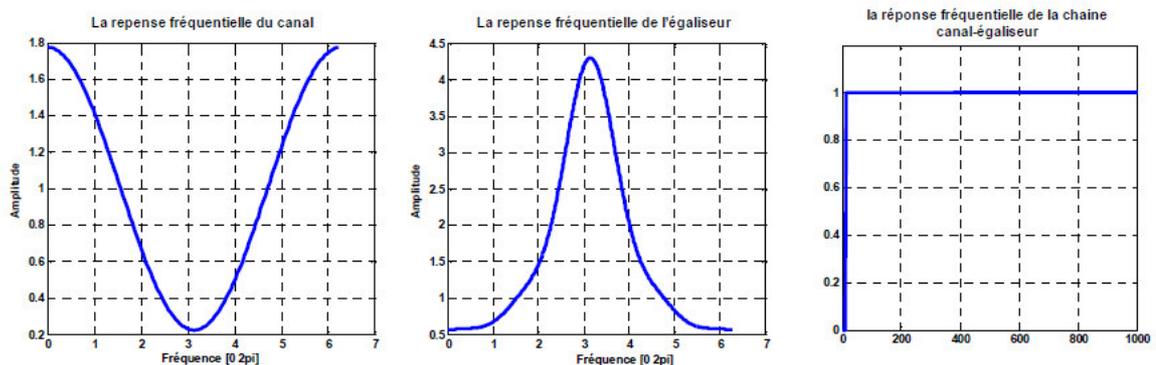


Figure 2.7. Schéma d'illustration du principe d'égalisation sur le plan fréquentiel [16].

2.5.2 Egalisation à Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM)

L'égalisation ZF ne considère pas l'effet de l'égalisation à accroître le bruit. Pour remédier à ce problème, l'erreur quadratique moyenne est minimisée entre la séquence d'entrée (symboles) et la sortie de l'égaliseur, donc elle donne de meilleurs résultats mais elle ne peut pas être utilisée pour tous les canaux à cause de la séparation incomplète des signaux ce qui limite son utilisation et diminue la possibilité de l'exécution en temps réel.

Toutefois, les égaliseurs (ZF) et (EQMM) n'étant pas toujours satisfaisants, car le premier est sensible au bruit et le second n'élimine pas toute les IES.

2.6 Égaliseur adaptatif

Le canal est plus souvent non seulement inconnu, mais variable dans le temps, il est donc nécessaire d'utiliser un algorithme d'adaptation pour que l'égaliseur puisse évoluer en fonction du canal. Ce type d'égalisation est appelé égalisation adaptative. L'égaliseur adaptatif fonctionne sur deux modes : apprentissage et opérationnel, en mode apprentissage, une séquence de symbole connue est injectée en entrée du canal permettant une initialisation de l'algorithme et donc un ajustement des paramètres du filtre. En mode opérationnel, la séquence émise est à priori inconnue du récepteur. Afin de permettre tout de même une adaptation des paramètres du filtre, le vecteur des paramètres est réactualisé via l'algorithme en remplaçant le signal d'entrée par son estimé en sortie du bloc de décision [16].

La différence avec les égaliseurs préétablis est que les paramètres de l'égaliseur adaptatif 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 des déformations dues à ces caractéristiques linéaires ou non-linéaires. La sortie du canal corrompu par un bruit additif $b(n)$ nous donne le signal $x(n)$. A partir de l'erreur de reconstitution $e(n - r)$, les paramètres du filtre sont 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'erreurs 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, c'est le cas de la communication par modem. 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. Le signal de sortie de l'égaliseur $y(n - r)$ passe ensuite par une fonction de décision pour donner le signal $\hat{s}(n - r)$ [22].

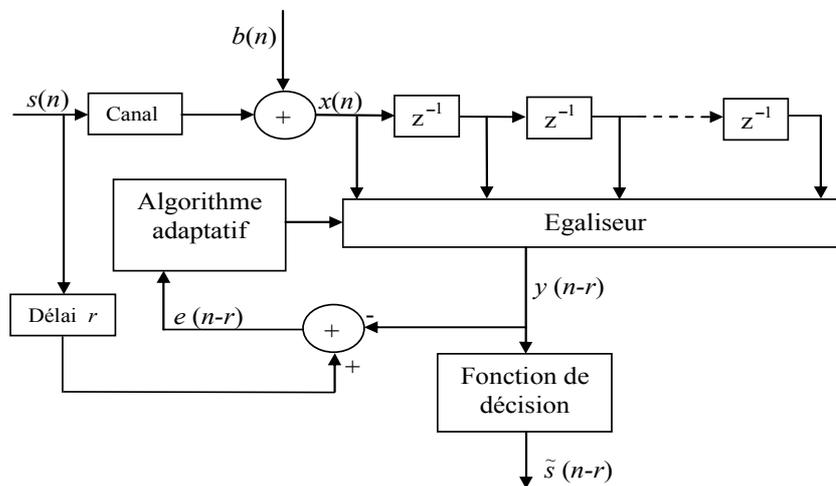


Figure 2.8. Système d'égalisation adaptatif de canaux.

2.6.1 Egaliseur non linéaire (Egaliseur récursif à retour de décision ou DFE : Decision Feedback Equalizer)

Il s'agit ici de prolonger l'idée d'avoir un égaliseur piloté par les décisions, ce qui permet d'éviter une répétition de séquences d'apprentissage, tout en utilisant une structure récursive. Cette structure récursive permet d'obtenir des filtres de réponse impulsionnelle longue à l'aide d'un petit nombre de coefficients. Le DFE (Decision Feedback Equalizer) présenté par la figure (2.9) est constitué de deux filtres: un filtre direct et un filtre de retour. A la sortie du canal, les échantillons $x(n)$ sont reçus par le filtre direct qui tente de supprimer l'interférence entre symboles due aux symboles postérieurs. L'entrée du filtre retour est constituée par les décisions $\tilde{a}(n)$. Le rôle du

filtre retour est donc d'éliminer l'interférence entre symboles causée par les symboles antérieurs [20].

La figure (2.9) illustre le fonctionnement de la structure d'un égaliseur à retour de décision :

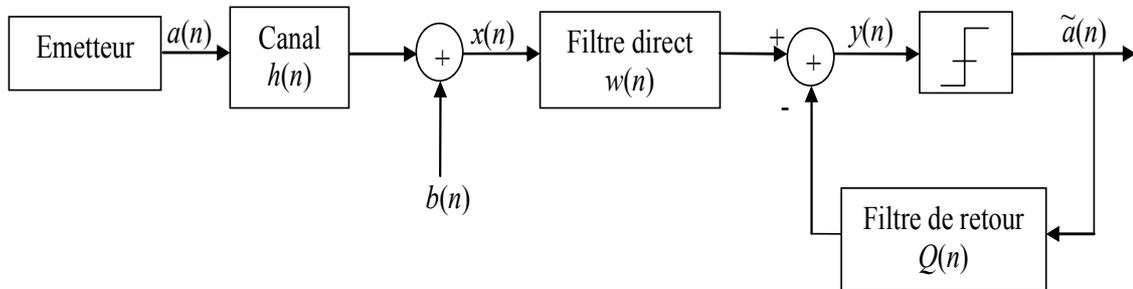


Figure 2.9. Schéma de l'égaliseur DFE.

L'utilisation de ce type d'égaliseur :

- Permet de palier les défauts du système de transmission introduits par le canal, sans avoir à émettre un signal connu du récepteur.
- Donne de bons résultats surtout quand le RSB est élevé.
- Il est d'une charge calculatoire faible (peu de coefficients).
- Présente d'excellentes performances, y compris en environnement sévère.
- Il introduit moins de bruit dans l'estimation du symbole émis que l'égaliseur linéaire.
- Il peut présenter des pôles instables, qui entraînent une divergence.

Cependant, la soustraction d'interférences par la partie récursive étant basée sur l'hypothèse que les décisions sont correctes, une erreur de décision se propage et en cause d'autres erreurs, ce qu'on l'appelle le phénomène de propagation d'erreur. Ce dernier, dégrade un peu les performances du système (DFE) surtout en présence d'un faible rapport signal sur bruit.

2.7 Egalisation à maximum de vraisemblance (MV) algorithme de Viterbi

L'égaliseur de Maximum de vraisemblance (MV), est un égaliseur optimal utilisé lorsque le canal possède une mémoire. Comme il existe une interdépendance entre les symboles reçus, il est possible de reconstituer la séquence de symboles transmis en

maximisant la vraisemblance d'apparition du symbole, c'est la technique MLSE (**M**aximum **L**ikelihood **S**equences **E**stimate). Cela se fait en général en utilisant un algorithme de Viterbi. Celui-ci permet de sélectionner dans un treillis le chemin de métrique le plus faible.

Le critère à optimiser est donné par l'équation (2.11).

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_N\}^{MV} = \underset{\{a_1, a_2, \dots, a_N\} \in M^N}{\operatorname{argmax}} \operatorname{Pr}(\hat{s}_1 = a_1 \dots \hat{s}_N = a_N | x_1 \dots x_N) \quad (2.11)$$

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 fournisse 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 [23].

La figure (2.10) illustre un égaliseur de ce type.

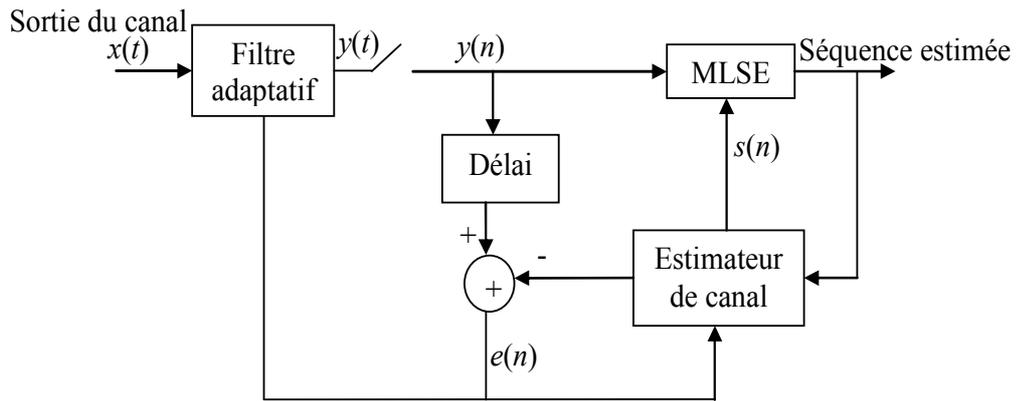


Figure 2.10. Egaliseur à Maximum de Vraisemblance (Algorithme de Viterbi).

2.8 Egalisation aveugle ou autodidacte

Il n'est pas toujours possible de disposer d'une séquence d'apprentissage de la part de l'émetteur. De ce fait un autre type d'égalisation est utilisé, c'est ce qu'on appelle auto égalisation ou égalisation aveugle en anglais "blind equalization". Le but de l'égalisation aveugle est de pouvoir reconstituer les données émises $a(n)$ à partir de la seule observation de la sortie du canal $y(n)$ [22].

La figure suivante représente le schéma d'un égaliseur aveugle.

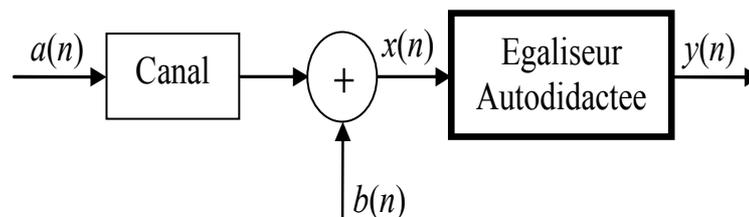


Figure 2.11. Schéma bloc d'un égaliseur aveugle.

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 [5].

a Techniques d'égalisations aveugles

Il existe deux grandes techniques d'égalisations aveugles et qui sont donnés par les algorithmes suivants :

- L'algorithme de Sato (première technique d'égalisation aveugle).
- L'algorithme de Godard (pour l'égalisation aveugle des signaux multi trajet).

On peut dire que la plupart des algorithmes d'autodidactes ne convergent pas vers la solution optimale recherchée et leurs performances sont inférieures à celles des algorithmes avec apprentissage.

2.9 Conclusion

En premier lieu, nous avons abordé les conséquences d'un canal de transmission imparfait qui entraîne l'apparition d'interférence entre symboles. Le critère de Nyquist spécifie les conditions sur la fonction de transfert globale pour palier à cette interférence entre symboles. En effet, dans le cas d'un canal imparfaitement connu, ou variable dans le temps, le critère de Nyquist ne peut être parfaitement vérifié, et l'interférence résiduelle peut être compensée par un dispositif d'égalisation. Par la suite, nous avons présenté les égaliseurs avec la séquence d'apprentissage ainsi que leurs structures, pour terminer par étaler des algorithmes d'égalisation autodidacte, ces derniers présentent généralement des convergences lentes et des performances inférieures à celle pilotés par phase d'apprentissage.

Chapitre 3 Egalisation par le nouvel algorithme APA

3.1 Introduction

Les filtres adaptatifs sont employés dans de nombreux domaines telles que la réduction de bruit, l'égalisation et l'évaluation de canal.

Depuis les années 60, le filtrage adaptatif a suscité un développement sans précédent. Ce développement est né de l'essor du traitement numérique, de la croissance soutenue de la puissance des processus de traitement qui permettent la mise en œuvre en temps réel et d'algorithmes de plus en plus complexes et qui vont à des cadences de plus en plus élevées[24].

Le principal intérêt du filtrage adaptatif consiste à éliminer un bruit dont les caractéristiques évoluent dans le temps, ce qui n'est pas envisageable avec les structures non adaptatifs [25].

Pour cela, dans la première partie de notre chapitre nous avons donné un aperçu général sur le filtrage adaptatif ainsi que ces algorithmes.

En deuxième lieu, nous avons abordé notre nouvel égaliseur basé sur l'Algorithme de Projection Affine (APA), en présentant sa structure accompagnée avec toute une démonstration d'équations.

3.2 Filtrage adaptatif

3.2.1 Définition

Un filtre adaptatif est par définition, un filtre numérique dont les coefficients estimés au sens d'un critère donné, s'adaptent aux variations des signaux reçus. Habituellement, un vecteur d'entrée et une réponse désirée sont utilisés pour définir un vecteur d'erreur qui contrôle alors l'évolution des paramètres du filtre adaptatif [26].

Un filtre adaptatif est constitué de deux parties distinctes :

- Un filtre numérique à coefficients ajustables ;

- Un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation [25].

3.2.2 Principe de fonctionnement d'un filtre adaptatif

Le principe du filtrage adaptatif est représenté sur la figure (3.1) ; il correspond à une opération effectuée sur un signal d'entrée $x(n)$ qui est convolué avec le filtre $w(n)$. Le résultat de cette convolution donne $y(n)$. Le signal à la sortie du filtre $y(n)$ est comparé au signal désiré $d(n)$. La différence entre eux donne le signal d'erreur $e(n)$, qui permet de faire la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif $w(n)$. À chaque itération les coefficients du filtre varient en fonction du signal d'erreur $e(n)$ et ce pour faire diminuer la différence entre la sortie du filtre $y(n)$ et le signal désiré $d(n)$. Le signal d'erreur diminue jusqu'à atteindre dans certains cas une valeur nulle. À ce moment, les coefficients du filtre adaptatif cessent de s'adapter [27].

Avec

$x(n)$: Signal d'entrée (reçu).

$y(n) = x(n) * w(n)$: Sortie du filtre.

$d(n)$: Signal désiré.

$e(n)$: Signal d'erreur.

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

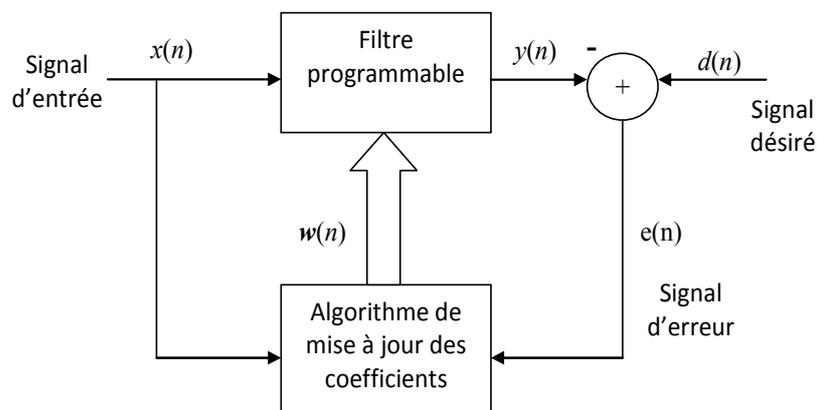


Figure 3.1. Principe de base d'un filtre adaptatif.

