

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 البلدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Télécommunication
Spécialité Réseaux et Télécommunication

présenté par

TAHAR MANSOUR Chahrazed

&

SAIDANI Ghania

Etude d'un Égaliseur multi-utilisateurs CDMA dans une chaîne de transmission

Proposé par : PR.DJENDI Mohamed

Année Universitaire 2017-2018

Remerciements

Nous tenons avant tout de remercier le bon **DIEU** qui nous a donné la volonté et le courage pour la réalisation de ce travail.

Nous remercions le **Pr.DJENDI Mohamed** notre promoteur pour son soutien indéfectible, sa gentillesse, la confiance qu'il nous a témoigné, sa disponibilité permanente, sa patience, son encouragement au quotidien et ses précieux conseils qu'il nous a prodigué tout au long de ce projet et sans lesquels nous ne serons arrivés à bout.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à notre cycle universitaire.

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

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

Tahar Mansour Chahrazed

Saidani Ghania

Dédicace

Je dédie ce mémoire aux deux personnes les plus chers de ma vie, ma mère qui me comprend et me donne la force d'avance, de franchir les obstacles, et mon père pour tous les sacrifices et les offres qu'ils ont fait mon éducation.

Je remercie vivement tous les membres de ma famille, mes frères et mes sœurs, particulièrement mon frère Yahya pour leur encouragement, leur soutien moral et financier.

Que de dieu vous garder pour nous.

Et enfin je remercie mes amis mes collègues pour leur soutien moral et conseil.

Tahar Mansour Chahrzed

Dédicace

- ❖ Je dédie ce mémoire à ma mère, pour m'avoir donnée la vie et la joie de vivre, et me donne la force d'avance, de franchir les obstacles, tu as toute ma reconnaissance et ma gratitude. Mon père pour son éducation et tous les sacrifices.
- ❖ Je remercie vivement tous les membres de ma famille, mes frères et ma seule sœur kenza, pour leurs conseils, encouragement et leur soutien moral et financier.
- ❖ Que de dieu vous garder et vous donne longue et heureuse vie.
- ❖ Et enfin je remercie mes collègues mes amis de M2 Réseaux et Télécommunication.

Saidani Ghania

ملخص: أدى التطور المتزايد في الاتصالات الرقمية إلى مخاطر فقدان المعلومات أثناء إرسالها، وهناك العديد من التقنيات لمعالجة الإشارة مثل التعديل الذي تم تطويره من أجل التعويض عن التشوهات المفروضة من القناة على الإشارات. يهدف المشروع إلى زيادة قدرة أنظمة الاتصالات وتحسين نقل المعلومات من خلال دراسة معادل متعدد المستخدمين لـ CDMA في سلسلة الإرسال.

كلمات المفاتيح: تعديل; CDMA; NLMS.

Résumé : L'évolution croissante des télécommunications numériques a augmenté les risques de perte de l'information au cours de sa transmission, plusieurs techniques de traitement du signal telle que l'égalisation ont été développées pour compenser les distorsions infligées aux signaux par le canal.

Le but de ce projet d'augmenter la capacité des systèmes de communication et l'amélioration de la transmission de l'information par une étude d'un égaliseur multi-utilisateurs CDMA dans une chaîne de transmission

Mots clés : Egalisation ; CDMA ; NLMS.

Abstract: The increasing evolution of digital telecommunications has increased the risk of information loss during transmission, and several signal processing techniques such as equalization have been developed to compensate for channel distortions.

The purpose of this project is to increase the capacity of communication systems and improve the transmission of information by studying a CDMA multi-user equalizer in a transmission chain .

Keywords : Egalisation ; CDMA ; NLMS.

Listes des acronymes et abréviations

JPE	Join Photographic Expert Group.
MPEG	Moving Picture Expert Group.
ASK	Amplitude Shift Keying.
FSK	Frequency Shift Keying.
PSK	Phase Shift Keying.
DPSK	Differential Phase Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
TEB	Taux d'erreur binaire.
CBS	Canal Binaire Symétrique.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
LOS	Line Of Sight.
NLOS	No LOS.
TDMA	Time Division Multiple Access.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
CDMA	Code Division Multiple Access.
FH-CDMA	FrequencyHopping CDMA.
TH-CDMA	Time Hopping CDMA.
DS-CDMA	Direct Séquence CDMA.
MAC	Medium Access Control.
GSM	Global System for Mobiles Communication.
IAM	Interférence d'Access Multiples.
IIS	Interférence Inter Symbole.
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum.
FH-SS	Frequency hopping Spread Spectrum.
TH-SS	Time hopping Spread Spectrum.
SHF	Slow Frequency Hopping.
FFH	Fast Frequency Hopping.

BPSK	Binary Phase Shift keying.
FSR	Linear Feedback Shift Registers.
SNIR	Signal to Noise and Interference Ratio.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor.
IES	Interférences entre symbols.
EQM	Erreur Quadratique Moyenne .
MMSE	Minimum Mean Square Error .
CMA	Constant Modulus Algorithmme .
LMS	least Mean Square.
NLMS	Normalised LMS.

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre 1 : la chaine de transmission	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Source message	4
1.2.1 Signaux analogique	4
1.2.2 Signaux numérique.....	4
1.2.3 Codage.....	6
1.3 Codage source	6
1.3.1 Codage entropique (sans perte).....	6
1.3.2 Codage avec perte.....	7
1.4 Codage canal.	7
1.4.1 le codage en bloc	8
1.4.2 le codage convolutif	8
1.5 Modulation numérique.....	8
1.5.1 Modulation par déplacement d'amplitude.....	10
1.5.2 Modulation par déplacement de fréquence.....	12
1.5.3 Modulation par déplacement de phase.....	14
1.5.4 La Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature	15
1.6 Milieu de transmission (canal de transmission)	16
1.6.1 Types de pertes.....	16
1.6.2 Le canal binaire symétrique.....	16
1.6.3 Canaux multi-trajets.....	17
1.6.4 Canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN).....	18
1.6.5 Canal de Rayleigh	19
1.6.6 Canal de Rice.....	19
1.7 Récepteur	20
1.8 Démodulateur numérique	20
1.9 Décodeur canal	20
1.10 Décodeur source.....	21

1.11 Conclusion.....	21
----------------------	----

Chapitre 2 : Systèmes d'accès multiples par division de codes

2.1 Introduction.....	22
2.2 Les techniques d'accès multiples	22
2.2.1 Accès multiple par répartition de temps (CDMA).....	23
2.2.2 Accès multiple par répartition de fréquences (FDMA).....	24
2.2.3 Accès multiple par répartition de codes (CDMA).....	26
2.3 Principe d'étalement de spectre	28
2.3.1 Étalement de spectre par saut de temps TH-CDMA	30
2.3.2 Étalement de spectre par saut de fréquence FH-CDMA.....	31
2.3.3 Étalement de spectre par séquence direct DS-CDMA	32
2.3.4 Caractéristique des séquences pseudo-aléatoires	36
2.4 Choix et utilisation des Codes d'étalement en DS-CDMA.....	38
2.4.1 Les Codes orthogonaux	38
a Les codes de Walsh Hadamard	38
b Les codes orthogonaux a longueur variable OVSF.....	39
2.4.2 Les Codes non orthogonaux	40
a Les codes PN.....	40
b Code de Gold	40
c Codes Kasami.....	40
2.5 Performances d'erreur des systèmes CDMA à taux unique	40
2.5.1 Système à accès multiple par répartition de codes à taux multiples	41
2.5.2 Système CDMA à tau multiples par séquence directe	42
2.5.3 Interférence inter-usagers	44
2.6 Conclusion	45

Chapitre 3 : Égalisation

3.1 Introduction.....	46
3.2 Principe et fonctionnement d'un égaliseur.....	46

3.3	Annulation d IES (Critère de Nyquist).....	47
3.4	L égaliseur linéaire ou transverse.....	49
3.5	Égalisation adaptative.....	50
3.6	Égaliseur non linéaire.....	52
3.7	Égaliseur par l’algorithme NLMS.....	53
3.7.1	Filtre adaptatif.....	53
3.7.2	Filtre de Wiener.....	54
3.7.3	Erreur Quadratique Moyenne (EQM).....	56
3.7.4	Erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Erreur MSE).....	56
3.7.5	Algorithme Least Mean Squares (LMS).....	57
3.7.6	Algorithme NLMS (Normalised LMS).....	58
3.8	Conclusion	59

Chapitre 4 : Résultats des simulations

4.1	Introduction.....	60
4.2	Paramètres de simulation	60
4.3	Résultats de la simulation	60
4.3.1	Diagramme de constellation	61
a	Modulation 8-PSK.....	61
b	Modulation 8-QAM.....	63
c	Modulation 16-PSK.....	64
d	Modulation 16-QAM.....	65
4.3.2	Diagramme de l’œil.....	66
a	Modulation 8-PSK.....	67
b	Modulation 8-QAM.....	68
c	Modulation 16-PSK.....	68
d	Modulation 16-QAM.....	69
e	Effet de variation de facteur de retombée(roll-off).....	70
4.3.3	L’erreur linéaire	71
4.3.4	Critère de l’erreur quadratique moyenne (MSE).....	73

a Influence du rapport signal a bruit SNR	74
b Influence de la taille du filtre L.....	75
c Variation du pas d'adaptation	76
4.3.5 Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh	77
4.3.6 Critère de Nyquist	78
4.3.7. Densité de probabilité de canal de Rayleigh.....	78
4.5. Conclusion	79
Conclusion générale	81
Bibliographe.....	83

Liste des figures

Figure 1.1. Les blocs de la chaîne de transmission numérique.....	3
Figure 1.2. Principe de numérisation d'un signal analogique.....	4
Figure 1.3. l'échantillonnage d'un signal continu.....	5
Figure 1.4. Schéma général du modulateur.....	9
Figure 1.5. constellation de la M-ASK.....	11
Figure 1.7. Chronogramme d'une FSK binaire à phase continue.....	13
Figure 1.8. Chronogramme de la modulation de la BPSK en utilisant le codage NRZ....	14
Figure 1.9. constellation de la BPSK, QPSK et La 8PSK.....	15
Figure 1.10. constellation de MAQ-16 ET MAQ-64.....	16
Figure 1.11. Diagramme du canal binaire symétrique.....	17
Figure 1.12. Scénario d'une transmission radio-mobile sur canal trajet multiple.....	18
Figure 1.13. Propagation multi-trajet NLOS.....	19
Figure 1.14. propagation multi-trajet LOS.....	20
Figure 2.1. Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA).....	24
Figure 2.2. Schéma d'un multiplexage en fréquence (FDMA).....	26
Figure 2.3. Schéma d'un multiplexage par code (CDMA).....	27
Figure 2.4. Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.....	28
Figure 2.5. Principe des techniques d'étalement de spectre.....	30
Figure 2.6. Schéma descriptif du principe de fonctionnement d'un système CDMA a Sauts de fréquence.....	31
Figure 2.7. Schéma fonctionnel d'émetteur CDMA à saut rapide de fréquences.....	32
Figure 2.8. Schéma fonctionnel d'un récepteur CDMA à saut rapide de fréquences....	32
Figure 2.9. Modulation des données par des séquences pseudo –aléatoires.....	33
Figure 2.10. Émetteur d'un système CDMA à séquence directe.....	34
Figure 2.11. Le spectre de densité de puissance de la séquence d'information.....	35
Figure 2.12. Récepteur d'un système CDMA à séquence directe.....	36
Figure 2.13. Arbre de génération des codes OVSF.....	39
Figure 2.14. Exemple d'un LFSR générateur de code PN.....	40
Figure 2.15. Schéma synoptique d'un système CDMA multi-usagers.....	42

Figure 2.16. Système DS-CDMA à taux multiples.....	43
Figure 3.1. Réponse du filtre de Nyquist.....	48
Figure 3.2. Structure d'un égaliseur linéaire.....	49
Figure 3.3. Structure d'un égaliseur adaptatif.....	51
Figure 3.4. Structure d'un égaliseur à retour de décision ERD (DFE).....	52
Figure 3.5. Principe d'un filtre adaptatif.....	54
Figure 3.6. Schéma de filtrage de Wiener.....	55
Figure 4.1. Les diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-PSK.....	63
Figure 4.2. Les diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 8-QAM.....	64
Figure 4.3. Les diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-PSK.....	65
Figure 4.4. Les diagrammes de constellation obtenus avec la modulation 16-QAM.....	66
Figure 4.5. Digramme de l'œil obtenu avec la modulation 8-PSK.....	67
Figure 4.6. Digramme de l'œil obtenu avec la modulation 8-QAM.....	68
Figure 4.7. Digramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-PSK.....	69
Figure 4.8. Digramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-QAM.....	70
Figure 4.9. Digramme de l'œil effet du roll-off.....	71
Figure 4.10. Erreur et EQM en dB pour 16-PSK.....	72
Figure 4.11. Erreur et EQM en dB pour 16-QAM.....	72
Figure 4.12. Représentation du signal avant et après égalisation et l'annulation de l'erreur pour 16-PSK.....	73
Figure 4.13. Représentation du signal avant et après égalisation et l'annulation de l'erreur pour 16-QAM.	73
Figure 4.14. Evolution de l'EQM dans le temps a la sortie avec variation du RSB pour 16-PSk.....	74
Figure 4.15. Evolution de l'EQM dans le temps a la sortie avec variation du RSB pour 16-QAM.....	75
Figure 4.16. Evolution de l'EQM dans le temps a la sortie avec variation de la taille pour 16-PSK.....	75
Figure 4.17. Evolution de l'EQM dans le temps a la sortie avec variation de la taille pour 16-QAM.....	76

Figure.4.18. Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction du pas d'adaptation avec la modulation 16-PSK.....	76
Figure.4.19. Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction du pas d'adaptation avec la modulation 16-QAM.....	77
Figure.4.20. Les trajets multiples du canal de Ryleigh.....	77
Figure.4.21. Critère de Nyquist	78
Figure.4.22. Densité de probabilité des différentes trajets du canal de Rayleigh	79

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Mots de l'alphabet en fonction du nombre de bits.....11

Tableau 4.1. Paramètres utilisés dans la simulation61

Introduction générale

L'aventure des télécommunications a commencé avec l'invention du télégraphe. La téléphonie a fait ensuite son apparition. On transportait alors la voix humaine de manière analogique. La troisième révolution industrielle correspond à l'avènement de l'informatique et l'expansion simultanée des télécommunications. Avec la technologie du numérique transporter de la voix, de l'image ou des données informatiques relève du même procédé. Dès lors qu'il existe un canal de communication entre deux utilisateurs, ils peuvent échanger les données qu'ils désirent.

Ce canal de communication peut revêtir différentes formes : le traditionnel fil de cuivre pour la téléphonie fixe les ondes hertziennes pour la téléphonie mobile ou les fibres optiques. Il n'est généralement pas possible d'attribuer à chaque utilisateur son propre canal, d'autant plus que le nombre de personnes interconnectées ne cesse de croître. Il est donc absolument indispensable d'avoir recours au multiplexage.

Cependant, le problème classique de la théorie des communications est de chercher à réaliser le meilleur compromis non seulement entre la bande de fréquence et la puissance nécessaire pour une transmission, mais aussi entre la fiabilité d'un tel système et le coût de sa réalisation.

Une technique permettant d'augmenter la capacité des systèmes de communications est l'accès multiple par division de codes CDMA (Code Division Multiple Access) qui consiste à étaler en fréquence les spectres des signaux de tous les usagers et à assigner à chacun d'eux un code propre lui permettant de récupérer un message particulier. L'accès multiple par division de codes est une technologie d'étalement de spectre pour laquelle le signal transmis dans le canal occupe une largeur de bande beaucoup plus grande que la largeur de bande du signal en bande de base.

L'étalement est assuré par un signal pseudo-aléatoire appelé code d'étalement. Etant connu par le récepteur, ce code indépendant de l'information permet de récupérer le signal d'origine.

Une fois étalé, le signal est rendu difficilement intercepté par les autres usagers qui seront perçus par le récepteur comme étant du bruit.

En se basant sur l'étalement spectral, un système CDMA permet non seulement d'améliorer la capacité d'un système de communication. Ce qui se traduit par une augmentation du nombre d'utilisateurs, mais aussi de bien gérer la bande de fréquence disponible.

Ce mémoire est organisée comme suit. Au premier chapitre, on présente une introduction générale sur les systèmes de transmission numérique expliquant les principaux blocs et les principales techniques utilisées pour la transmission de l'information depuis la source jusqu'à la destination.

Le deuxième chapitre on a étudié la technique d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radiofréquences et applicables dans celui des communications numériques.

Le chapitre trois parle de la notion d'égalisation, les différentes techniques d'égalisation, nous sommes intéressés à l'égaliseur par l'algorithme NLMS pour ajuster les coefficients de l'égaliseur entre la sortie d'égaliseur et la séquence de formation.

Le chapitre quatre est consacré à la présentation des paramètres de simulation et des résultats obtenus après simulation, de l'égaliseur par l'algorithme No Least Mean Square (NLMS), l'accent a été mis sur l'évaluation des performances d'un système CDMA, on a procédé à faire des simulations qui consistent à estimer la probabilité d'erreur, En premier lieu pour différents rapports signal à bruit, et en second lieu en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pouvant accéder au système.

Chapitre 1 la chaine de transmission

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et une destination en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transmis peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image ...) mais convertis sous une forme numérique. L'objectif du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec un minimum d'erreur. Des études ont montré que dans les canaux hertziens micro-ondes à grandes capacités, la propagation par trajets multiples est la cause principale de la dégradation de la qualité de transmission. Pour compenser les effets dispersifs de ces canaux, on a recours à plusieurs techniques telles que la diversité de fréquence, la correction en fréquence intermédiaire et l'égalisation en bande de base [1].

Dans ce chapitre, nous présenterons les éléments de la chaîne de transmission depuis la source jusqu'à la destination représentée par la figure 1.1.