3.3 Filtrage de Wiener

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

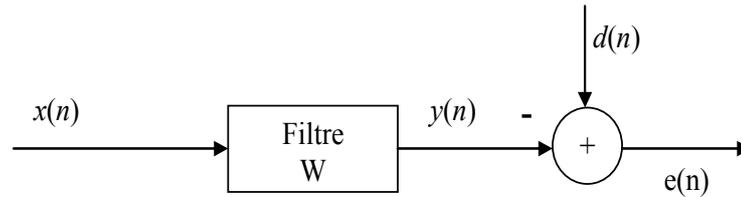


Figure 3.2. Schéma du principe de filtrage de Wiener.

Le problème du filtrage optimal est de trouver le meilleur filtre qui permet 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 que l'erreur entre la réponse désirée $d(n)$ et la sortie $y(n)$ est donnée par l'équation :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.1)$$

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

Evidemment, plus $e(n)$ sera faible, plus l'estimation sera bonne. On cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur, au sens d'un critère d'optimisation :

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

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

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

De nombreux choix sont possibles en ce qui concerne la fonction de coût, l'erreur quadratique moyenne (EQM) est la plus utilisée, car elle conduit à des développements mathématiques complets et simples, fournit une solution unique en fonction des caractéristiques au second ordre des variables aléatoires. C'est sur l'estimation linéaire en moyenne quadratique que repose le filtrage de Wiener [28].

La sortie du filtre s'écrit :

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

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

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

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

Avec

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{L-1}]^T \quad (3.6)$$

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

Où \mathbf{w} désigne un vecteur de L coefficients, 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. L'opérateur $(.)^T$ désigne la transposition.

Le signal d'erreur est :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.8)$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.9)$$

3.4 Erreur Quadratique Moyenne (EQM)

L'objectif de tout système de communication numérique est de transmettre l'information avec le minimum d'erreurs possible. Afin de quantifier cette erreur, on peut utiliser l'erreur quadratique moyenne (EQM ou en anglais MSE : Mean Square Error). 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 optimaux. Le coût quadratique est le plus souvent retenu du fait de la simplicité des algorithmes qui en découlent [19].

L'erreur quadratique est souvent donnée comme suit [19] :

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

Le critère MSE permet de :

- Requérir des calculs très simples et des structures faciles à mettre en œuvre.
- Éliminer les IES et réduire le bruit.

3.5 Adaptation des coefficients par la méthode de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne (en anglais MMSE: Minimum Mean Square Error), est un critère couramment utilisé pour optimiser des fonctions dans les systèmes de transmission, il indique que le système adaptatif a convergé vers la solution désirée. Le but recherché par ce critère est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée et la sortie de l'égaliseur. Ce critère de minimisation prend en compte le bruit ce qui se traduit par la minimisation de l'EQM [29].

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

D'où

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

$$J^{MSE} = E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)] + E[\mathbf{w}^T(n)\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^T(n)\mathbf{w}(n)] \quad (3.13)$$

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

On peut réécrire la fonction coût d'une autre manière :

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

(Cette équation est appelée l'équation de Wiener)

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

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad (3.16)$$

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

$$\mathbf{R}_{xd} = E[d(n)\mathbf{x}(n)] \quad (3.17)$$

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

Le gradient de la fonction coût par rapport au vecteur poids \mathbf{w} :

$$\nabla_{\mathbf{w}}J^{MSE} = \frac{\partial J^{MSE}}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial J^{MSE}}{\partial w_n} \right] \quad (3.18)$$

$$\nabla_{\mathbf{w}}J^{MSE} = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n) \quad (3.19)$$

Par conséquent à l'optimum, on a :

$$0 = -2\mathbf{R}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}_{opt} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xd} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (3.22)$$

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

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{R}_{xd}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd} \quad (3.23)$$

3.6 Présentation des algorithmes adaptatifs

Un algorithme adaptatif est un algorithme qui est capable de changer automatiquement son comportement en fonction de son contexte d'exécution pour atteindre des performances optimales. Les changements peuvent être sur les données manipulées par l'algorithme, des paramètres de configurations de l'environnement d'exécution. Ces algorithmes sont des algorithmes au sens classique, le terme adaptatif est utilisé pour souligner le fait que le comportement de l'algorithme peut varier de façon importante selon l'environnement [29].

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

- La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger de la solution optimale.
- La mesure de cette "proximité" entre cette solution optimale et la solution obtenue.
- La capacité de poursuite des variations (non-stationnarités) du système.
- La robustesse au bruit.
- La complexité.
- La structure.
- Les propriétés numériques (stabilité et précision) dans le cas d'une précision limitée sur les données et les coefficients du filtre [30].

3.6.1 Algorithme Least Mean Squares (LMS)

L'algorithme LMS (Least Mean Squares) est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif, cet algorithme fait partie de la famille des algorithmes du gradient. Ces algorithmes sont basés sur la minimisation du critère d'erreur quadratique moyenne (EQM) [19]. L'algorithme LMS est certainement l'algorithme adaptatif le plus utilisé dans les applications techniques à temps réel

et industriel qui existe, en raison de sa simplicité. Cet algorithme représente une procédure itérative d'ajustement du vecteur des coefficients d'égaliseur où la mise à jour de ces coefficients est basée sur une fonction de coût, cette dernière dépend de la sortie de l'égaliseur.

Chaque vecteur de coefficients d'égaliseur est associé à une valeur d'erreur entre la sortie estimée et la sortie égalisée, en utilisant cette erreur l'algorithme LMS tente de trouver le vecteur désiré [31].

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

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu_{LMS}\mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.24)$$

Avec μ_{LMS} est le pas d'adaptation (pas de convergence) de l'algorithme LMS et $e(n)$ est le signal de l'erreur donnée par : $e(n) = d(n) - y(n)$.

L'algorithme LMS est très simple, on peut considérer que ce dernier est stable, ce qui consiste à introduire un filtre optimal. L'algorithme LMS engageant certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence :

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

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

$$0 < \mu_{LMS} < 2 / \lambda_{max} \quad (3.25)$$

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

3.6.2 Algorithme LMS Normalisé (NLMS)

L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) est dérivé du LMS qui consiste à normaliser le pas d'adaptation μ dans l'algorithme LMS par l'énergie du signal d'entrée $x(n)$ afin de réduire au minimum l'effet de la variation de la puissance du signal d'entrée et de rendre ainsi la convergence plus ou moins uniforme en passant d'une étape d'adaptation à une autre [30]. Le pas d'adaptation de l'algorithme NLMS « μ_{NLMS} » est défini par : $\mu_{NLMS} = \frac{\mu}{x^T(n)x(n)+\delta}$ avec $\delta > 0$ est le paramètre de régularisation.

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

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) + \delta} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (3.26)$$

La condition suffisante de la convergence de l'algorithme NLMS est alors donnée par :

$$0 < \mu_{NLMS} < 2 \quad (3.27)$$

$e(n)$ représente le signal d'erreur donné par l'équation (3.8).

Le comportement de cet algorithme montre bien que la convergence du NLMS est plus rapide que celle du LMS pour le pas d'adaptation, il apporte une amélioration significative sur le taux de convergence par rapport au LMS grâce à la normalisation du pas d'adaptation μ optimal dans les deux cas. Par contre le désajustement de l'erreur quadratique est important dans le cas du NLMS.

Cet algorithme peut être plus complexe que l'algorithme LMS mais il reste toujours l'un des algorithmes les plus simples à mettre en application.

3.6.3 Proposition d'un nouvel égaliseur basé sur l'Algorithme de Projection Affine (APA)

L'algorithme de projection affine (APA) est une généralisation de l'algorithme NLMS. C'est un type d'algorithme adaptatif qui converge plus rapidement que les algorithmes précédents (LMS et NLMS). Il est basé sur un multiple de projections de l'erreur de filtrage ou chaque erreur de filtrage *a posteriori* est inférieure à celle d'*a priori*. Dans ce projet de fin d'étude de Master, nous proposons un égaliseur avec apprentissage et qui utilise l'algorithme APA afin d'identifier les coefficients du canal. La figure ci-dessous représente le principe de base de l'égaliseur à base d'APA que nous proposons dans le cadre de ce projet de fin d'étude.

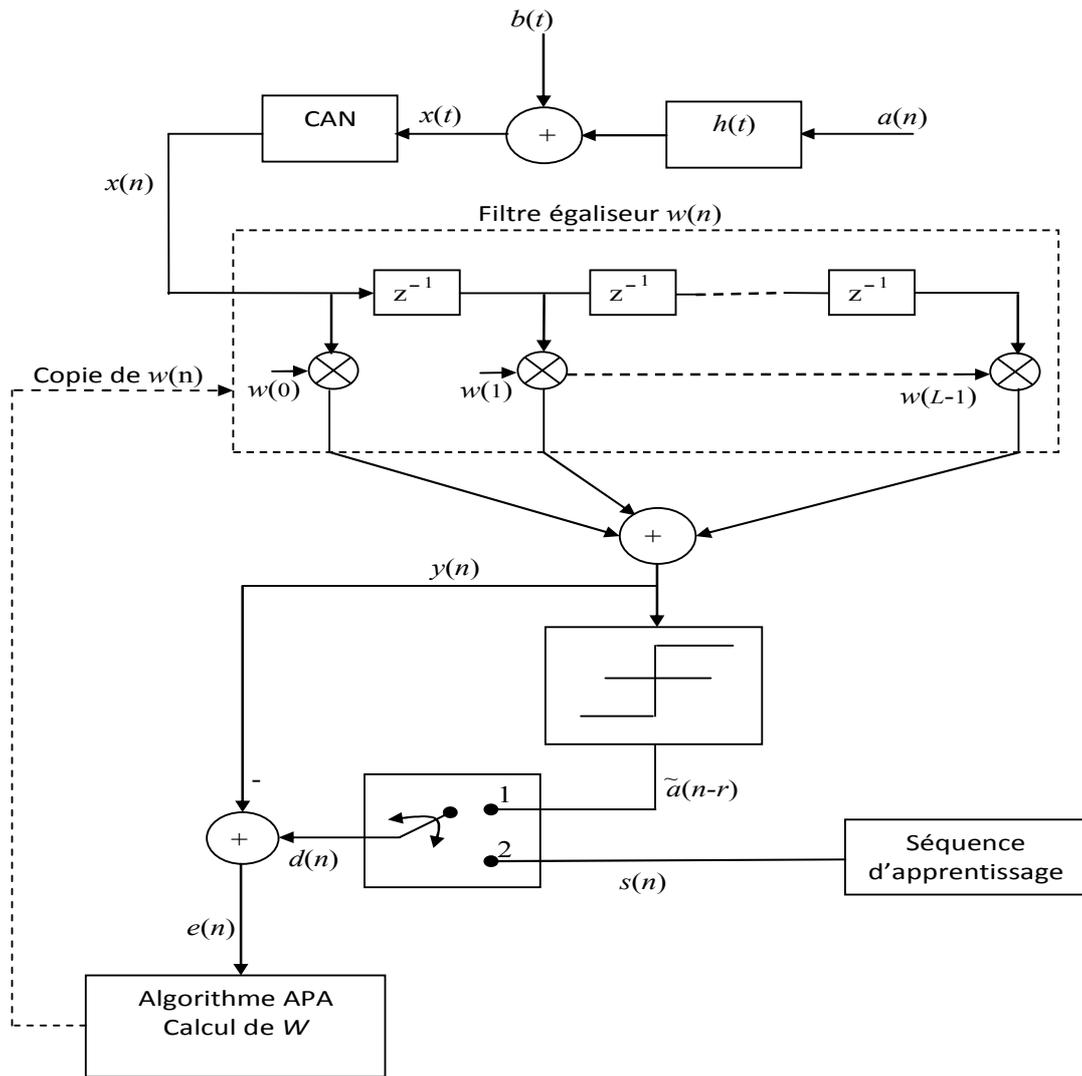


Figure 3.3. Schéma du principe du nouvel égaliseur basé sur l'algorithme APA.

$$d(n) = \begin{cases} s(n) & ; n \leq D_{\text{apprentissage}} \\ \tilde{a}(n - r) & ; n > D_{\text{apprentissage}} \end{cases} \quad (3.28)$$

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

Avec

$a(n)$: Signal à l'entrée du canal.

$h(t)$: Le canal (Rice, Rayleigh, ...).

$b(n)$: Un bruit blanc.

$x(n)$: Signal à la sortie du canal.

$y(n)$: Signal à l'entrée de l'égaliseur.

$s(n)$: Une séquence d'apprentissage.

La structure de base du filtre adaptatif de l'algorithme APA se compose d'un vecteur du signal désiré $\mathbf{d}(n)$, une matrice d'entrée $\mathbf{X}(n)$ et un vecteur d'erreur $\mathbf{e}(n)$, qui est utilisé pour mettre à jour le vecteur $\mathbf{w}(n)$ avec :

$$\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}(n) \mathbf{x}(n-1) \dots \dots \mathbf{x}(n-P+1)] \quad (3.29)$$

Qui est une matrice de dimension $L \times P$, contenant les P vecteurs les plus récents du signal d'entrée $x(n)$. Soit le vecteur de longueur P suivant :

$$\mathbf{d}(n) = [d(n) d(n-1) \dots \dots d(n-P+1)]^T \quad (3.30)$$

dont les éléments sont les P derniers échantillons du signal désiré $d(n)$.

L'APA est obtenu en minimisant la fonction de coût suivante :

$$J(n) = \|\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)\|^2 \quad (3.31)$$

Avec les P contraintes:

$$\mathbf{w}^T(n+1)\mathbf{x}(n-p) = d(n-p), \quad p = 0,1, \dots \dots P-1 \quad (3.32)$$

Ces contraintes peuvent s'écrire sous forme vectorielle :

$$\mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{d}(n) \quad (3.33)$$

La solution de ce problème est obtenue en utilisant la technique des multiplieurs de Lagrange. En effet, on cherchera à minimiser par rapport à $\mathbf{w}(n+1)$:

$$J(n) = \|\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)\|^2 + \boldsymbol{\lambda}^T [\mathbf{d}(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n+1)] \quad (3.34)$$

Où

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_0 \lambda_1 \dots \dots \lambda_{P-1}]^T \quad (3.35)$$

est le vecteur multiplieur de Lagrange. On obtient :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n+1)} = 2[\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)] - \mathbf{X}(n)\boldsymbol{\lambda} \quad (3.36)$$

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n+1)} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (3.37)$$

soit

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mathbf{X}(n)\boldsymbol{\lambda} \quad (3.38)$$

Or, d'après les contraintes :

$$\mathbf{d}(n) = \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n+1) \quad (3.39)$$

$$\mathbf{d}(n) = \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)\boldsymbol{\lambda} \quad (3.40)$$

Ce qui donne :

$$\boldsymbol{\lambda} = 2[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{e}(n) \quad (3.41)$$

où

$$\mathbf{e}(n) = [e(n) \ e(n-1) \ \dots \ e(n-P+1)]^T \quad (3.42)$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.43)$$

est le vecteur d'erreur « *a priori* ».

Finalement, l'APA est :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mathbf{X}(n)\boldsymbol{\lambda}$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mathbf{X}(n)[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{e}(n) \quad (3.44)$$

En remplaçant l'équation (3.43) dans l'équation d'adaptation du filtre, l'APA peut encore s'écrire :

$$\mathbf{w}(n+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{P}(n)]\mathbf{w}(n) + \mathbf{X}(n)[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{d}(n) \quad (3.45)$$

Avec \mathbf{I} est la matrice identifiant.

où

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{X}(n)[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{X}^T(n) \quad (3.46)$$

Est une matrice de projection.

On suppose de modifier légèrement l'algorithme proposé comme on l'a fait pour le NLMS :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \alpha \mathbf{X}(n)[\delta\mathbf{I} + \mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{e}(n) \quad (3.47)$$

Où $0 < \alpha < 2$ et δ est un facteur de régularisation. On peut facilement vérifier que pour $P = 1$, on obtient l'algorithme NLMS.

- **Condition de stabilité de l'égaliseur proposé:**

Pour simplifier, on suppose que $\delta = 0$. On définit le vecteur d'erreur « *a posteriori* » :

$$\boldsymbol{\epsilon}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n+1) \quad (3.48)$$

Et se calcule une fois que la mise à jour a été effectuée.

L'algorithme peut être considéré comme stable si :

$$\boldsymbol{\epsilon}^T(n)\boldsymbol{\epsilon}(n) < \mathbf{e}^T(n)\mathbf{e}(n) \quad (3.49)$$

$$\text{On peut facilement voir que : } \boldsymbol{\epsilon}(n) = (1-\alpha)\mathbf{e}(n) \quad (3.50)$$

Dans ce cas, l'équation (3.49) devient :

$$(1-\alpha)^2 < 1 \quad (3.51)$$

et la condition de stabilité est :

$$0 < \alpha < 2 \quad (3.52)$$

qui est indiquée à celle obtenue pour l'algorithme NLMS.

- **L'égaliseur de projection affine proposé pour les données complexes :**

Calcul du vecteur de sortie du filtre :

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.53)$$

Calcul du vecteur du signal d'erreur :

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}^*(n) - \mathbf{y}(n) \quad (3.54)$$

Mise à jour du filtre :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \alpha \mathbf{X}(n)[\delta \mathbf{I} + \mathbf{X}^H(n)\mathbf{X}(n)]^{-1}\mathbf{e}(n) \quad (3.55)$$

$0 < \alpha < 2$, est le pas d'adaptation normalisé de l'algorithme qui démarre avec une initialisation quelconque $\mathbf{w}(0)$. Le paramètre $\delta > 0$ est le facteur de régularisation. P , la longueur du vecteur du signal d'erreur, est l'ordre de projection.

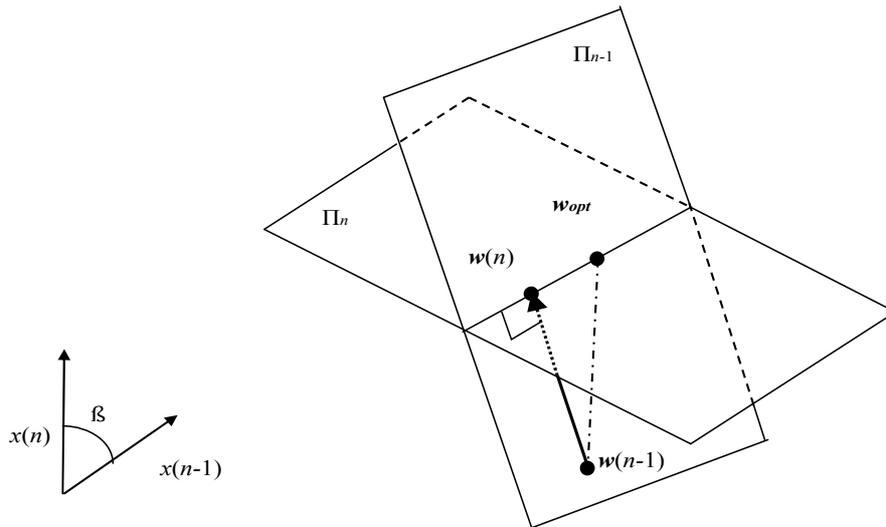


Figure 3.4. Schéma de projection du nouvel algorithme APA.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, et dans une première partie, nous avons donné un aperçu sur les différents algorithmes de filtrage adaptatif utilisés pour la mise à jour des coefficients du filtre dans le but d'améliorer les résultats en s'approchant au maximum au signal d'entrée. Plus précisément, les algorithmes LMS, NLMS, APA sont explicités et dont les performances sont récapitulées ci-après :

LMS : Converge, rapide, stable, simple, robuste, peut tomber dans les minimums locaux.

NLMS : Converge, rapide, un pas normalisé pour une meilleure stabilité, robuste, une variante du LMS.

APA : Converge, très rapide, stable, robuste, une très bonne poursuite, calcul complexe et long. C'est la nature de l'application qu'on veut établir et les méthodes de calculs disponibles qui peuvent déterminer quel type d'algorithme choisir. A noter que les algorithmes LMS et NLMS nécessitent moins de calcul à chaque étape mais convergent plus lentement que l'algorithme APA. Dans la deuxième partie nous avons proposé un nouvel égaliseur basé sur l'algorithme de projection affine, la formulation mathématique a été dérivé dans lors de ce projet. En faisant référence aux NLMS et APA 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 ce chapitre, nous allons présenter les résultats de simulation avec logiciel MATLAB obtenus de l'égalisation adaptative du signal en utilisant l'algorithme de projection affine (APA). Nous entamerons cette partie par la définition de certains outils de référence que nous utiliserons ; puis la présentation et la description des paramètres utilisés. Nous terminerons par l'analyse et les commentaires des résultats obtenus de manière explicite. Enfin nous procéderons à une comparaison de l'algorithme à gradient stochastique (NLMS) et l'algorithme de projection affine (APA).

4.2 Paramètres de Simulation

Les différents paramètres utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau ci-dessous :

<i>Références</i>	<i>paramètres de simulation</i>
Signal source	<ul style="list-style-type: none">•Signal aléatoire: bruit blanc.•Nombre d'échantillon (symboles) :30 000.
Suréchantillonnage	<ul style="list-style-type: none">•Fréquence d'échantillonnage : $f_e = 4 \text{ kHz}$.•Facteur de suréchantillonnage : $surech = 8$.•Fréquence de suréchantillonnage: $f_s = 32 \text{ kHz}$. Avec : $f_s = surech * f_e$.

Type de modulation	<ul style="list-style-type: none"> •Modulation : 8-PSK. •Modulation : 8-QAM. •Modulation : 16-PSK. •Modulation : 16-QAM.
Filtrage numérique (Racine de cosinus surélevé)	<ul style="list-style-type: none"> •Filtre en cosinus surélevé ou la fonction rcosin : pour éviter l'IES, le spectre du signal filtrage émis en racine de cosinus surélevé doit être convenablement localisé. •Facteur de retombée (débordement) : roll-off = 0.2, 0.8. •Type de filtre passe bas utilisé est : SQRT/<i>FIR</i>.
Type de canal	<ul style="list-style-type: none"> •Canal de Rayleigh (canal à multi-trajets)
Bruit	<ul style="list-style-type: none"> •Bruit blanc additif gaussien (AWGN) •Le rapport signal sur bruit « SNR » : 10 dB, 20 dB et 60dB.
Paramètre de filtre	<ul style="list-style-type: none"> •Taille du filtre : L=32, 48, 64 et 128. •Nombre d'itération : 128.
Critère de comparaison	<ul style="list-style-type: none"> •Constellation • Diagramme de l'œil. • Erreur linéaire. • Erreur quadratique moyenne (EQM ou MSE). • Convolution

Tableau 4.1. Tableau des paramètres utilisés dans la simulation.

4.3 Résultats de la simulation

4.3.1 Diagramme de constellation

Le diagramme de constellation est une représentation dans le plan complexe (I-Q), qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = a_k + jb_k$. Cela permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associé de symbole porte le nom de constellation. Dans le cas d'un canal de transmission idéal (sans bruits ni interférences), tous les symboles sont reconnus par le démodulateur sans aucune erreur. D'où, ils sont représentés dans le diagramme de constellation par des points bien définis et concentrés. Si le bruit et les défauts de réception provoquent une dégradation du signal, le démodulateur ne restitue pas correctement les symboles. Dans ce cas, les points se dispersent et créent différentes formes sur le diagramme, qui peuvent être analysées et qui permettent de déterminer le type de bruit dans le signal.

a Modulation 8-PSK

La figure (4.1) illustre les diagrammes de constellation de la modulation 8-PSK, dans laquelle se représentent cinq sous figures. Dans le cas idéal, les points sont bien visibles, et forment un cercle dans le plan complexe. Avant le canal, les symboles sont interférés à cause du filtre utilisé aussi le facteur de débordement. Après le passage du canal, il en résulte un signal bruité, entaché d'erreur dont un fort taux d'interférence entre symboles. Dans cette situation, le signal utile est mélangé avec le bruit de façon à ne pas permettre l'extraction de l'information utile (constellation avant égalisation). Afin de remédier au problème d'IES, nous procédons à une égalisation du canal pour récupérer l'information utile. A la sortie de l'égaliseur, nous avons une constellation dont les symboles sont bien séparés en respectant une distance minimale et avec une disparition totale d'IES. Dans la dernière constellation de la figure (4.1) qui représente au même temps le cas idéal (les points en bleus) et après égalisation (points en rouges), où les points en rouges et en bleus sont superposés, ceci montre clairement que le canal a été bien égalisé ce qui permet une bonne récupération de l'information transmise.

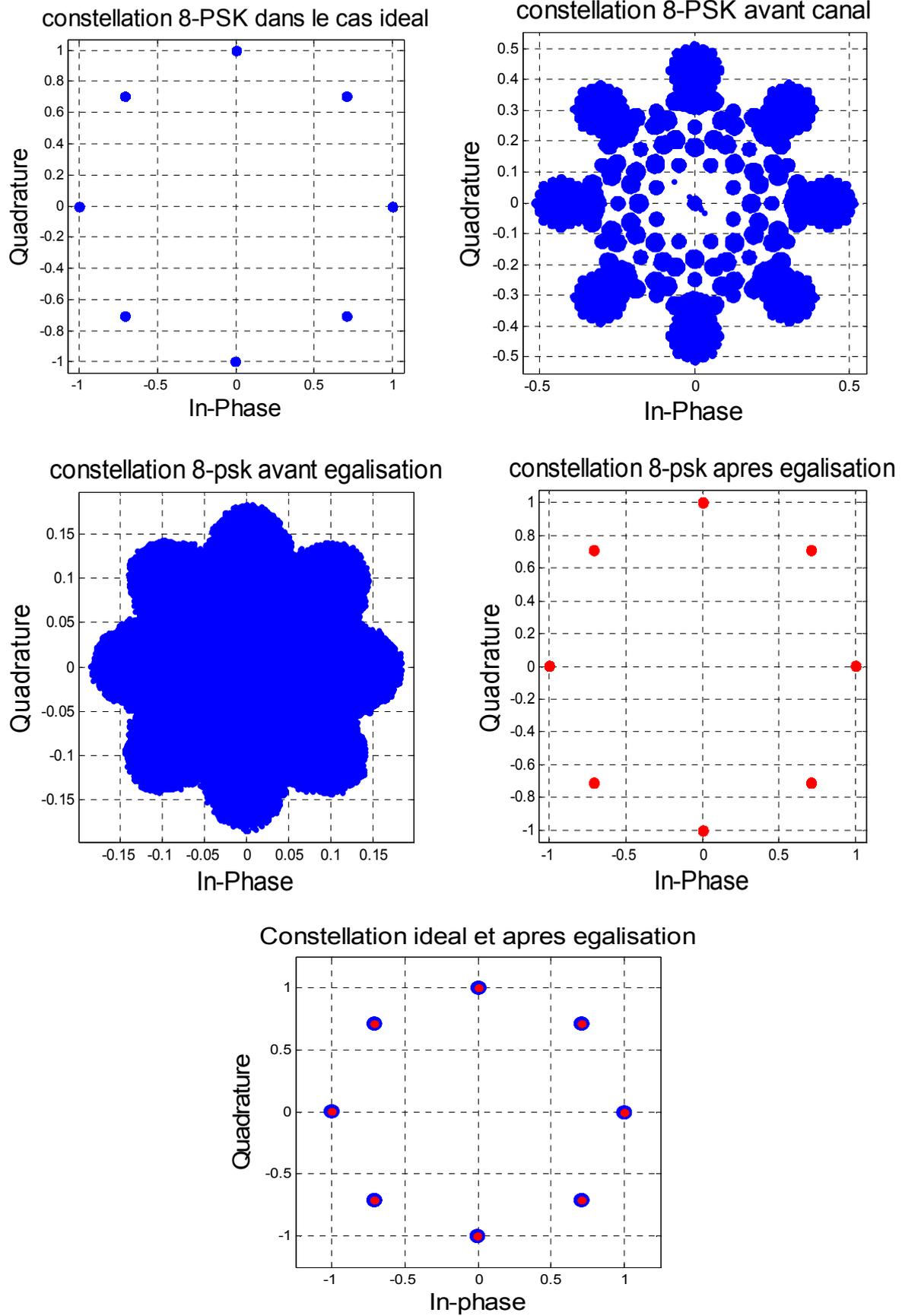


Figure 4.1. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-PSK.

b Modulation 8-QAM

Dans la figure (4.2), nous avons refait exactement la même expérience que dans le cas de la modulation 8-PSK, en utilisant cette fois-ci la modulation 8-QAM. Les illustrations obtenues sont données par la figure (4.2), Le même raisonnement précédent est valable pour ce cas. Après l'égalisation, nous constatons que les résultats sont bien effectués selon la figure ci-dessous ; les points rouges (après égalisation) sont au centre des points bleus (cas idéal), 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.

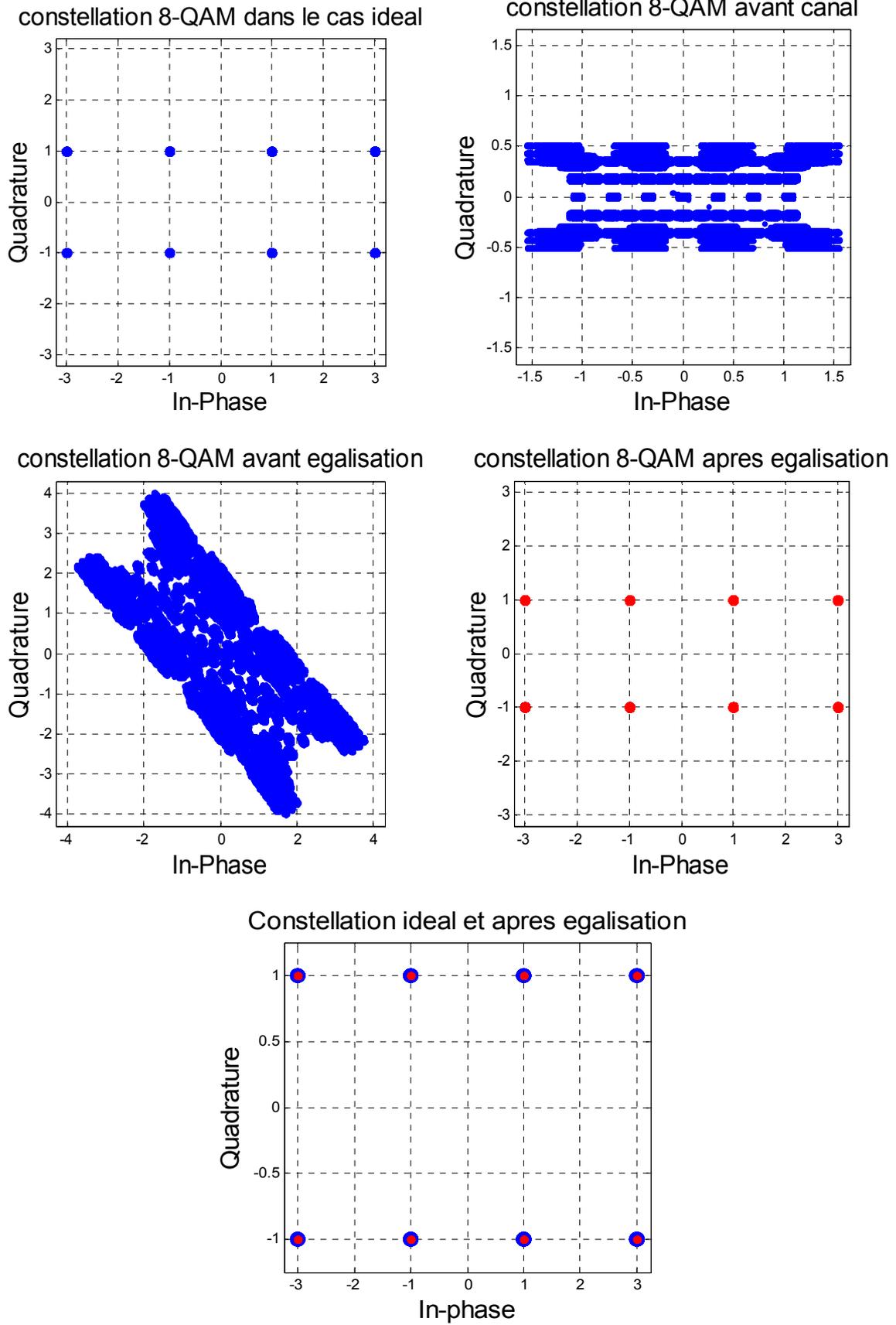


Figure 4.2. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-QAM.

c Modulation 16-PSK

La figure (4.3) montre bien que dans le cas idéal, les coefficients sont bien visibles et ils ne sont pas dispersés sur le plan complexe car il n'y a pas d'interaction avec le canal ni interférences entre symboles (IES). Avant le canal, les symboles sont déformés et éparpillés. Lors de l'interaction avec le canal de transmission, une forte interférence entre symboles est notée, ce qui est bien montré sur la figure en question. Dans cette situation, le signal utile est mélangé avec le bruit de façon à ne pas permettre l'extraction de l'information utile. Par ailleurs, dans le cas après l'égalisation, nous voyons clairement que les symboles sont bien séparés et aucune interférence entre symboles n'est remarquée. Donc le filtre égaliseur a bien corrigé le signal en égalisant la réponse impulsionnelle du canal.