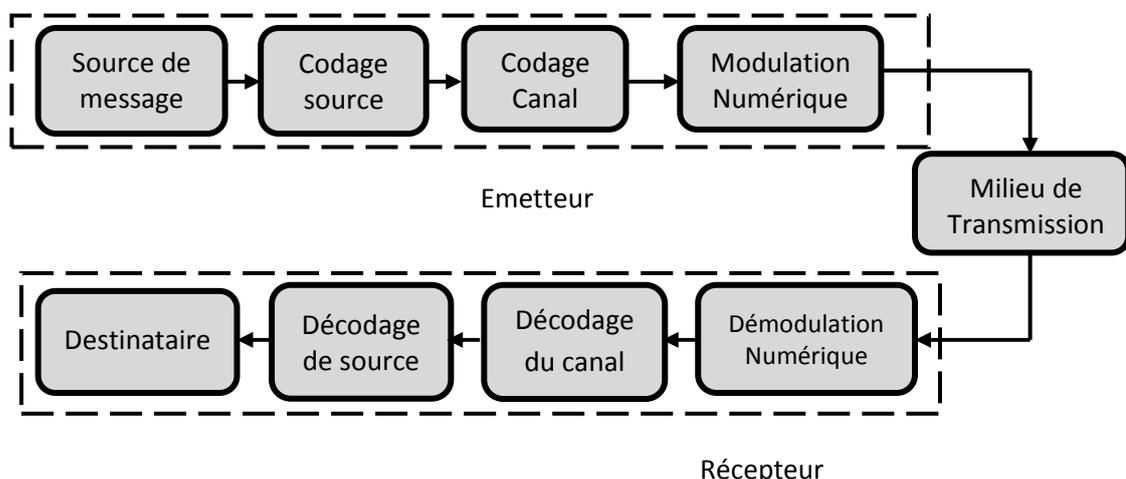


Figure 1.1: Les blocs de la chaîne de transmission numérique.

Dans la suite de ce chapitre, nous décrivons brièvement chaque bloc.

1.2 Source de message

Les signaux peuvent être classés en deux grandes catégories qui sont les signaux analogiques et les signaux numériques.

1.2.1 Signaux analogique

Ce sont des fonctions continues, définis dans un espace a deux démentions dont leurs courbes représentatives indiquent les variations des signaux en fonction du temps.

1.2.2 Signaux numérique

Pour réaliser une transmission numérique le signal doit être Converti sous forme numérique c'est à dire une suite d'élément binaire [0 ; 1], si la source délivre un signal analogique tel que le signal de parole ou signal d'image, qui nécessite une numération.

Le passage de l'analogique au numérique est appelée numérisation et repose sur trois étapes successives : l'échantillonnage, la quantification, et le codage.

Les principales étapes de la numérisation du signal analogique sont résumées dans la figure 1.2.Suivante :

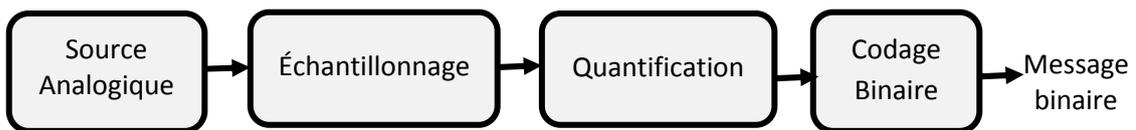


Figure 1.2:Principe de numérisation d'un signal analogique.

Échantillonnage :Pour numériser un signal, il faut tout d'abord le découper en échantillons de durées égales à T_e . La fréquence d'échantillonnage correspond au nombre d'échantillons par seconde : $f_e = 1/T_e$ Plus la fréquence d'échantillonnage sera grande, plus le nombre d'échantillons sera grand, plus le signal numérique sera proche du signal analogique et donc meilleure sera la numérisation.

L'échantillonnage consiste à représenter un signal analogique continu $s(t)$ par un ensemble

De valeurs $s(nTe)$ avec n entier situées à des instants discrets espacés de Te constante, appelé la période d'échantillonnage. Cette opération est réalisée par un circuit appelé « préleveur ou échantillonneur » symbolisé souvent par un interrupteur. Le processus d'échantillonnage revient à multiplier le signal analogique $s(t)$ par une série d'impulsions unité donc le signal échantillonné $s_e(t)$ est une suite de pics de Dirac dont les poids sont les valeurs du signal $s(t)$ aux instants nTe . Nous avons l'expression de $s_e(t)$:

$$s_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(nTe)\delta(t - nTe) \quad (1.1)$$

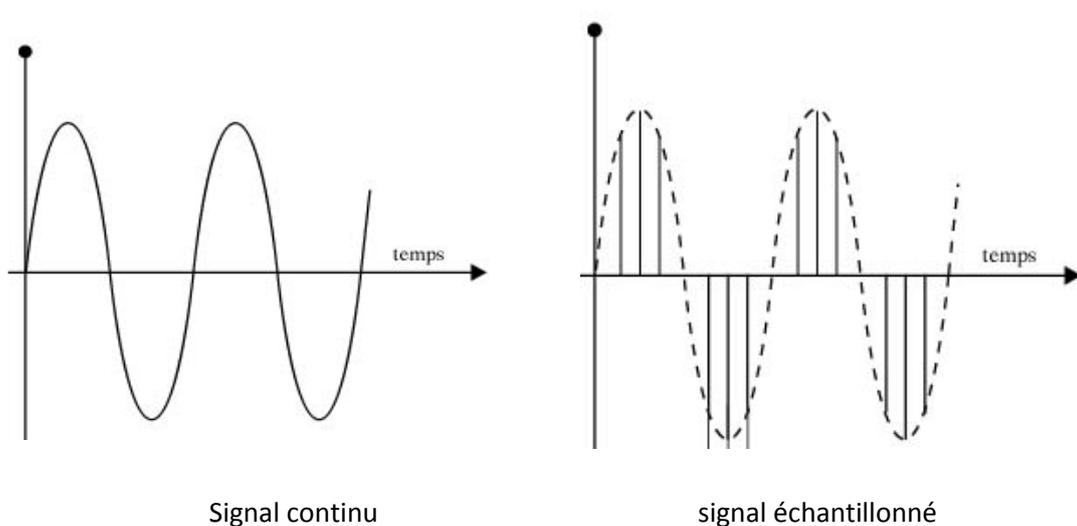


Figure 1.3: l'échantillonnage d'un signal continu.

Thèse de Shannon

Pour numériser convenablement un signal, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au moins deux fois supérieure à la fréquence du signal à numériser

$$F_e \geq 2F_{max}$$

La quantification: Lors de l'échantillonnage, le signal est mesuré avec une fréquence F_e pour ne retenir qu'un nombre limité d'échantillons de tensions. Ces échantillons sont ensuite traduits sous forme de nombres binaires qui ne peuvent prendre qu'un nombre limité de valeurs : le signal est alors quantifié. La quantification consiste à

associer à chaque échantillon de tension mesurée un nombre binaire. L'ensemble de ces nombres mis bout à bout constitue le signal numérique.

1.2.3 Codage

Le codage consiste à associer à un ensemble de valeur discrète un code composé d'éléments binaires. Les codes les plus connus : code Gray, code binaire, code DCB.

1.3 Codage de source

Le codage de source ou compression des données sert à fournir une représentation efficace des données (un taux de compression important) tout en préservant l'information essentielle qu'elles portent. Il est employé pour le stockage ou la transmission de ces données (on appelle données le résultat de la numérisation de signaux comme ceux de parole ou d'images ou plus généralement les données disponibles sur un fichier d'ordinateur). Le codage de source est d'autre part connecté à d'autres applications techniques telles que la classification d'images, la reconnaissance vocale, ... il permet de diminuer le débit des données de la source, cela peut faire avec ou sans perte d'information.

1.3.1 Codage entropique

Le codage entropique est une méthode de codage de source sans pertes, dont le but est de transformer la représentation d'une source de données pour sa compression ou sa transmission sur un canal de communication. Les principaux types de codage entropique sont le codage de Huffman et le codage arithmétique.

Le codage entropique utilise des statistiques sur la source pour construire un code, c'est-à-dire une application qui associe à une partie de la source un mot de code, dont la longueur dépend des propriétés statistiques de la source. On utilise donc en général un code à longueur variable, qui attribue les mots de codes les plus courts aux symboles de source les plus fréquents. Le codage entropique est issu de la théorie de l'information, et traite de ces codes et de leurs propriétés. L'information à coder est représentée par une variable aléatoire à valeur dans un alphabet de taille finie. Un

résultat important est le théorème du codage de source, qui établit la limite à la possibilité de compression, et établit cette limite comme étant l'entropie[2].

1.3.2 Codage avec perte

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

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

1.4 Codage canal

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

Du fait de l'adjonction d'une redondance, le message effectivement transmis est plus long rendement.

Un code se caractérise par son rendement R . Si le codeur génère N bits à partir de K bits information, le rendement R vaut K/N .

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

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

1.4.1 Codage en bloc

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

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

1.4.2 Codage convolutif

Encore appelés séquentiels ou conventionnels, les codes convolutifs sont définis à partir d'une mémoire de $(b+1)$ blocs successifs et de m symboles d'information. Les n symboles du mot code, sont calculés comme une fonction combinatoire du contenu de la mémoire symboles d'information par un codeur.

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

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

1.5 Modulation numérique

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

L'équation (1.2) montre la forme générale du signal porteuse :

$$s(t) = A \cos(2\pi f t + \varphi) \quad (1.2)$$

Où A, f et φ sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la porteuse.

On fait varier un ou plusieurs paramètres de la porteuse en fonction du signal modulant (l'information utile) [3].