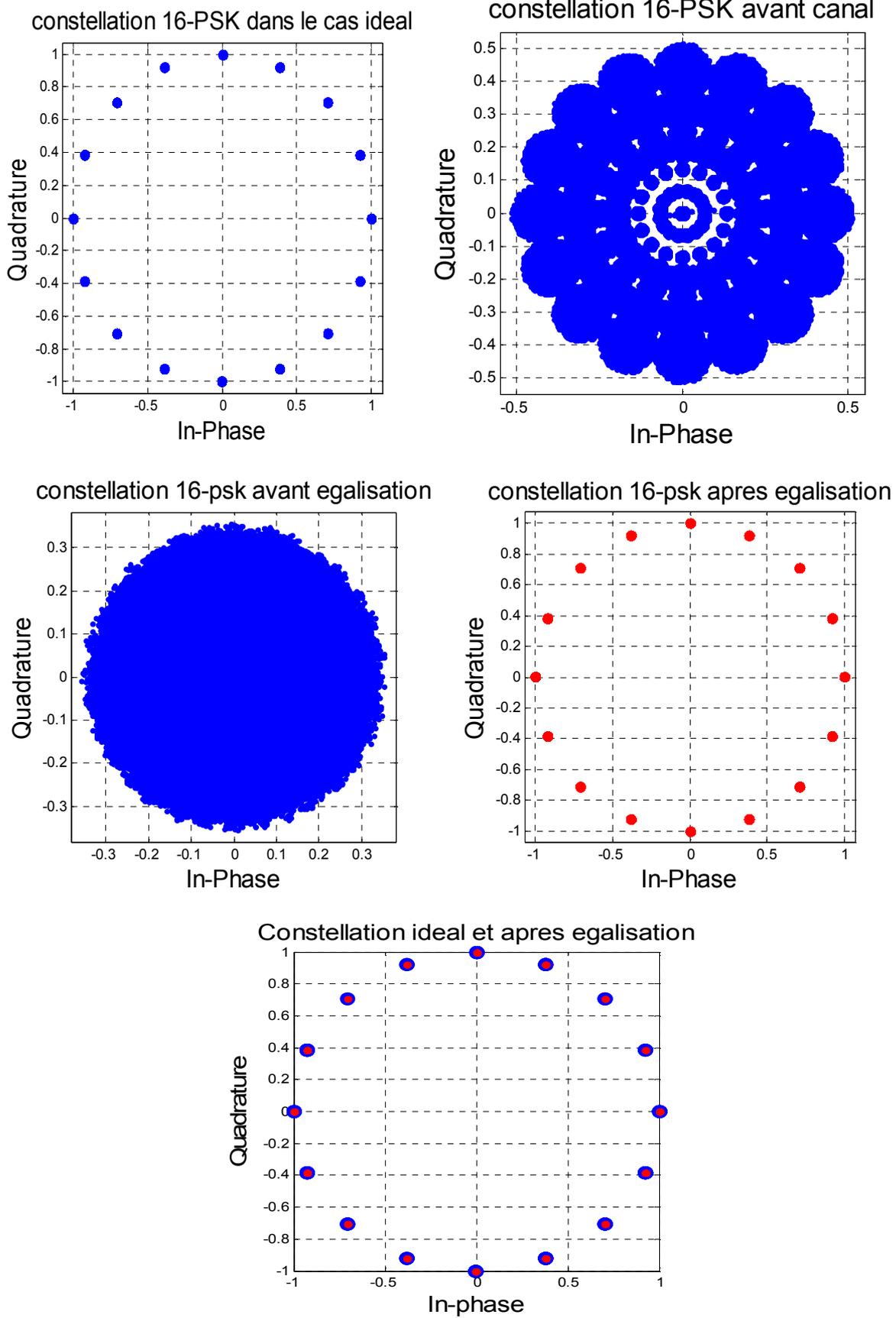


Figure 4.3. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK.

d Modulation 16-QAM

Pour cette modulation, nous avons effectué le même travail que dans le cas de la modulation 16-PSK. La figure (4.4) nous permet de confirmer via ses résultats que le même comportement de l'égaliseur est bien noté en corrigeant le signal informatif modulé en 16-QAM. D'après les résultats des constellations des différents modulations (8-PSK,8-QAM, 16-PSK et 16-QAM), nous observons que plus le nombre de symbole (M) augmente, la modulation M-QAM est meilleure et plus stable que la modulation M-PSK.

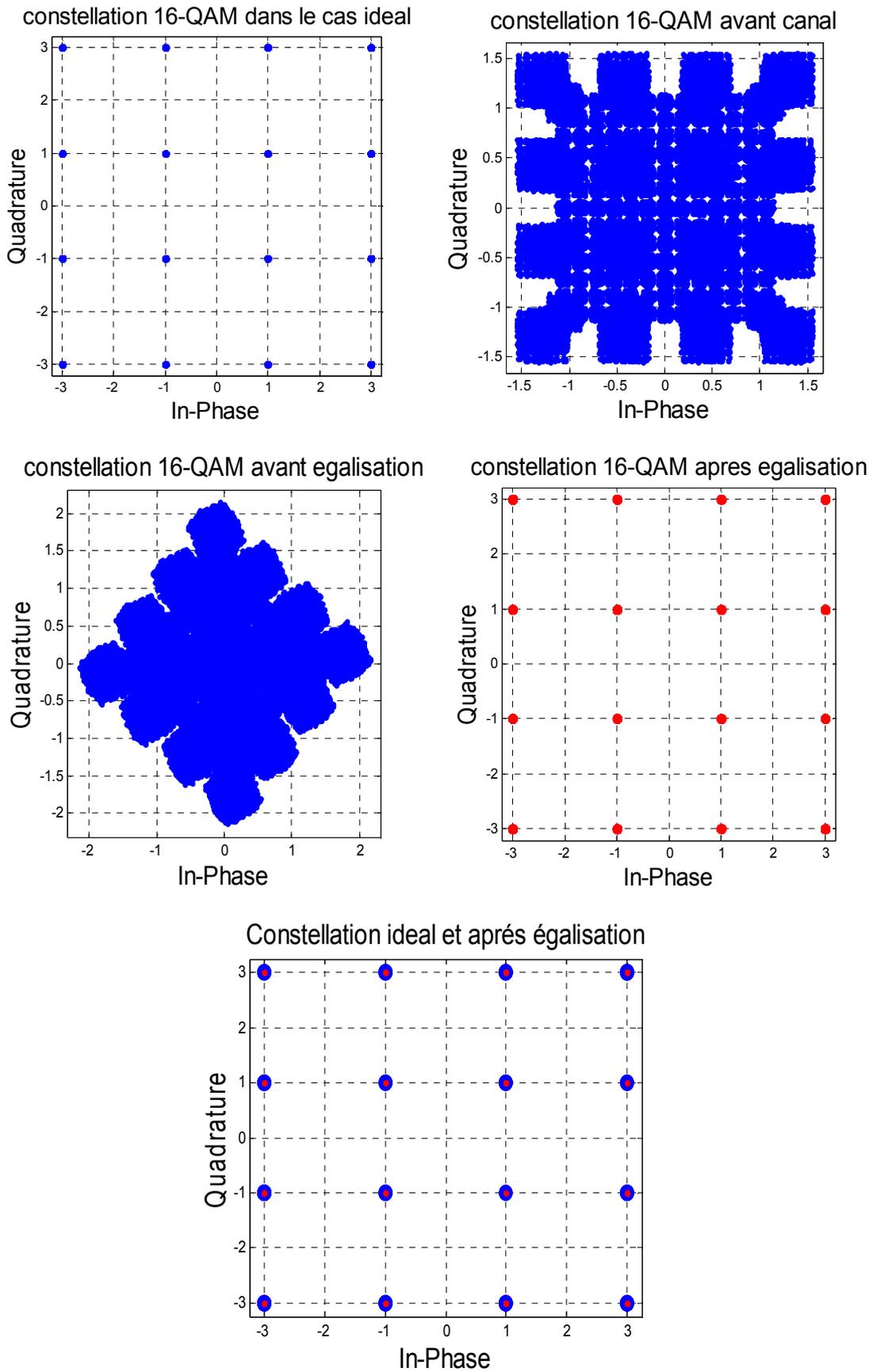


Figure 4.4. Diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM.

4.3.2 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est un outil indispensable en télécommunication qui permet de représenter et analyser les signaux numériques, il s'agit simplement de visualiser la présence d'interférence entre symbole et d'évaluer 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....).

a Modulation 8-PSK

La figure (4.5) représente le diagramme de l'œil de la modulation 8-PSK. Avant l'interaction du signal avec le canal (sans l'effet du canal), la détection de l'information se fait facilement grâce aux symboles qui sont bien distincts, donc l'œil est bien ouvert, cela traduit une absence totale de bruit et d'IES qui sont introduits par le canal. Après l'interaction avec le canal, il en résulte un signal noyé dans le bruit et un effet de mélange des symboles, nous observons alors une fermeture complète de l'œil. Donc l'information est entièrement perdue, ce qui impose la nécessité d'un égaliseur. Après cette phase d'égalisation nous remarquons un signal informatif parfaitement clair ce qui provoque l'ouverture de l'œil à nouveau, ceci témoigne la bonne qualité de la transmission et le bon déroulement de l'égalisation.

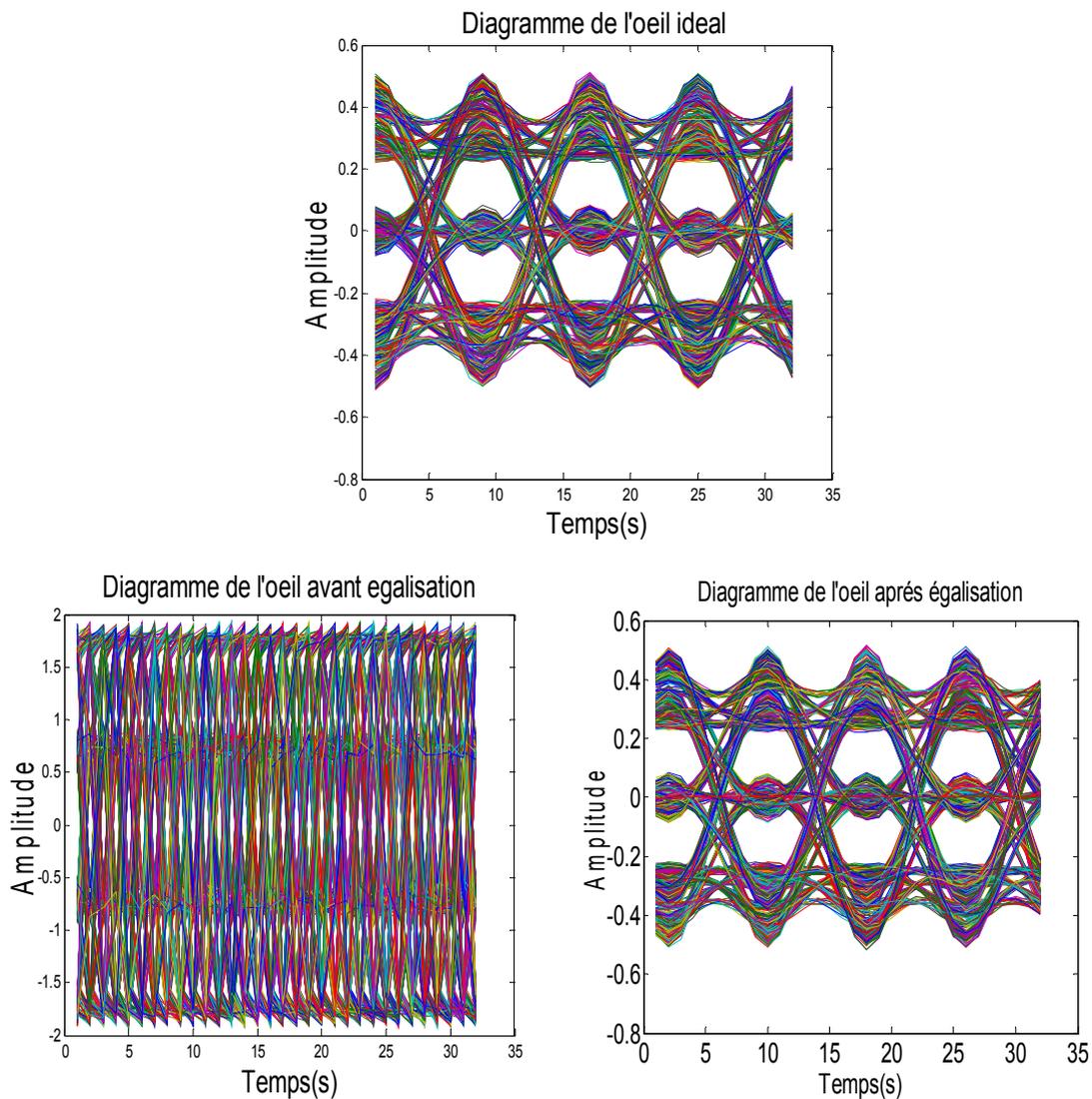


Figure 4.5. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 8-PSK.

b Modulation 8-QAM

Nous avons refait la même expérience que dans le cas de la modulation précédente, nous avons obtenue des résultats équivalents pour la modulation 8-QAM. Avant l'interaction du canal, l'œil est bien ouvert ainsi que les symboles sont bien distincts. Avec l'interaction du canal, il en résulte la fermeture de l'œil, cela signifie la perte complète de l'information. Cependant, l'égalisation permet la réouverture de l'œil ce qui signifie que l'information a été bien récupérée et le canal est bien égalisé.

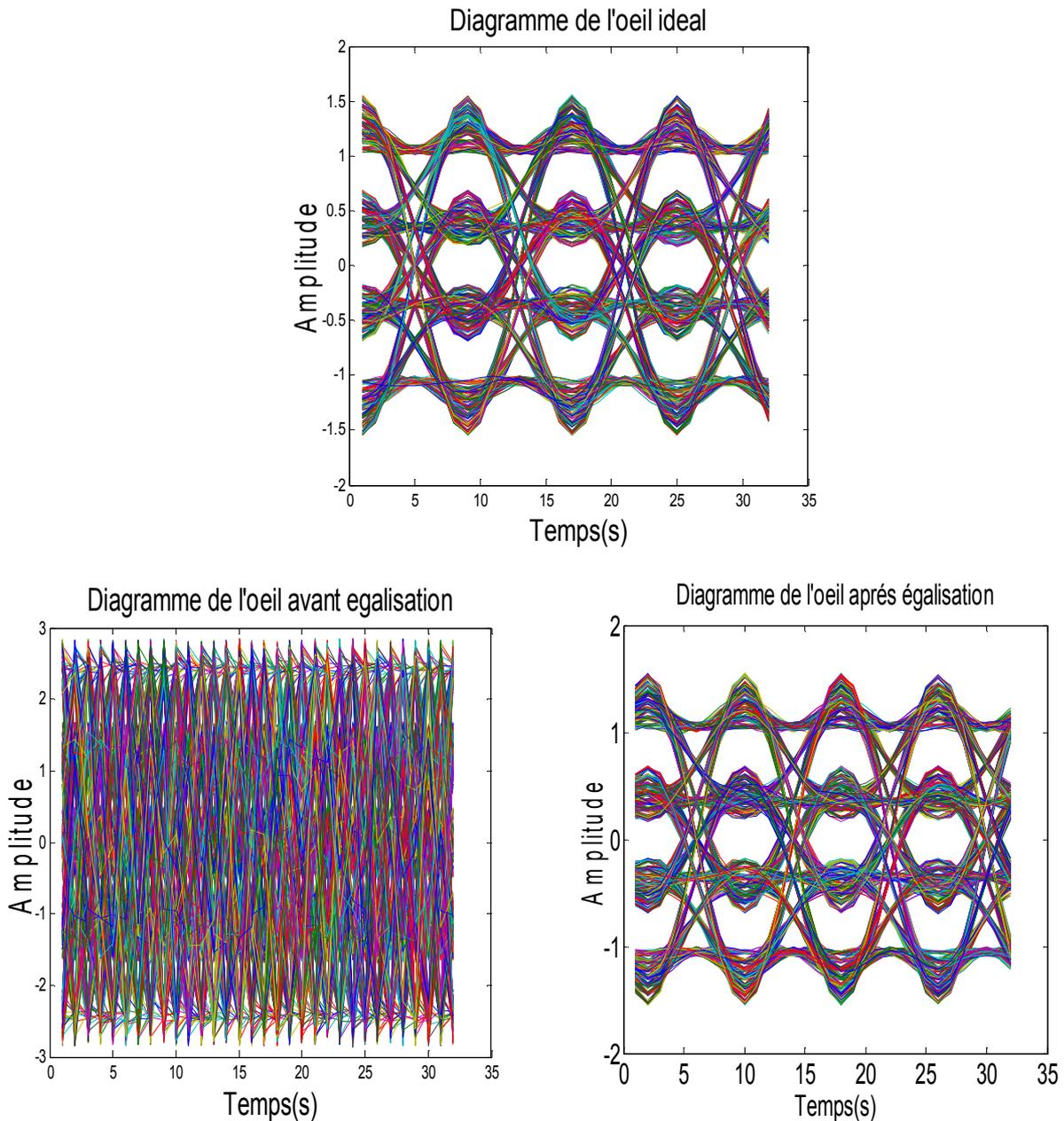


Figure 4.6. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 8-QAM.

c Modulation 16-PSK

Ce qui concerne la modulation 16-PSK, nous avons montré le cas idéal de diagramme de l'œil visualisé avant la phase d'égalisation. L'œil est bien ouvert, donc la détection de l'information se fait facilement car il n'y a pas d'effet du canal (le diagramme de l'œil est idéal). Avec l'interaction du canal, nous remarquons la fermeture de l'œil, ce qui signifie la perte complète de l'information. 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.

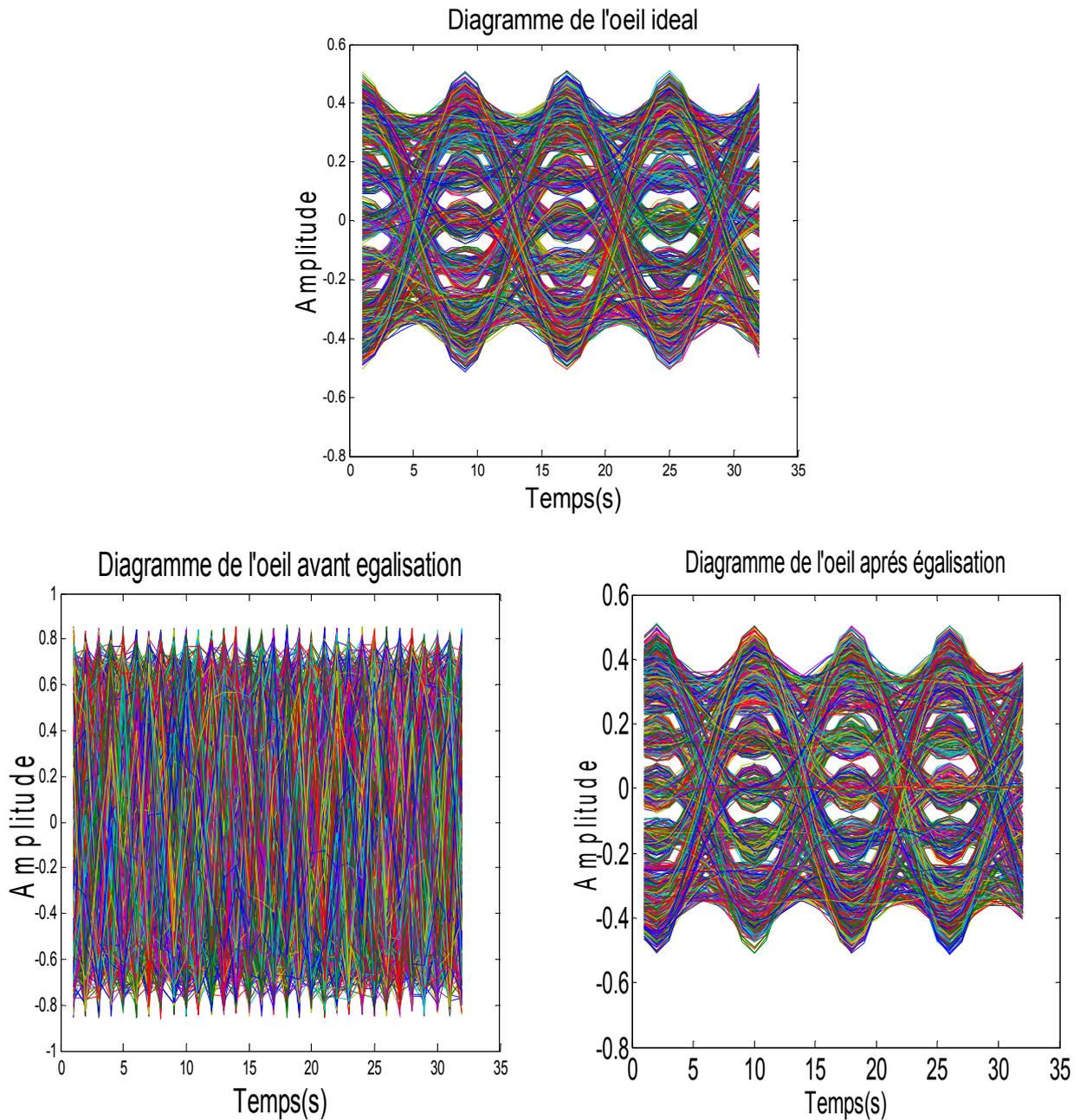


Figure 4.7. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-PSK.

d Modulation 16-QAM

Dans cette modulation, nous avons trouvé des résultats qui sont identiques aux résultats des modulations précédentes, basé sur le même principe de fonctionnement.

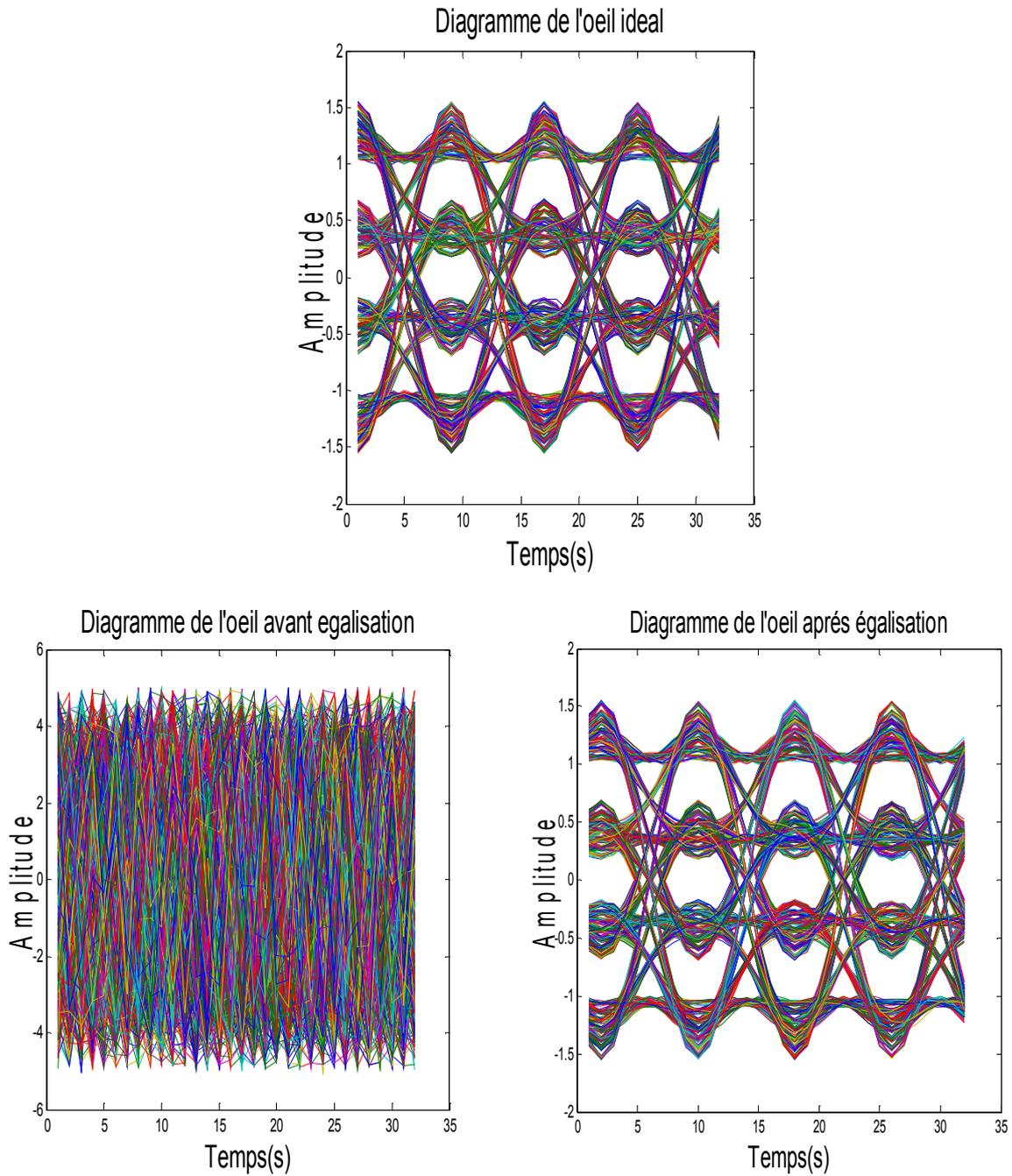


Figure 4.8. Diagrammes de l'œil obtenus avec la modulation 16-QAM.

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

Un filtre de Nyquist en racine cosinus surélevé a été utilisé dans cette expérience, afin d'éliminer la distorsion responsable d'IES introduite par le canal, 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 le filtre passe-bas idéal $\alpha = 0$.

En réduisant la valeur de Roll-off ($\alpha=0.2$) et d'après la figure (4.9) obtenue, nous remarquons une différence au niveau de l'ouverture de l'œil dans le cas idéal et après égalisation par rapport aux figures (4.7) et (4.8) 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, ce qui est montré par la figure (4.9).

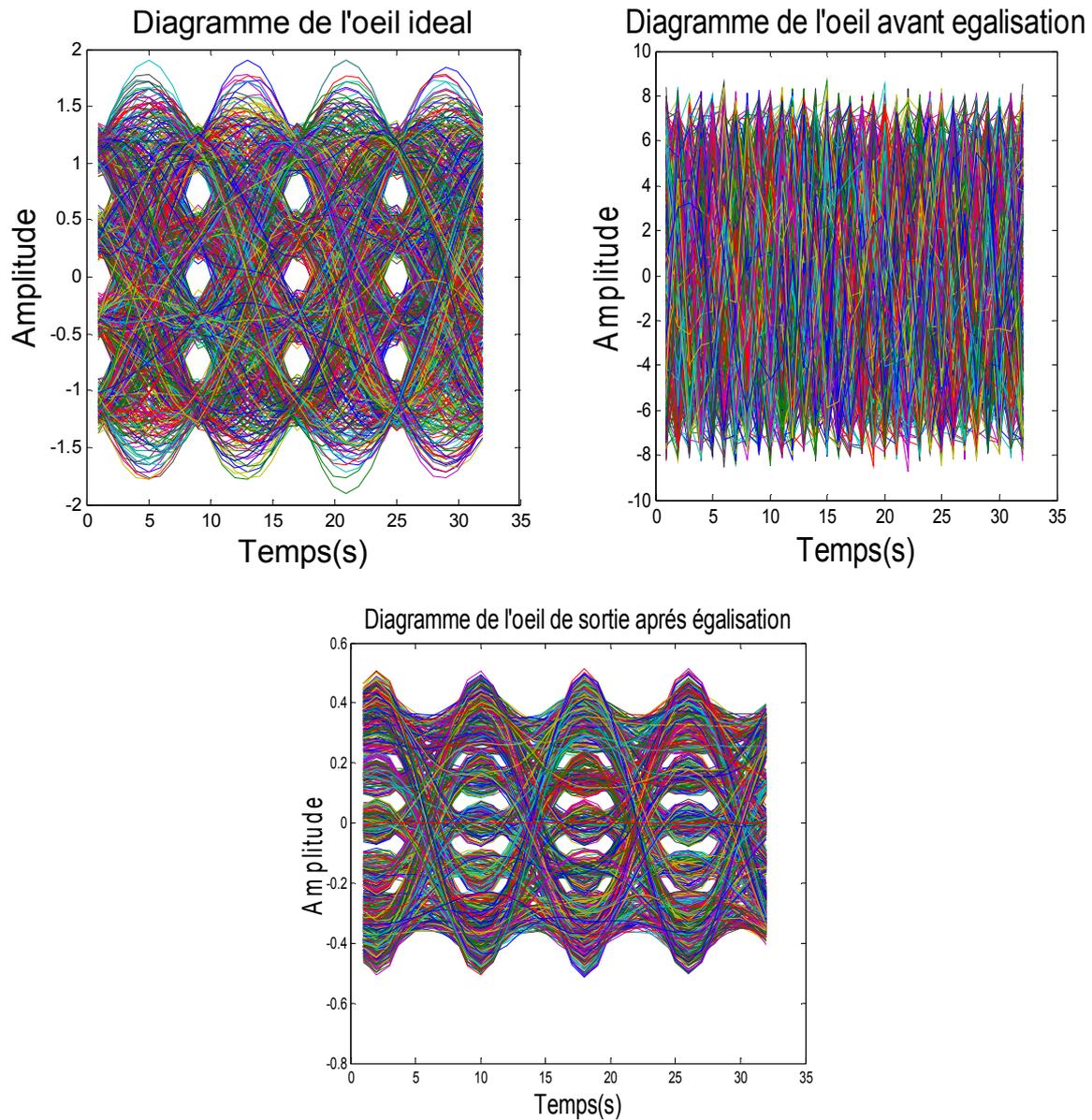


Figure 4.9. Diagramme de l'œil avec l'effet de Roll-off.

D'après le résultat précédent, nous constatons que lorsque le facteur de débordement a pris des faibles valeurs, nous avons rencontré deux problèmes, le premier est l'effet du filtrage cosinus surélevé après l'opération de suréchantillonnage, et le second sont les interférences entre symboles introduites par le canal de transmission. La résolution de ces problèmes peut nécessiter beaucoup de temps et rend l'égaliseur moins performant. Cependant, la valeur la plus proche de 1 reste le cas idéal.

4.3.3 L'erreur linéaire

D'après les figures (4.10) et (4.11) suivantes montrant la présentation de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itération, ce critère est évalué avec les deux types de modulations utilisées à savoir la 16-PSK et la 16-QAM. Cette erreur quadratique est donnée sous sa présentation normale, ensuite, elle est exprimée en décibel (dB). Nous remarquons bien que cette dernière tend vers 0 après 200 itérations donc après les premiers 200 échantillons, Nous notons que l'algorithme d'égalisation converge vers la solution optimale d'où une égalisation presque parfaite du canal.

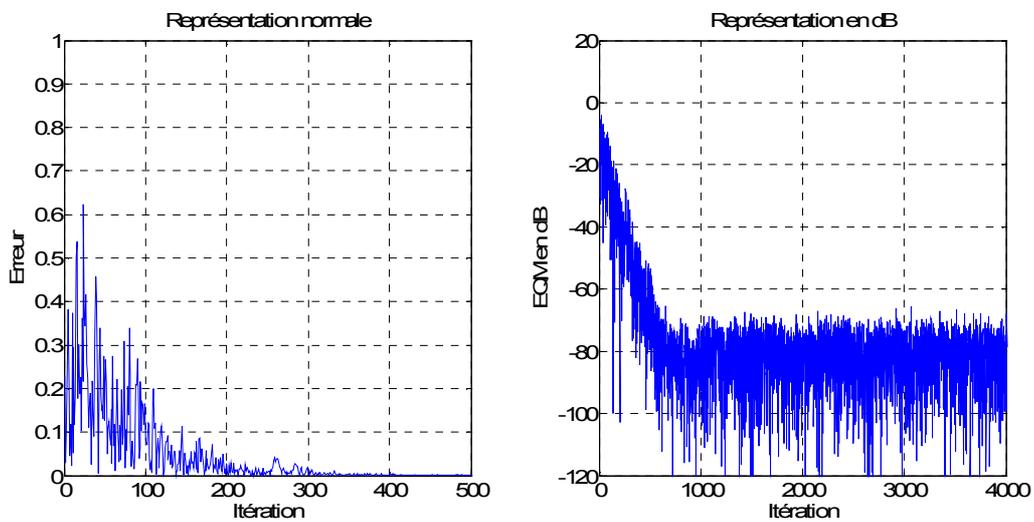


Figure 4.10. Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-PSK.