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

$$C(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad (1.3)$$

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

$$m(t) = a(t)\cos(\omega t + \varphi) - b(t)\sin(\omega t + \varphi) \quad (1.4)$$

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

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kt) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - kt) \quad (1.5)$$

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

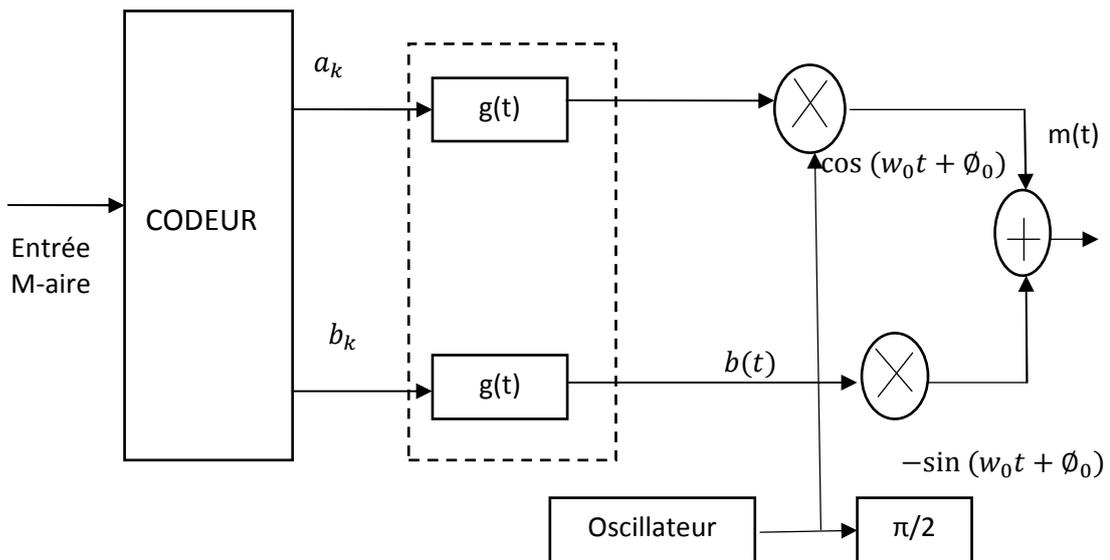


Figure 1.4: Schéma général du modulateur.

Les paramètres : la transmission de signal numérique fait appel à quelques notions de base qui sont rappelées ci-après :

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

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

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

L'efficacité spectrale s'exprime en bits/hertz .elle caractérise d'une modulation a "passer" un débit maximum dans une largeur de canal minimum .Elle est comprise entre 2 et 8 pour les modulations dites performantes [4].

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).

Les critères de choix d'une modulation sont :

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

1.5.1 Modulation par Déplacement d'Amplitude (ASK).

Définition

L'amplitude est l'hauteur d'un signal elle se mesure entre la valeur minimale et la valeur maximum du signal.

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

$$m(t) = \sum_k g(t - kT) \cdot \cos (w_0 + \varphi) \quad (1.6)$$

Le niveau d amplitudes ont donnés par $M=2^n$, les valeurs de l'alphabet sont obtenus par :

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

Avec $i=1,2,\dots M$.

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

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

Tableau 1.1: mots d l'alphabet en fonction du nombre de bits.

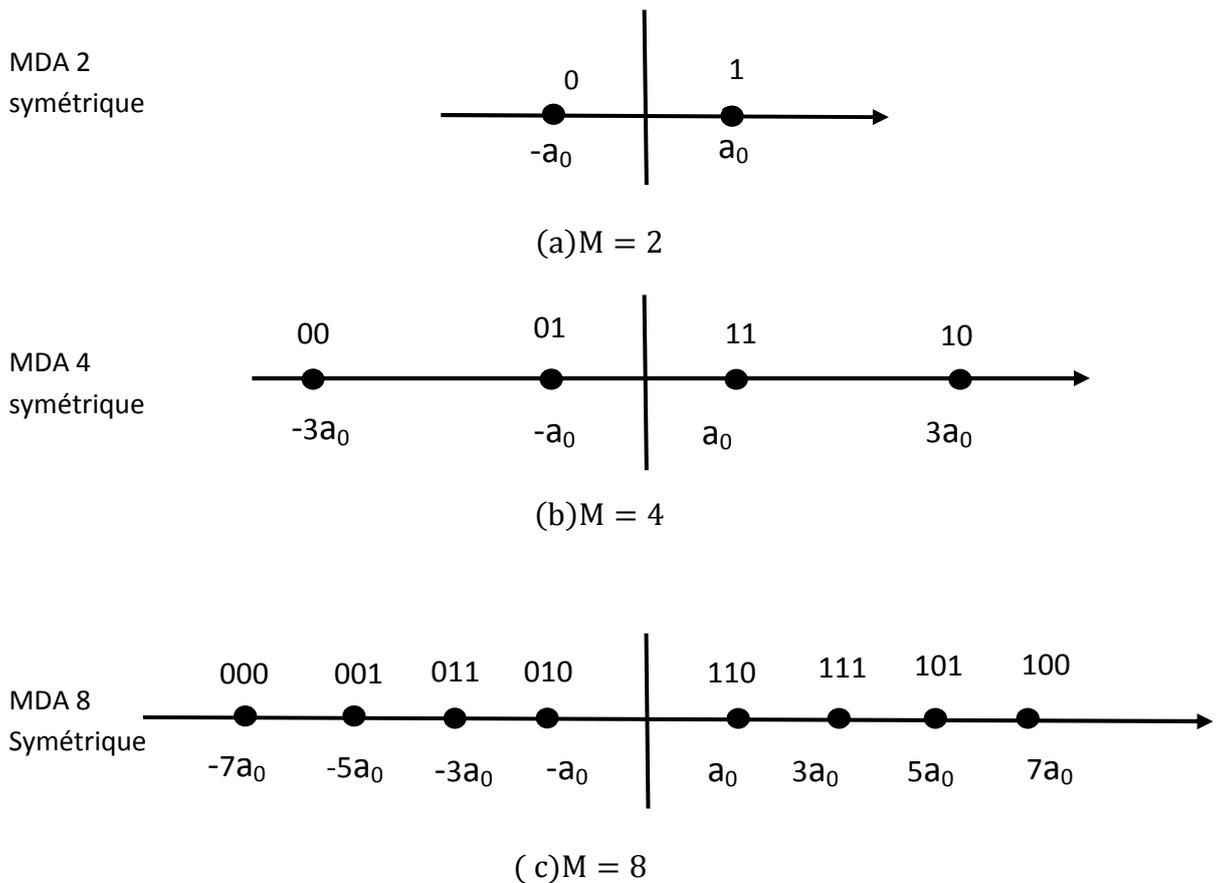


Figure 2.5: Constellation de la M-ASK.

Avantages et inconvénients d'ASK

- Simplicité
- Faible cout

Modulation grand public :

- Modulation optique
- Faible efficacité spectrale

1.5.2 Modulation par Déplacement de Fréquence (FSK)

Le paramètre à modifier dans cette modulation est la fréquence et les niveaux logiques sont représentés par la variation de fréquence.

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant $\varphi_0=0$

$$m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (1.7)$$

a La 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 le plus simple, est constitué d'oscillateurs différents. La différence de fréquence entre deux oscillateurs voisins est Δf . La fréquence instantanée du signal modulé saute d'une valeur à l'autre à chaque changement de symbole. Ceci ne permet pas de garantir la continuité de phase de $m(t)$ et, par conséquent, le spectre occupé par ce type de modulation est très large. En effet, plus un signal est régulier, (ou plus il est dérivable à un ordre élevé) et plus son spectre décroît rapidement. L'intérêt de la FSK à phase discontinue réside dans la simplicité de réalisation du modulateur et dans la possibilité d'une démodulation non cohérente.

Dans le cas d'une FSK binaire, a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$ en fonction de la donnée "0" ou "1" à transmettre. Un chronogramme est présenté figure 1.6 où l'on observera les discontinuités de phase

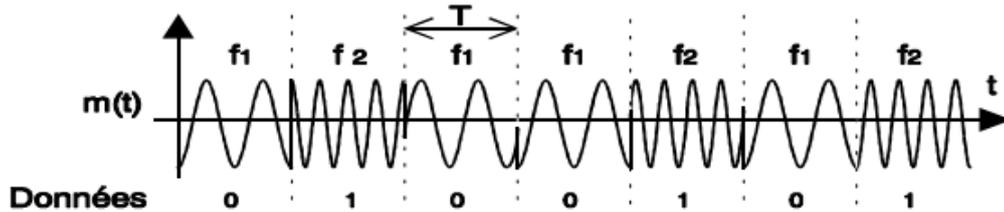


Figure 3.6: Chronogramme FSK binaire à phase discontinue.

b La modulation FSK à phase continue

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

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi \cdot \sigma_f \cdot a_{k-1} \cdot T \quad (1.8)$$

Cette condition de continuité est réalisée quand on utilise un oscillateur unique dont on module la fréquence, la figure 1.7 satisfait cette condition.