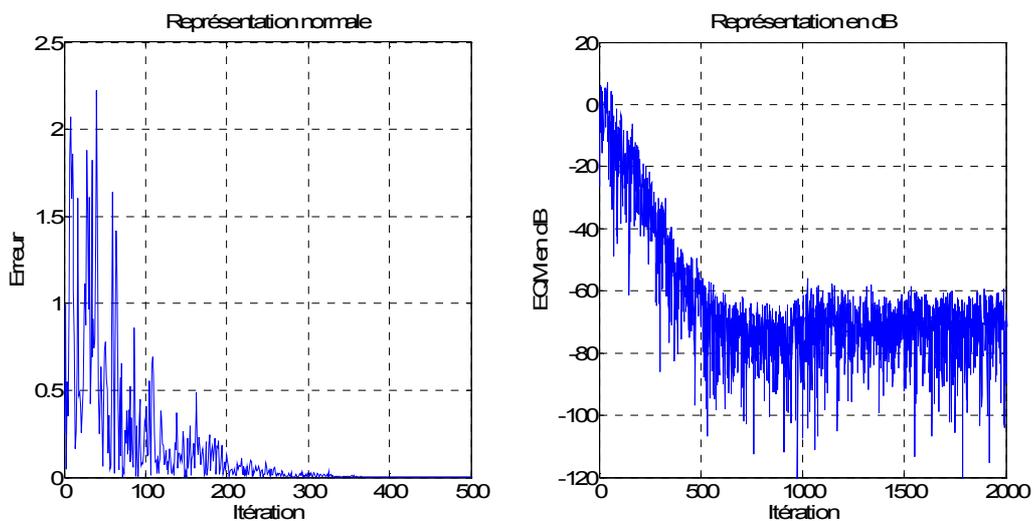


Figure 4.11. Erreur et EQM en dB pour la modulation 16-QAM.

Les figures (4.12) et (4.13) illustrent l'évolution temporelle du signal avant et après égalisation; en effet, nous notons la présence de trois signaux tels que le signal original qui est totalement couvert par le signal égalisé. Le signal d'erreur (l'erreur entre la sortie et l'entrée) converge rapidement vers 0. Cela s'explique par l'égalité entre le signal émis et après égalisation. Nous concluons que la convergence des coefficients est assurée (l'erreur ne diverge pas).

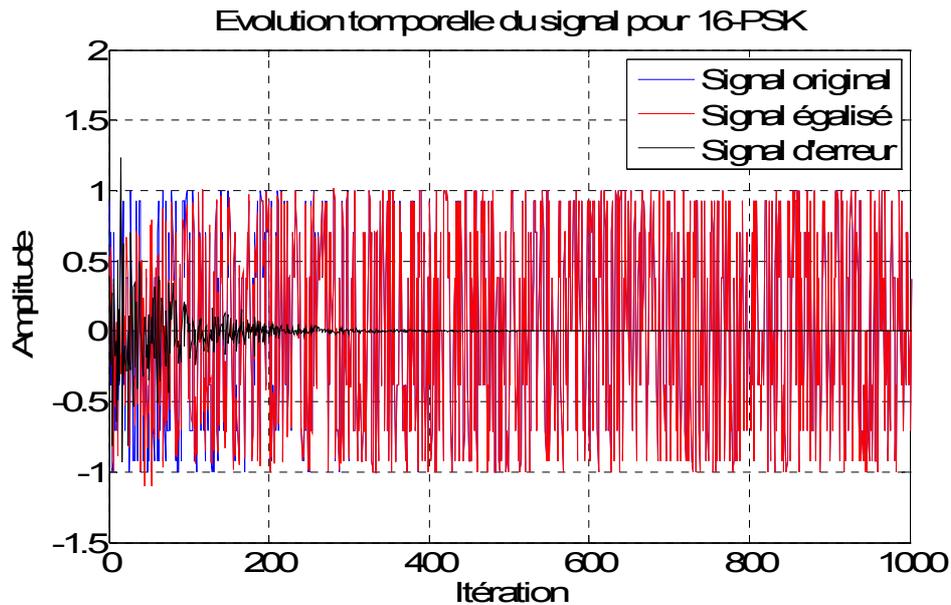


Figure 4.12. Représentation de l'évolution du signal dans le temps, après égalisation et de l'erreur de filtrage pour la 16-PSK.

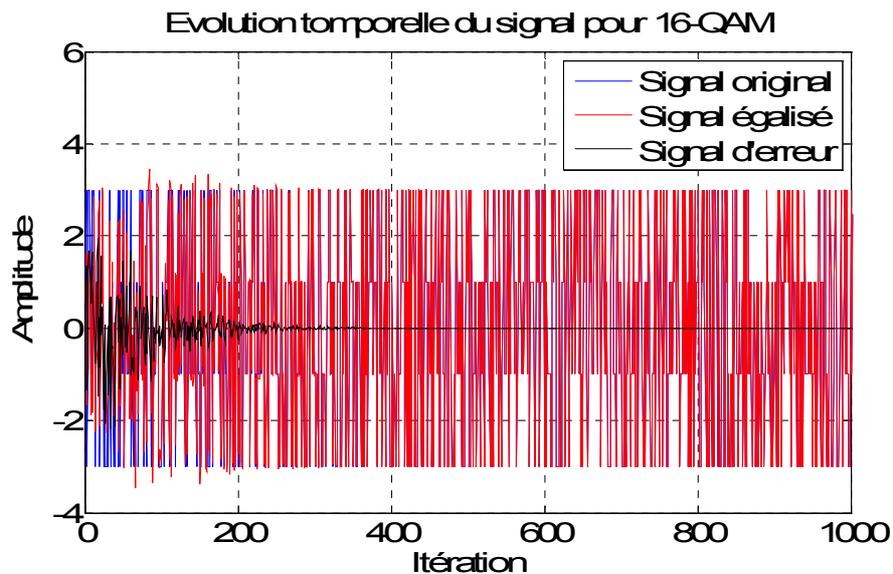


Figure 4.13. Représentation de l'évolution du signal dans le temps, après égalisation et de l'erreur de filtrage pour la 16-QAM.

4.3.4 Critère de l'erreur quadratique moyenne (MSE : Mean Square Error)

Tout système de communication numérique sert à transmettre l'information avec un minimum d'erreur. Afin de quantifier cette erreur, on utilise le MSE qui est donnée par la formule suivante :

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

Où $e(k)$ est l'erreur de filtrage.

La valeur de l'erreur en décibel (dB) est exprimée dans l'équation suivante:

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

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

a Influence du Rapport Signal à Bruit (RSB ou SNR)

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

$$\frac{S}{B} = \frac{P_S}{P_B} \quad (4.3)$$

P_S est la puissance de signal et P_B est la puissance de bruit qui sont exprimées en (W).

Le SNR est donné en décibel comme suite :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 10 \log\left(\frac{S}{B}\right) \quad (4.4)$$

Les figures (4.14) et (4.15) illustrent l'influence du rapport signal à bruit sur l'évolution de l'erreur quadratique moyenne, nous avons donc effectué la simulation avec les valeurs suivantes RSB=10, 20 et 60 dB pour deux types de modulations (16-PSK et 16-QAM) en maintenant les autres paramètres constants. D'après les résultats obtenus, nous remarquons, que l'augmentation du SNR fait diminuer le MSE de façon très rapide. On conclut que, les critères MSE et SNR sont inversement proportionnels, donc pour obtenir de meilleures performances, nous devons augmenter la valeur du SNR.

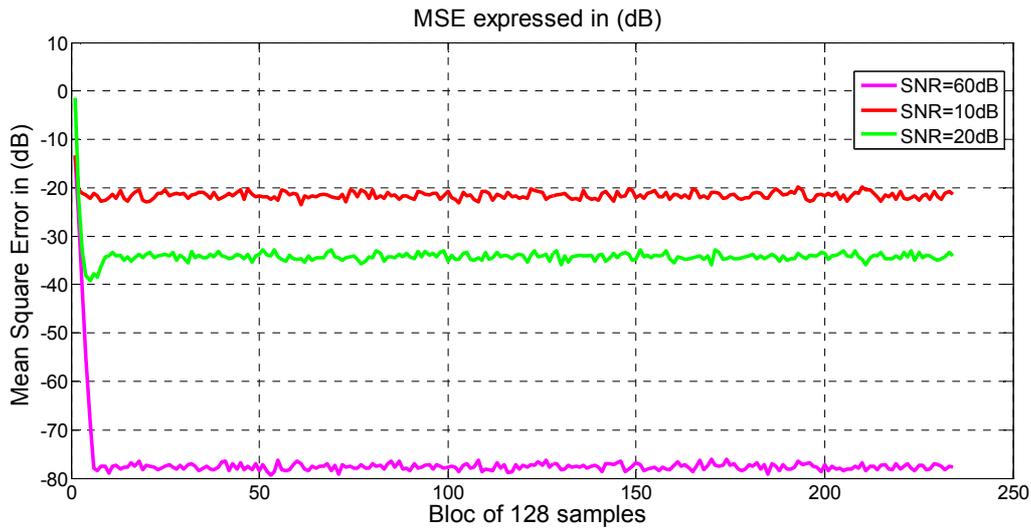


Figure 4.14. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-PSK.

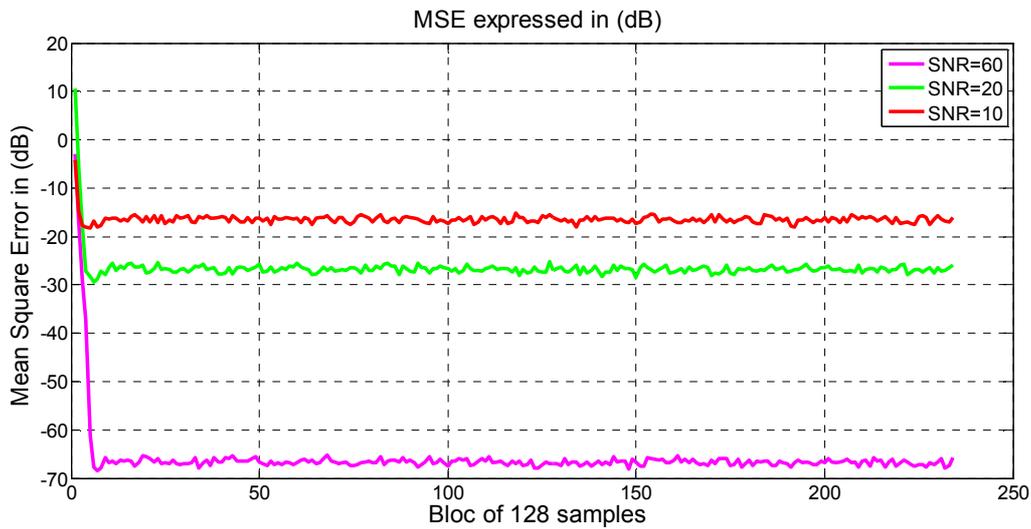


Figure 4.15. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation du SNR pour la modulation 16-QAM.

b Variation de la taille du filtre L

Dans les figures (4.16) et (4.17), nous avons tracé l'évolution du MSE en fonction de la variation de la taille L du filtre égaliseur, par l'utilisation des deux modulations précédentes. Nous avons pris les valeurs suivantes $L = 32, 64,$ et 128 , en prenant les autres paramètres constants. D'après l'analyse des figures, nous concluons que le MSE diminue avec l'atténuation de 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.

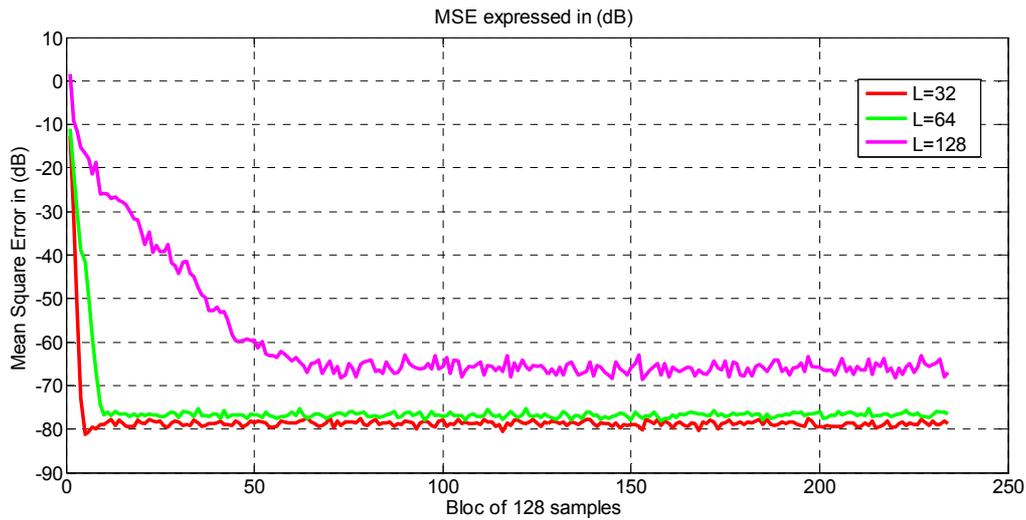


Figure 4.16. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-PSK.

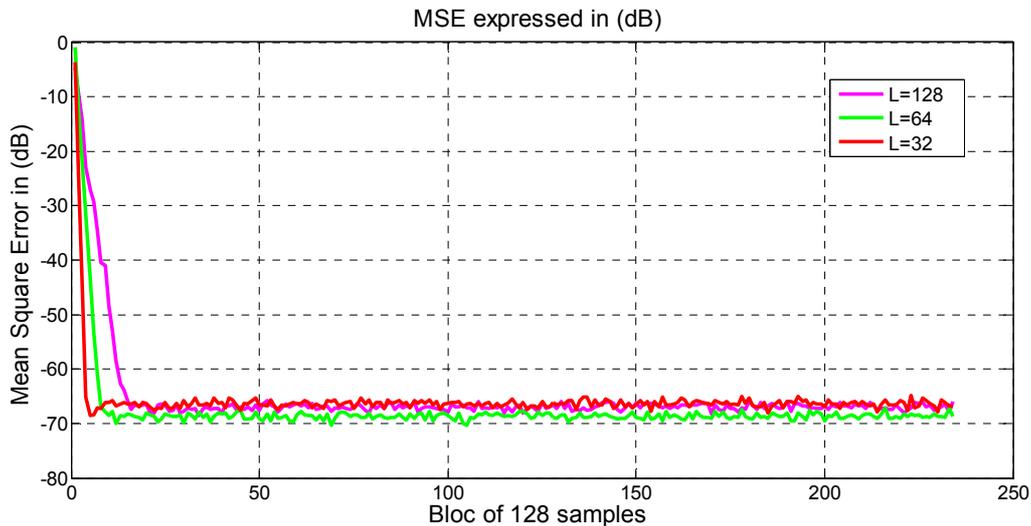


Figure 4.17. Evolution de l'MSE dans le temps à la sortie avec la variation de la taille du filtre L pour la modulation 16-QAM.

c Variation du pas d'adaptation μ

Les figures (4.18) et (4.19) représentent l'influence du pas d'adaptation μ sur l'évolution du MSE, dans la modulation 16-PSK et 16-QAM. Nous remarquons qu'avec le changement du pas d'adaptation, la convergence de l'algorithme change de telle façon que plus le pas d'adaptation augmente, plus le MSE diminue très rapidement. Par conséquent des résultats obtenus, le pas d'adaptation et la vitesse de convergence sont directement proportionnels.