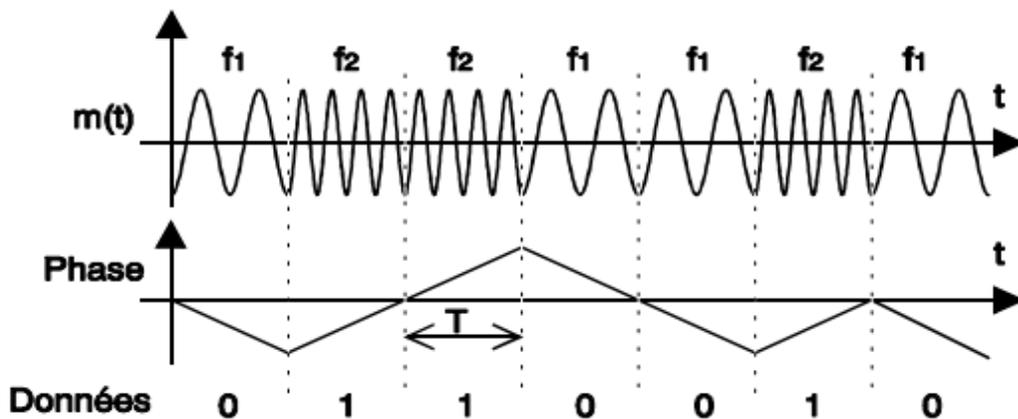


Figure 1.7: Chronogramme d'une FSK binaire à phase continue.

Conclusion sur la modulation FSK

Nous avons détaillé deux types de Modulation par Déplacement de Fréquence, chacun ayant présentant des avantages et des inconvénients :

La FSK à phase discontinue :

- Elle est simple de réalisation.

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

La FSK avec continuité de phase :

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

1.5.3 Modulation par Déplacement de Phase (PSK)

Cette modulation est la plus employées pour la transmission des signaux numérique En effet elle réalise un bon compromis puissance/efficacité spectrale, C'est à dire le meilleur « nombre de bits par seconde et par hertz de bande passante ».

Pour minimiser la probabilité d'erreur, les différents états de la phase sont régulièrement repartis disponible $[0, 2\pi [$. pour des raisons techniques de démodulation avec une probabilité d'erreur acceptable, On dépasse par 8 valeurs de phase.

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

$$\varphi_k = \frac{\pi}{K} + K \cdot \frac{2\pi}{M} \text{ lorsque } M > 2 \text{ avec } K=0, 1, 2, \dots, M$$

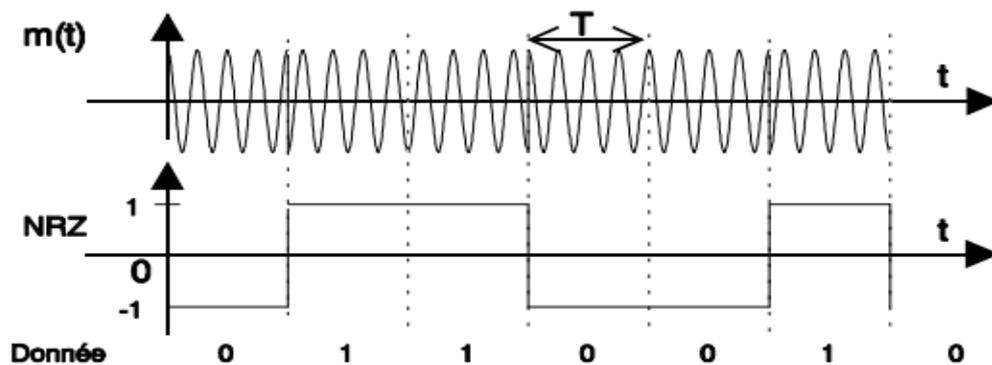


Figure 1.8: Chronogramme de la modulation de la BPSK en utilisant le codage NRZ.

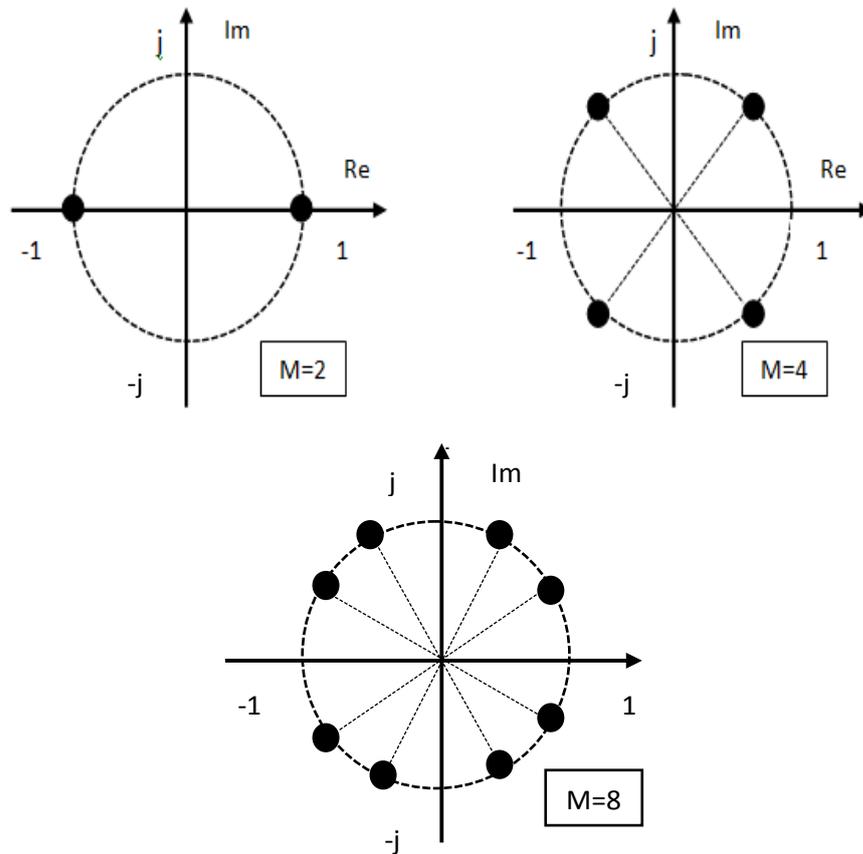


Figure 1.9 :Constellation de la BPSK, QPSK et La 8PSK.

1.5.4 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature

(QAM)

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

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

$$m(t) = a(t)\cos (w_0 \cdot t + \phi_0) - b(t)\sin (w_0 \cdot t + \phi_0) \quad (1.9)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ [5].

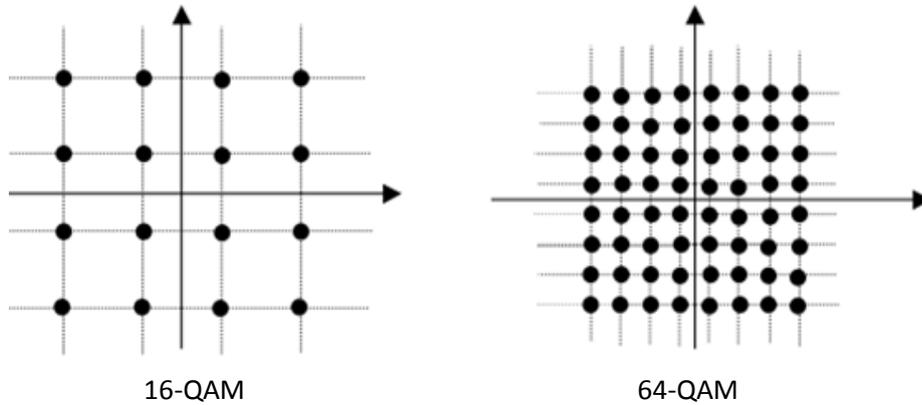


Figure 1.10: Constellation de 16-QAM et 64-QAM.

1.6 Milieu de transmission

Le milieu de transmission est un lien physique entre l'émetteur et le récepteur, il est constitué par l'un des supports suivants : câble, fibreoptique, espace libre .il est caractérisé par sa bande passante, les trajets multiples du canal et le bruit qu'ilgénère.

La capacité théorique C (bits/s), du canal est exprimée par la relation de Shannon :

$$C = W \log\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (1.10)$$

Dans l'équation w et $\frac{S}{N}$ sont respectivement la bande passante et le rapport signal a bruit dans la bande de transmission.

Le bruit est une perturbation issue de la source ou des composantes électroniques [6].

1.6.1 Types de pertes

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

1.6.2 Le canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret donc l'alphabet d'entrée de sortie sont finis et égaux (0,1)[8].

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

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

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

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure 1.5. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépend que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire

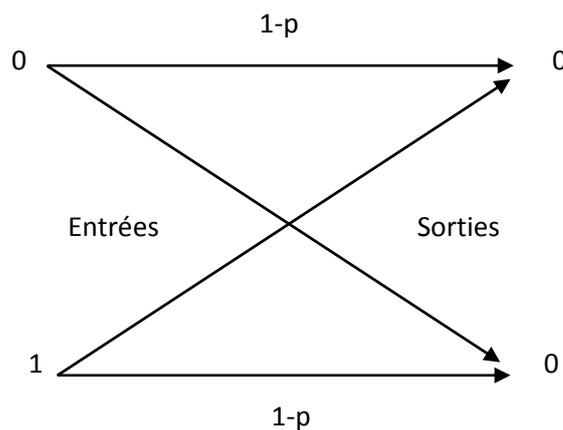


Figure 1.11: Diagramme du canal binaire symétrique.

1.6.3 Canaux multi-trajets

Les trajets multiples sont engendrés par les phénomènes physiques propres aux ondes électromagnétiques tels que la réflexion et la diffraction causées par le milieu de propagation (immeubles, collines, voitures, ...).

Comme le montre le scénario présenté sur la figure (1.13), le nombre de trajets empruntés par un même signal peut être important, mais dans la modélisation du canal, seuls les trajets significatifs sont pris en compte ainsi, pour un canal comportant L trajets significatifs, le récepteur reçoit L répliques du signal émis provenant de

diverses directions avec des retards, des atténuations et des phases propres. Les différents retards sont calculés par rapport au premier trajet détecté par le récepteur l'échantillon du signal reçu r_k peuvent alors s'écrire comme la somme des échantillons d'un même signal émis, suivant L chemins différents, avec des échantillons de bruit blanc additif gaussien w_k comme montré dans l'équation :

$$r_k = \sum_{k=0}^{L-1} (h_{i-1+w})(1.11)$$

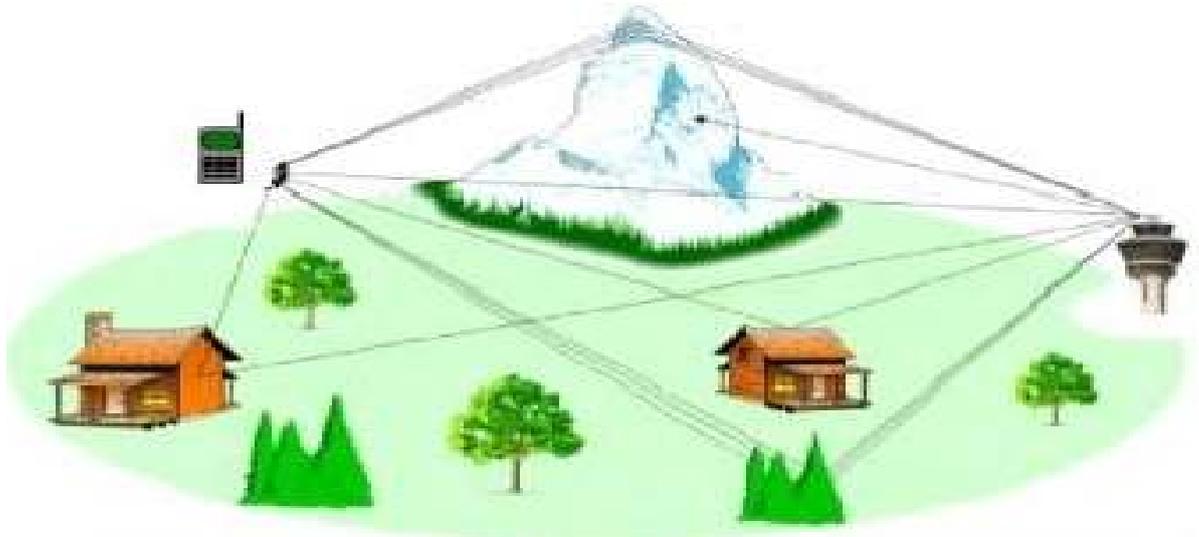


Figure 4.12: Scénario d'une transmission radio-mobile sur canal trajet multiple.

1.6.4 Canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN)

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmission numérique, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme : $Y(t) = X(t) + N(t)$

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

$$P_{Y/X}\left(\frac{Y}{X}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma N}} \cdot \exp\left(-\frac{(y-x)^2}{2\sigma^2 N}\right) \quad (1.12)$$

1.6.5 Canal de Rayleigh

C'est la distribution que l'on utilise pour modéliser les évanouissements dus aux multi-trajets incohérents lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. C'est un des canaux de propagation les plus difficiles, mais assez courant en milieux urbains denses. la densité de loi de Rayleigh :

$$P_r(X) = \frac{X}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.13)$$

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

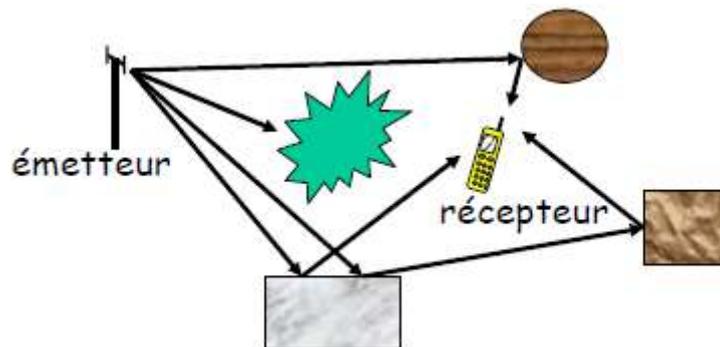


Figure 5.13: Propagation multi-trajet NLOS.

1.6.6 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 light) et une multitude de trajets incohérents dus aux diffuseurs de l'environnement. la densité de probabilité de l'amplitude du coefficient complexe du canal suit une loi de Rice :

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

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

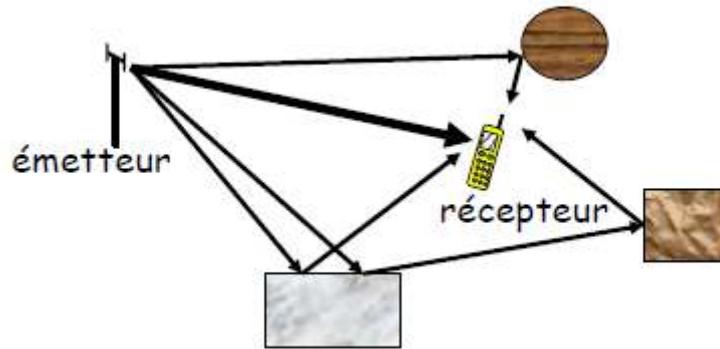


Figure 1.14: Propagation multi-trajet LOS.

1.7 Le Récepteur

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

1.8 Démodulation numérique

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

Cependant, suite à la diversité des modulateurs, il existe plusieurs techniques de démodulation dont leurs complexités varient en fonction des éléments à l'émission.

Parmi ces techniques, on peut citer la détection d'enveloppe, la démodulation cohérente. Les architectures les plus utilisées sont les boucles à verrouillage de phase (PLL OU phase-locked loop) et les générateurs programmables de sinusoides [5].

1.9 Décodeur canal

Le signal décrite (au sens du critère de maximum de vraisemblance), sous forme binaire, sera décrite grâce au décodeur canal. Ce décodeur correspond au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger. Dans le cas d'un système

FEC (Forward Error Correction) les erreurs sont corrigées directement par le décodeur, et dans ce cas d'un système ARQ (Automatic Repeat Request) les erreurs sont seulement détectées et le système demande à l'émetteur de transmettre à nouveau l'information.

1.10 Décodeur source

Cette étape de la chaîne de transmission consiste à effectuer les procédés inverses du codage source. Cependant les techniques varient en fonction des techniques de codage (codage en bloc, codage convolutif etc. ...). Il existe également des méthodes de décodage conjoint source-canal [7].

1.11 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un aperçu général sur la chaîne de transmission numérique avec ces différents éléments depuis la source (émission) jusqu'à la destination.

D'abord, à l'émission, l'information est codée, modulée et mise en forme avec filtrage avant qu'elle soit transmise sur le canal.

Les communications numériques, en donnant le schéma bloc des différentes composantes de la chaîne de transmission, l'importance a été accordée à l'un des aspects qui la caractérise, à savoir la modulation, le choix judicieux de cette dernière d'une manière adaptée aux conditions du canal, permet d'avoir une fiabilité optimale de l'information transmise. Ces opérations sont nécessaires afin de protéger le signal transmis contre le bruit et l'évanouissement du canal. Le signal reçu est toujours perturbé à cause des interférences entre symboles.

Chapitre 2 Systèmes d'accès multiples par division de codes

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons définir le concept sur lequel est basée la technique CDMA qui est l'étalement du spectre (spread spectrum). On va définir aussi les principales techniques d'étalement de spectre dont : FH-CDMA, TH-CDMA, DS-SS-CDMA. Cette dernière est étudiée en détail. Et enfin, on détaille les différents codes d'étalement.

2.2 Les techniques d'accès multiples

Les accès multiples sont un moyen courant pour transmettre simultanément les messages provenant de plusieurs sources sur un même canal, permettant à une même ressource d'être partagée entre plusieurs utilisateurs. Outre l'optimisation de l'utilisation du canal de Transmission, les techniques d'accès multiples offrent certains avantages en termes de fiabilisation de la transmission. Afin qu'un accès multiple fonctionne, il est nécessaire de définir d'une part le principe de l'allocation de la ressource à une demande de communication et d'autre part le principe de partage de la ressource. Cette gestion est assurée par une couche basse des protocoles de communication, appelée MAC (Medium Access Control) dans le cas de réseaux locaux. Le but de cette couche est de définir la méthode d'accès au canal de transmission afin de « se faire entendre et comprendre des autres ». Elle reste néanmoins indépendante

de la couche physique dont le rôle est d'interfacier le système de communication au canal de transmission [9].

La répartition des ressources entre les différents utilisateurs d'un système de communications mobiles peut être réalisée par trois techniques Différentes:

- l'accès multiple par répartition fréquentielle (FDMA)
- l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA)
- l'accès multiple par répartition de code (CDMA)

2.2.1 Accès multiple par répartition de temps (TDMA)

Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le GSM (Global System for Mobiles communications), utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (Time Division Multiple Access : TDMA).