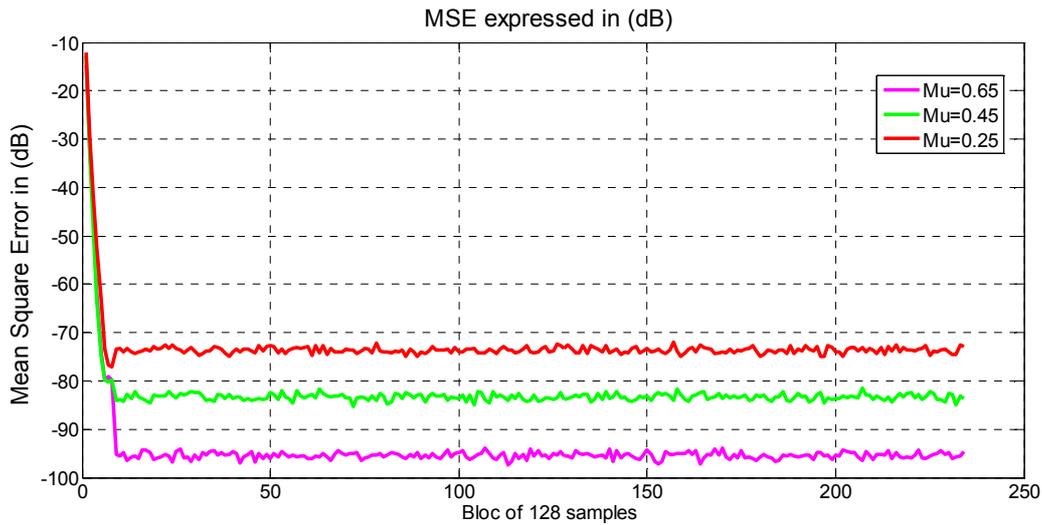


Figure 4.18. Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation ($\mu=0.25, 0.45$ et 0.65) avec la modulation 16-PSK.

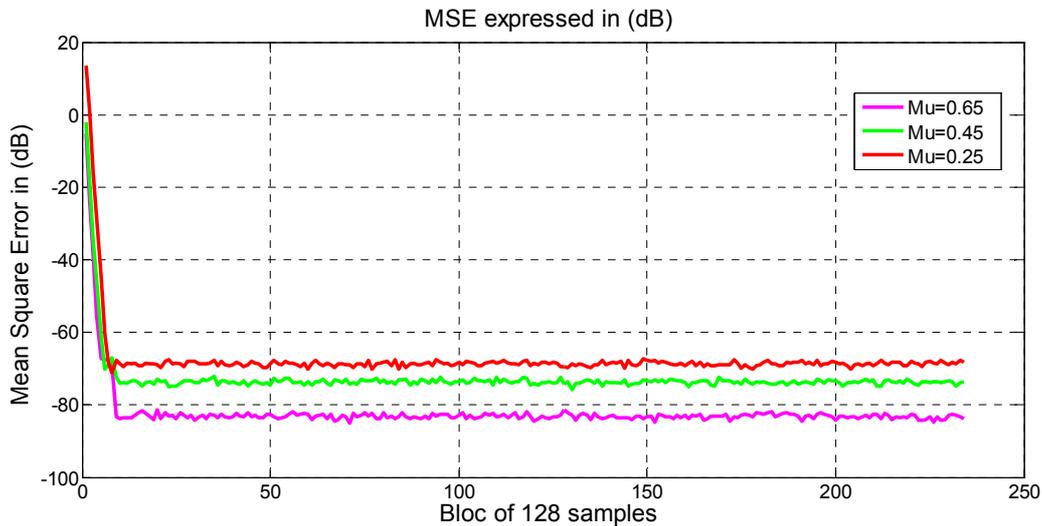


Figure 4.19. Évolution temporelle du MSE de sortie en fonction de trois valeurs du pas d'adaptation ($\mu=0.25, 0.45$ et 0.65) avec la modulation 16-QAM.

4.3.5 Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh

Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh sont représentés dans la figure (4.20), nous notons un total de huit canaux avec six points chacun. Nous constatons que chaque forme de courbe donne une densité de probabilité obtenue par la loi de Rayleigh. Après cela, nous allons faire une convolution entre le filtre égaliseur et les différents canaux de Rayleigh pour vérifier et réaliser le critère de Nyquist.

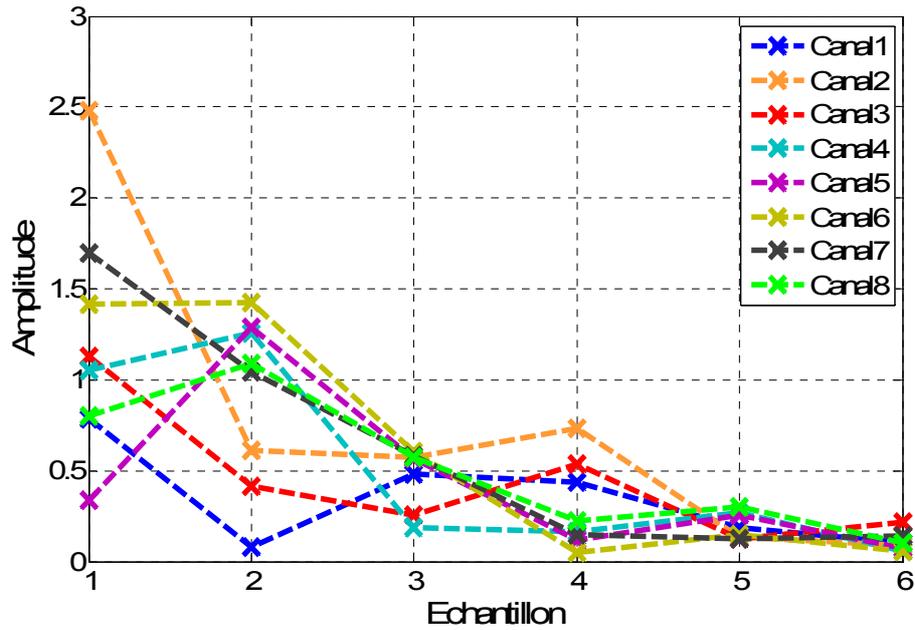


Figure 4.20. Les trajets multiples du canal de Rayleigh.

4.3.6 Densité de probabilité du canal de Rayleigh

La figure (4.21) représente la densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh. Elle nous donne une impulsion pour chacun des huit canaux, qui sont bien séparés entre eux comme la figure nous montre, et avec une DSP de l'ordre de 1. Cela montre bien que le canal a été bien égalisé et l'information a été bien récupérée.

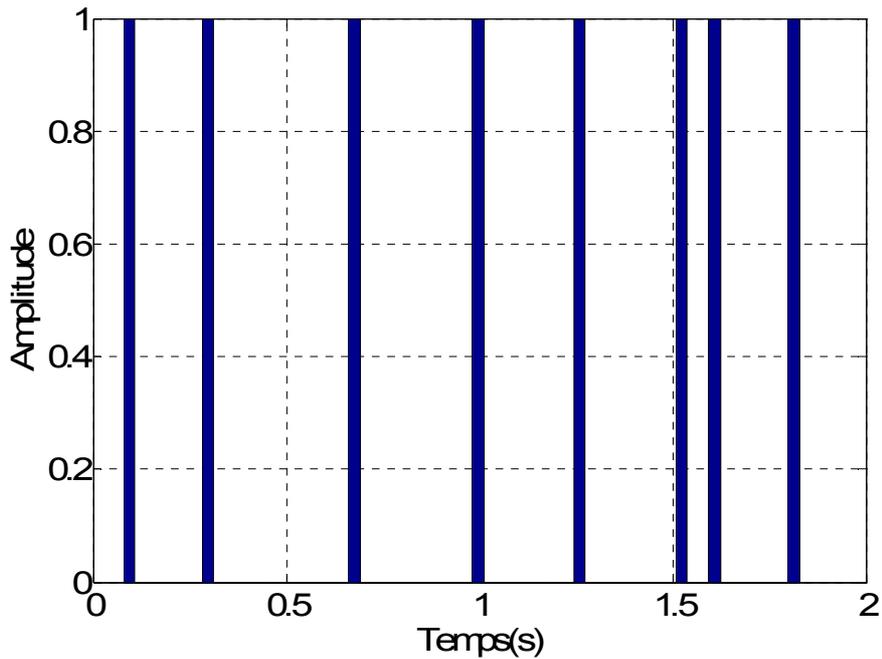


Figure 4.21. Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh.

4.3.7 Critère de Nyquist

Le résultat de la convolution entre le canal réel et le canal estimé par égaliseur est illustré par la figure (4.22). Cette dernière donne une impulsion de Dirac dans le temps pour les deux cas (réel et imaginaire). Cela montre bien que le critère de Nyquist est respecté, et les canaux ont été bien égalisés. Ce qui résulte que les interférences entre symboles sont éliminées et l'information utile a été bien récupérée sans erreurs.

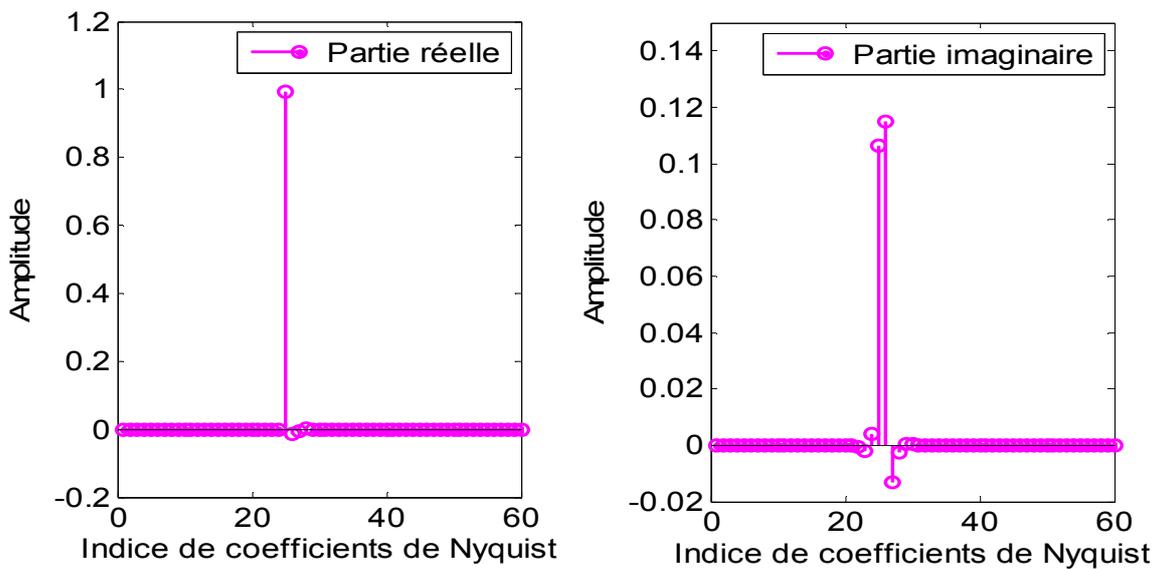


Figure 4.22. Représentation de Critère de Nyquist.

4.3.8 Les projections de l'algorithme APA

La figure (4.23) représente les différentes MSE obtenues pour différentes projections de l'algorithme APA. D'après l'analyse de cette dernière, nous concluons que le MSE diminue lorsque l'ordre de projection augmente. Donc, le MSE et l'ordre de projection sont inversement proportionnels et pour obtenir de meilleures performances, nous devons augmenter l'ordre de projection.

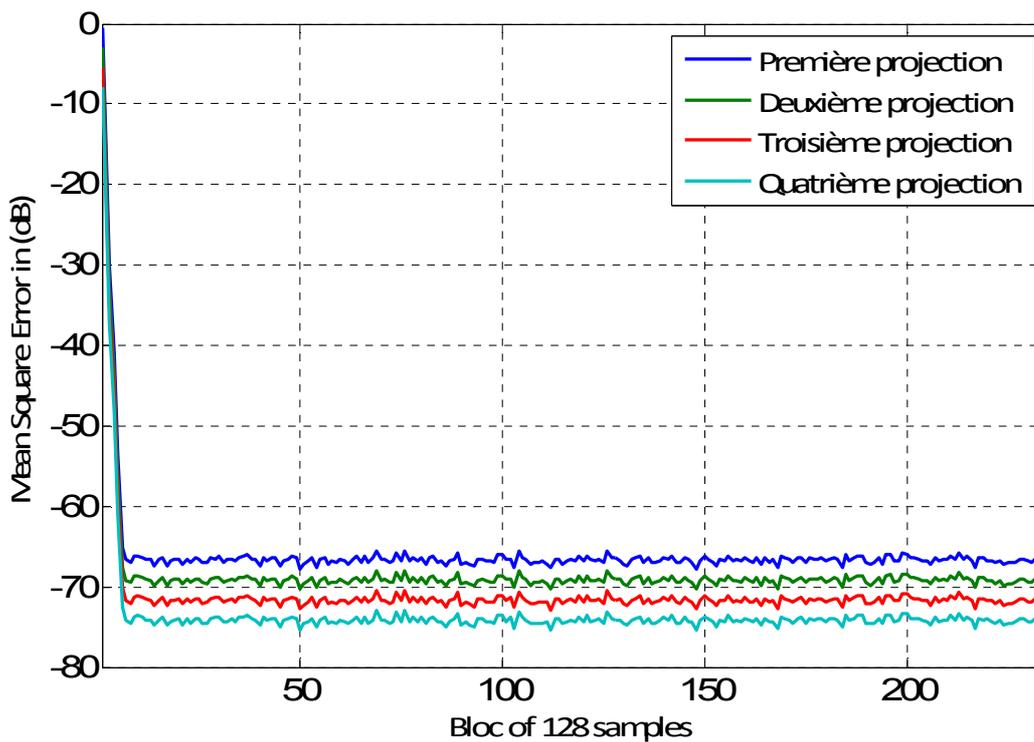


Figure 4.23. Projections de l'algorithme APA.

La figure (4.24) représente la constellation du signal de sortie de l'égaliseur APA pour quatre projections. D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la dispersion des valeurs du signal de sortie obtenue avec 4 projections est moins large que celles obtenues avec les autres projections, c'est-à-dire 1, 2 et 3. Nous concluons que lorsque l'ordre de projection augmente l'information devient plus précise et moins dispersée.

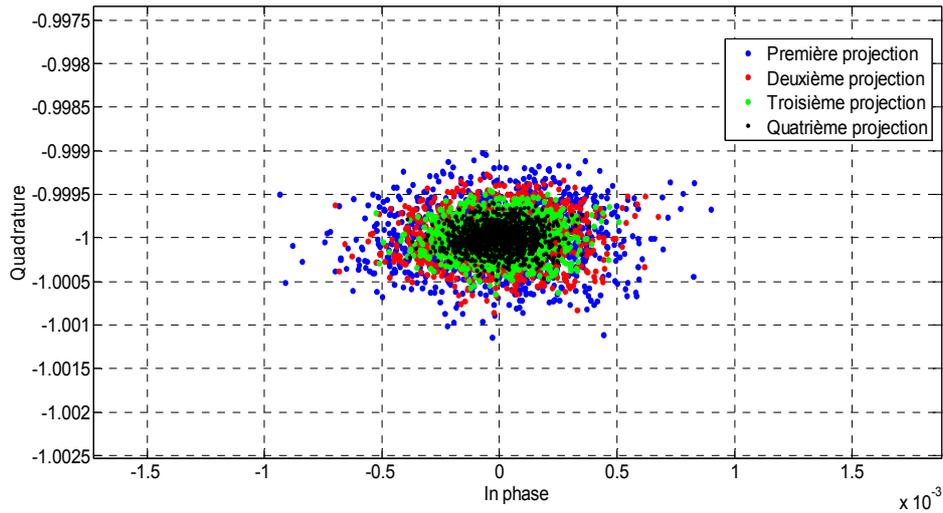


Figure 4. 24. Constellation de projections de l’algorithme APA.

4.3.9 Comparaison des algorithmes NLMS et APA

a Diagramme de constellation

Dans cette partie, nous montrons simultanément les résultats de l’égaliseur adaptatif avec les algorithmes NLMS et APA pour comparer la dispersion en sortie de traitement. Pour cela nous commençons par les diagrammes de constellations avec la modulation 8-PSK en utilisant SNR=20 dB. D’après la figure (4.25) nous constatons que l’algorithme APA donne un meilleur résultat que l’algorithme NLMS, car la distance entre les points de constellation mise en évidence par l’APA est plus grande que celle du NLMS et par conséquent sa probabilité d’erreur est faible. On note que sur cette même figure, nous avons représenté les symboles du cas idéal de la constellation afin de mieux conduire la comparaison.