Cette technologie est aussi introduite dans le système de communication cellulaire japonais (Japanese Personal Digital Cellular : JPDC) Dans les systèmes TDMA, on divise le domaine temporel en intervalles de temps et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle (figure (2-1)). Les utilisateurs peuvent donc utiliser toute la bande passante, mais à tour de rôle. La porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés time slots, de durée T_s , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données. La porteuse du signal est divisée en plusieurs séquences appelées burst, sachant qu'un burst est envoyé par un intervalle de temps. il en résulte que les données émises peuvent être transmises à la même fréquence sans entraîner d'Interférences d'Accès Multiple (IAM), L' allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique comme le montre la figure 2-1. il est donc possible de caractériser un système TDMA par la durée d'un intervalle de temps T_s , la durée d'un cycle (TDMA) et la numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur (N_T).

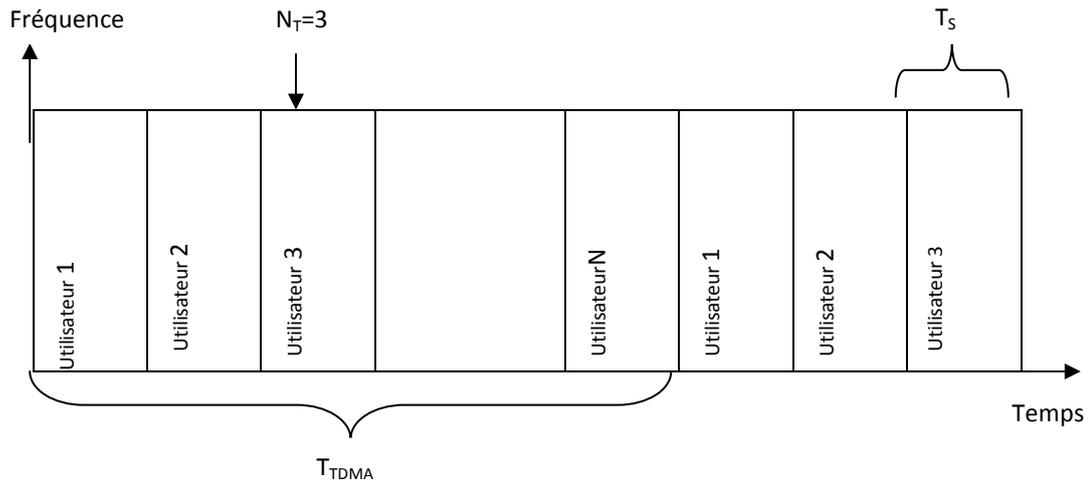


Figure 2.1: Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA).

Le nombre d'intervalles de temps, la taille du cycle, et la largeur de bande employée dépendent de la technologie utilisée. Dans le cas de la norme GSM, par exemple, la durée élémentaire d'un intervalle de temps, sur une horloge de 13 MHz, vaut :

$$T_s = (75/130) \times 10^{-3} \approx 0,5769 \text{ms} \quad (2.1)$$

Sur une même porteuse, les times slots sont regroupés par paquets de 8, ce qui implique que la durée d'une trame TDMA est donnée par :

$$T_{\text{TDMA}} = 8 \times T_s = 4,6152 \text{ms} \quad (2.2)$$

A chaque usager est affecté un certain nombre d'intervalles par trame TDMA, numérotés par un indice N_T variant entre 0 et 7. Un canal physique est, par conséquent, constitué par la répétition périodique d'un intervalle dans la trame TDMA sur une fréquence donnée.

La majorité des systèmes de communications radiofréquences utilisant le TDMA sont dit synchrones, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs.

2.2.2 Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

La technique FDMA a été la première méthode développée et utilisée dans les systèmes de téléphone analogique (AMPS). Dans les systèmes multiples par répartition en fréquence, le domaine fréquentiel est divisé en bandes de fréquences et on associe

une bande différente à chaque utilisateur de manière à éviter les recouvrements spectraux.

Les utilisateurs peuvent donc transmettre de manière continue, mais sur une bande de fréquence limitée.

Comme la montre la figure 2.2. Un filtre passe bas est utilisé au niveau de l'émetteur afin de s'assurer que la bande passante du message à transmettre est limitée à une largeur définie au préalable. Chaque signal module une porteuse dont la fréquence est fixée par le synthétiseur. Les signaux issus des N modulateurs sont superposés et transmis par le canal.

En réception, les porteuses sont séparées par des filtres passe-bande placés en parallèle et centrés sur les fréquences porteuses des messages à détecter. La largeur de ces filtres est déterminée afin de ne pas tronquer le spectre du signal.

À la sortie du filtre passe-bande, le signal est démodulé et traverse un filtre passe-bas permettant d'écartier les composantes indésirables et de récupérer le message en bande de base [9].

Dans ces conditions, les utilisateurs émettent leurs signaux de manière continue, chacun sur une fréquence différente. La suppression des 'Interférences d'Accès Multiples (IAM) est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini représentant la largeur du canal affecté à l'utilisateur (figure 2-2-b) [9].

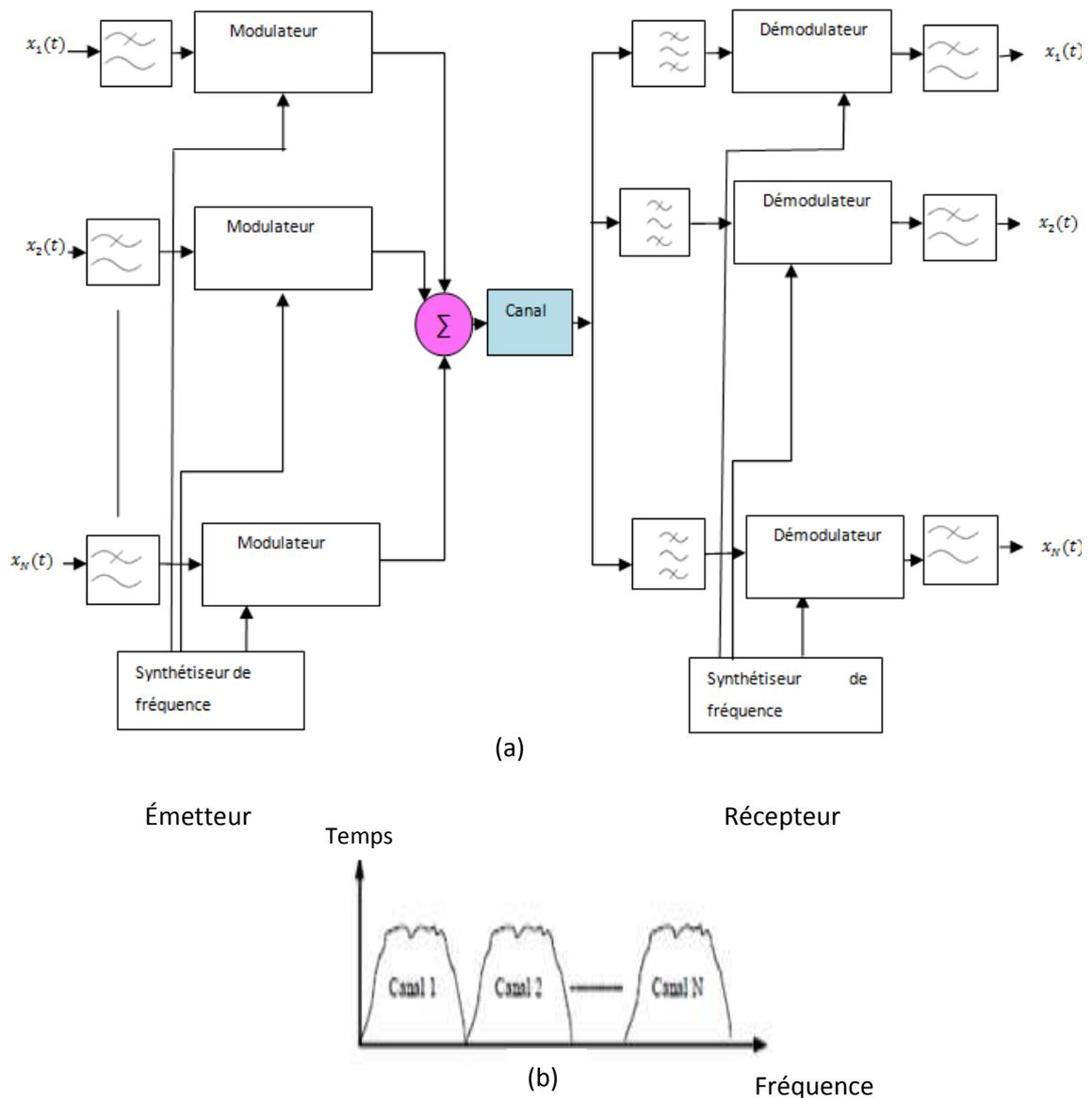


Figure 2.2: Schéma d'un multiplexage en fréquence (FDMA).

2.2.3 Accès multiple par répartition de code (CDMA)

Les systèmes d'accès multiple par division de codes se basent sur le concept d'étalement spectral (en anglais : Spread Spectrum).

Ces systèmes ont principalement été développés dans le contexte d'applications militaires (lutte contre le brouillage intentionnel, diminution des possibilités de détection et d'interception), Ils peuvent toutefois aussi être utilisés dans le domaine civil en raison de leur immunité naturelle aux interférences et de leur aptitude à assurer des communications confidentielles.