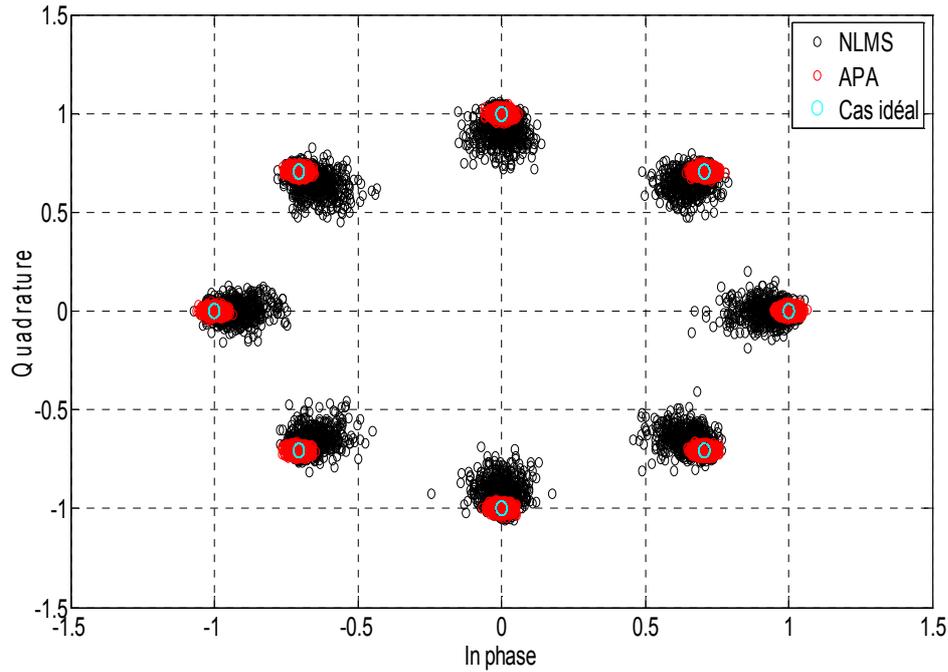


Figure 4.25. Diagramme de constellation obtenu avec la modulation 8-PSK par les algorithmes NLMS et APA après égalisation, avec SNR= 20 dB.

b L'erreur linéaire

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

Les paramètres pris lors des simulations sont : 30 000 échantillons, $L=64$, $\mu=0.05$, SNR=60 dB, avec $N=1$ (NLMS) et $N=4$ (APA). La figure obtenue représente l'erreur de l'algorithme NLMS (signal en noir) et de l'algorithme APA (signal en rouge).

D'après les résultats obtenus par la figure ci-dessous, nous remarquons que l'algorithme APA converge très rapidement vers 0 (à environ 200 itérations), par contre le NLMS converge tardivement à son tour (à environ 800 itérations). Nous concluons donc, que l'algorithme APA donne des meilleurs résultats par rapport à l'algorithme NLMS.

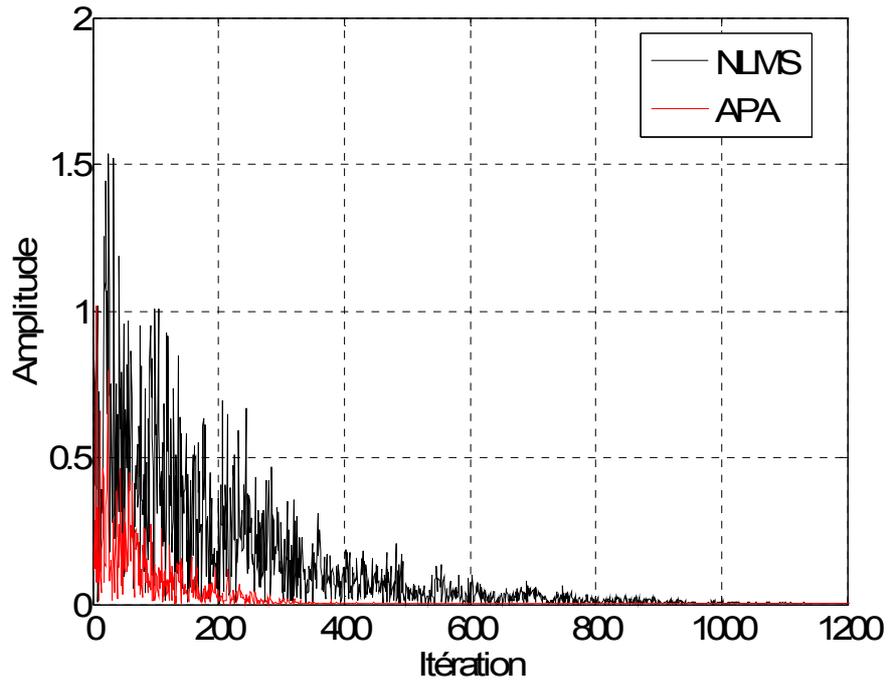


Figure 4.26. Représentation temporelle de l'erreur linéaire en fonction du nombre d'itérations du NLMS et APA

La figure (4.27) représente l'erreur entre le signal désiré et celui reçu dans les deux cas (NLMS et APA) en fonction du nombre d'itération ; le signal en noir représente l'erreur du NLMS et le signal en rouge est de l'APA. Nous pouvons remarquer que l'erreur converge vers la solution optimale dans les deux cas mais l'algorithme APA converge plus rapide que de l'algorithme NLMS.

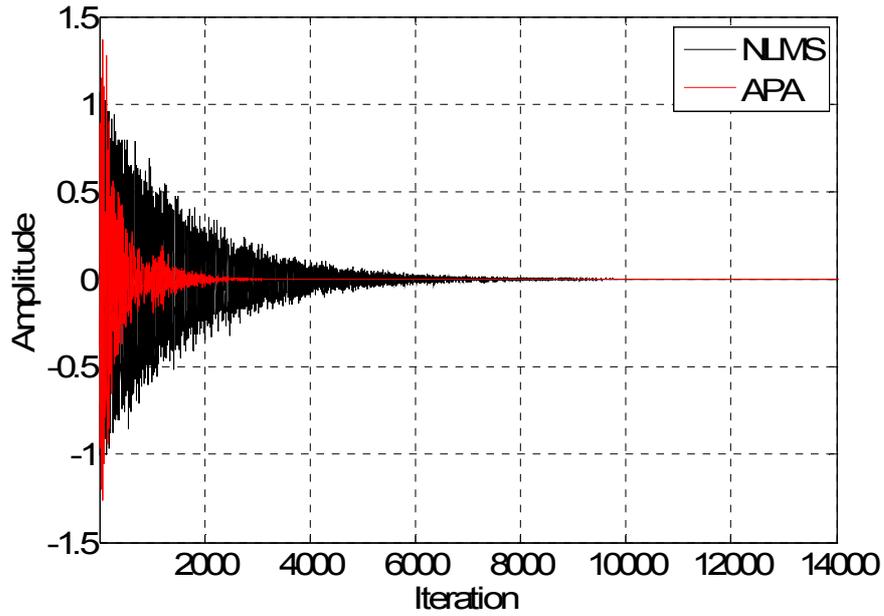


Figure 4.27. Représentation temporelle de l’erreur en fonction de nombre d’itérations du NLMS et APA.

c L’erreur quadratique moyenne

La figure (4.28) représente l’évolution du MSE en dB pour les deux cas d’algorithmes (NLMS et APA). Les courbes montrent clairement que la vitesse de convergence de l’algorithme APA est supérieure à celle du NLMS.

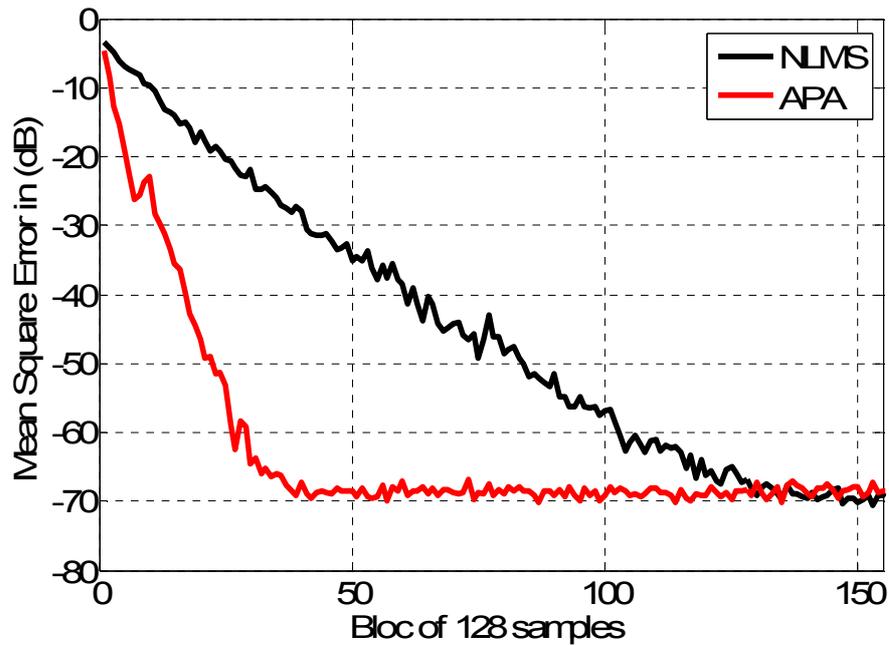


Figure 4.28. Evolution du MSE dans le temps pour la comparaison de la vitesse de convergence des algorithmes NLMS et APA.

4.4 Conclusion

Nous avons réservé ce chapitre pour présenter les performances de l'égaliseur adaptatif avec la phase d'apprentissage que nous proposons dans le cadre de ce projet de fin d'étude, dans le but d'égaliser le canal à multi-trajets. On rappelle que la simulation a été faite avec le canal de Rayleigh, en utilisant les modulations 8-PSK, 16-PSK, 8-QAM et 16-QAM. L'analyse, les commentaires et l'interprétation des résultats obtenus après simulation dans les conditions de fonctionnement contraignante en faisant varier certains paramètres tels que, le Roll-off, SNR, la taille du filtre et le pas d'adaptation.

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

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

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

Conclusion générale

Les systèmes de communication sans fil ont connu une croissance rapide ces dernières années. Cependant, le signal informatif émis par la source, subit plusieurs distorsions au niveau du canal avant qu'il soit reçu par le destinataire. Une solution pour remédier à tous ces problèmes consiste à utiliser un égaliseur. Il s'agit d'un filtre inséré dans une chaîne de transmission dont l'objectif est de régénérer les composantes fréquentielles atténuées dans le canal de transmission en présence du bruit. Pour cette raison ce mémoire a été consacré à étudier et proposer l'égalisation adaptative basée sur l'algorithme APA (Algorithme de Projection Affine), afin d'éliminer les IES introduits par les canaux à multiples trajets.

La première partie de cet effort a été consacrée à l'étude théorique, nous avons commencé par une présentation des principaux éléments d'une chaîne de transmission numérique, qui est constituée d'un émetteur, d'un récepteur ainsi que des différents types de canaux de transmission, qui provoquent des erreurs, des distorsions et le phénomène d'interférence entre symboles que les signaux subissent lors de leur interaction avec le canal de transmission. Dans la deuxième partie, nous avons passé à l'égalisation adaptative utilisée pour corriger les erreurs dues lors de la transmission en parlant de son principe de fonctionnement, des critères à respecter lors de l'annulation des IES, et des différents types d'égaliseurs. Ensuite, nous sommes passés à la technique d'égalisation adaptative avec apprentissage et nous avons présenté aussi 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 de projection affine (APA), qui est utilisé principalement dans ce mémoire.

Nous avons terminé ce projet de fin d'étude par la simulation de la chaîne de communication avec l'algorithme APA en utilisant les modulations 8-PSK, 8-QAM, 16-PSK et 16-QAM. Nous avons visualisé, analysé et commenté explicitement les résultats obtenus. À l'issue de cette simulation, nous avons retenu que la variation de certains paramètres tels que le roll-off, le RSB, la taille du filtre et le pas d'adaptation contribuent beaucoup à l'amélioration des performances de l'égaliseur.

Enfin, nous souhaitons que notre modeste travail réalisé dans le cadre des projets de fin d'étude de Master en Télécommunication et a contribué à éclaircir et introduire les futurs prétendants dans ce vaste domaine de recherches.

Bibliographie

- [1] M. Benyarou : 'Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA', thèse de doctorat en sciences, spécialité télécommunications, Université de Tlemcen, 2013.
- [2] M. Joindot et A. Glavieux : 'Introduction aux communications numérique', Dunod, 2007.
- [3] K. Daoud : 'Simulation comparative des techniques FBMC et OFDM pour les réseaux 5G', mémoire de master, spécialité réseaux et systèmes de télécommunication, Université de Tlemcen, 2016.
- [4] P. Jardin : 'Codage de la source', ESIEE, 2008.
- [5] Y. Traoré et M. Saad : 'Egalisation des canaux à trajets multiples par l'algorithme RLS' Mémoire de master, spécialité réseaux et télécommunications, Université de BLIDA, 2017.
- [6] C. Lahache : 'Cours Transmissions Numériques', Dunod, 2006
- [7] P. Kadionic : 'Base de transmission numérique les modulations numérique', ENSEIBR, 2000.
- [8] G. Alain, J. Michel : 'Communications numériques', Paris Masson impr, 1996.
- [9] A. Benfekier et L. Hadjaz : 'Etude et simulation de système Mimo à multiplexage spatial associe à la technique MC-CDMA', Mémoire de master, laboratoire de Télécommunications, Université de Tlemcen, 2014.

- [10] P. Gerard : 'Qu'est-ce que la communication digitale?',2014 (consulté en octobre 2014).
- [11] E. Allier, G. Sicard, L. Fesquet, et M. Renaudin : 'Dispositif et procédés de conversion Analogique-Numérique', Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [12] M. Coulon : 'Canal de Propagation', ENSEEIHT, 2008.
- [13] F. Benhammou, D. Benchikh : 'Etude d'une Chaîne de Transmission Numérique En Bande Base', laboratoire de Télécommunications, Université de Tlemcen, 2010-2011.
- [14] J. Muller : 'Les modulations numériques dans les systèmes de communication', 2000.
- [15] O. Pothier : 'Introduction générale au codage de canal', cours, 2000.
- [16] K. Zehari : 'Etude et implémentation des différents égaliseurs (simple et adaptatif) appliqués à plusieurs canaux de transmission', Mémoire de magister, option Systèmes de Communication Modernes, Université d'ORAN, 2017.
- [17] M. Aksas : 'Egaliseur aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse', Mémoire de maîtrise électronique, Ecole de Technologie Supérieure de Montréal, Québec, 2003.
- [18] M. Heinrich, M. Moeneclaey et A. Fechtel: 'Digital communication receivers, synchronization, channel estimation, and signal processing', New York, volume No 2, 864 pages, 1998.
- [19] M. Brossier : 'Signal et communication numérique égalisation et synchronisation', Hermès, 1997.
- [20] k. Cherifi : 'L'égalisation dans les systèmes Multiple Input-Multiple Output « MIMO »' Mémoire de maîtrise en génie électrique, Université d'Oran, 2010.
- [21] J. Proakis: 'Digital Communications', McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000.

- [22] M. Zakhama : 'Implantation en technologie ITGE(VLSI) d'un filtre adaptatif basé sur la logique floue pour l'égalisation de canaux non linéaires', mémoire de maîtrise en génie électrique, Université du Québec à trois-rivières, 2000.
- [23] J. Forney et G. David: 'The viterbi algorithm', Proceedings of the IEEE, volume No 3: 268–278 pages, 1973.
- [24] J. Bercher et P. Jardin : 'Introduction au filtrage adaptatif ', ESIEE Paris, 2003.
- [25] A. Benchenief : 'Réduction du bruit d'un signal monodimensionnel par le filtrage adaptatif récursif ', mémoire de fin d'étude, Université de Biskra, 2009.
- [26] W. Laifaoui : 'Implémentation des filtres adaptatifs sur une carte FPGA pour l'annulation d'écho acoustique', Mémoire de Master Académique, Université d'Oum El bouaghi, 2018.
- [27] H. Bouteraa et T. Bougessa : 'Égalisation des canaux dans les systèmes de communication numérique par filtrage adaptatif', Mémoire de master en génie électrique Université de BLIDA, 2016.
- [28] F. Cottet : 'Aide-Mémoire Traitement du signal', Dunod Paris 2000, Nouvelle présentation 2005.
- [29] R. Fekih : 'Application du filtre non linéaire de Volterra à la réduction de bruit', Mémoire de Master Académique, Université de Ouargla, 2016.
- [30] A. Sayoud et R. Hennia : 'Réduction du bruit acoustique par un algorithme RLS bi-capteur', Mémoire de Master, Université de Blida, 2016.
- [31] J. Glover, J. McCool, J. Kaunitz et all: 'Adaptive noise cancelling: Principles and applications', of the IEEE, 1975.