Ils permettent à un tel system de communication de :

- résister à l'interférence et au brouillage.
- avoir les moyens de masquer le signal à transmettre en bruit de fond afin de diminuer la probabilité d'interception de tout adversaire.
- se protéger contre l'interférence du signal de la transmission à trajets multiples.
- permettre à plusieurs usagers d'accéder à un même canal de communication, d'où le concept d'accès multiple.

La CDMA est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA.

Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code, aussi appelé signature ou encore séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

La Figure 2.3 schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

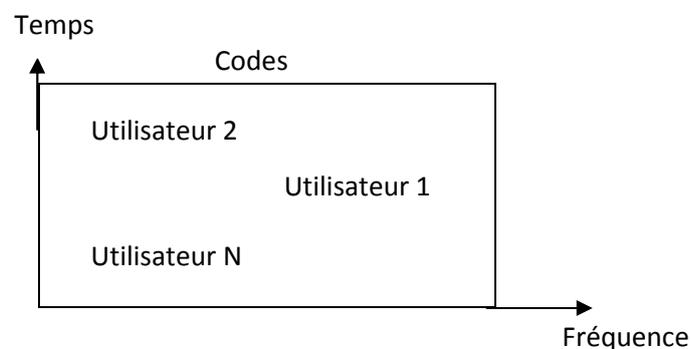


Figure 2.3: Schéma d'un multiplexage par code (CDMA).

Le CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux. En effet, contrairement aux techniques TDMA, FDMA, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalles de temps disponibles, fréquences ou longueurs d'ondes utilisables ... etc.) mais par la capacité à générer un maximum de séquences décodées, celles-ci étant choisies de manière à minimiser les Interférences d'Accès Multiple (IAM).

Les séquences de codes utilisées dans les systèmes CDMA sont composées d'une série d'impulsions nommées "chips" afin d'être distinguées des "bits" qui composent une séquence de données.

L'étalement de spectre est un des avantages mis en avant pour l'utilisation du CDMA dans le domaine des communications radiofréquences. En effet, la puissance d'un signal, après codage, est étalée sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible. De ce fait deux caractéristiques importantes apparaissent :

- La puissance du signal étant étalée sur la bande spectrale disponible, le signal CDMA peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficilement détectable par un utilisateur non concerné.
- Le signal CDMA étalé est plus résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.
- Le signal CDMA (après codage) est plus résistant aux brouilleurs pouvant se présenter au cours de la transmission. Lors du décodage, la puissance de ce brouilleur est étalée sur la bande spectrale disponible alors que le signal utile est reconstitué.

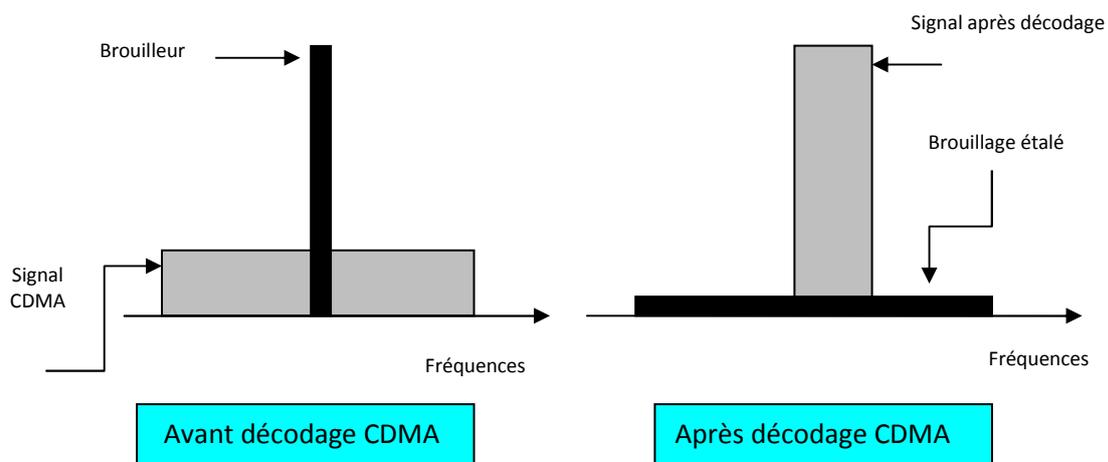


Figure 2.4: Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

2.3 Principe d'étalement de spectre

L'étalement de spectre (en anglais spread Spectrum) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence. Il peut être défini de la façon suivante : « l'étalement de spectre est une

technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieurs à la largeur de bande minimale que le signal demande ». Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « dés-étaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

Pourquoi étaler le spectre ?

On considère le théorème de Shannon et Hartley relatif à la capacité d'un canal de communication :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.3)$$

Ou

C : est la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bits/s ou bps)

B : est la largeur de bande du signal émis en HZ.

S : représente la puissance du signal en Watt et N est la puissance du bruit en Watt.

L'équation 2.4 peut s'écrire comme suit :

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)} \cdot \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) = 1.443 \cdot \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.4)$$

L'équation (2.3) exprime le rapport entre la capacité d'un canal à transférer les données utiles sans erreur, comparée au rapport signal/bruit existant dans le canal et la largeur de bande allouée pour émettre l'information. Si l'on étale le signal sur une large bande en conservant la puissance total, on peut tolérer un rapport $\frac{S}{N}$ faible.

Le développement du logarithme en série de Maclaurin de $\ln(1 + x)$ pour un $\frac{S}{N}$ très faible (au voisinage de 0) est donnée par l'équation (2.5).

$$\ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) = \frac{S}{N} - \frac{1}{2} \left(\frac{S}{N} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{S}{N} \right)^3 - \frac{1}{4} \left(\frac{S}{N} \right)^4 \dots \dots \dots \left(-1 \leq \frac{S}{N} \leq +1 \right) \quad (2.5)$$

Comme le rapport $\frac{S}{N}$ petit, l'équation(2.5) se résume comme suit :

$$\ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) \approx \frac{S}{N} \quad (2.6)$$

On remplace (2.6) dans (2.4) on aura : $B=0.693C \left(\frac{S}{N}\right)$

Alors pour un rapport $\frac{S}{N}$ très faible, la largeur de bande B devient très grand (étalement de spectre).

Il existe plusieurs techniques de modulation qui produisent des signaux à spectre étalé, nous citons les plus importants :

- TH-CDMA (TH: time hopping).
- FH-CDMA (FH: frequency hopping).
- DS-CDMA (DS : direct séquence).

La figure (2.5) illustre ces trois méthodes.

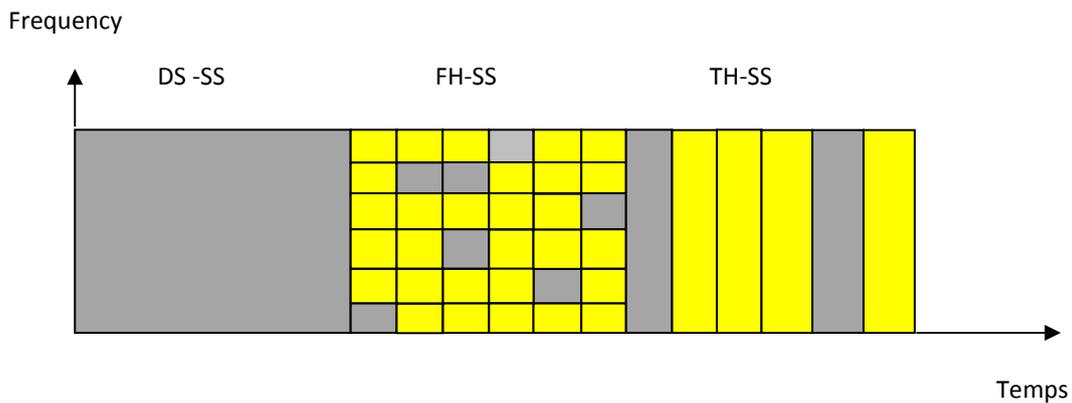


Figure 2.5 :Principe des techniques d'étalement de spectre.

2.3.1 Étalement de spectre par saut de temps TH-CDMA

L'étalement par sauts de temps [10] consiste à diviser la durée de la transmission en plusieurs intervalles de temps de durée T et chaque intervalle est segmenté en plusieurs créneaux de temps de durée $T_c = 1/f_s$ ou f_s est la fréquence de la séquence pseudo-aléatoire.

Pour qu'il y ait étalement, le nombre de créneaux dans un intervalle de temps de durée T doit être beaucoup plus grand que le nombre de bits à transmettre dans ce même intervalle.

Soit n_b le nombre de bits d'information transmis dans un créneau de temps. Dans ce

cas, Le gain de traitement ou autrement dit le facteur d'étalement est :

$$G = \frac{T}{n_b \cdot T_c} \quad (2.7)$$

Cette méthode d'étalement permet une amélioration en termes d'efficacité spectrale puisque chaque bit d'information peut être transmis sur plusieurs créneaux. Cependant, elle nécessite une synchronisation parfaite entre les usages, ce qui la rend non efficace pour la technique CDMA qui est de nature asynchrone

2.3.2 Étalement de spectre par saut de fréquence FH-CDMA

Dans cette technique, la bande de fréquence est divisée en N sous canaux différents. Pour un code composé d'une suite de f fréquences tel qu'illustré à la figure 2.1, si le bit de donnée est "1", le signal à transmettre sera égal à une suite de f chips ayant un spectre centré sur une fréquence différente selon le code sélectionné ; si le bit de donnée est "0" le signal transmis sera nul.

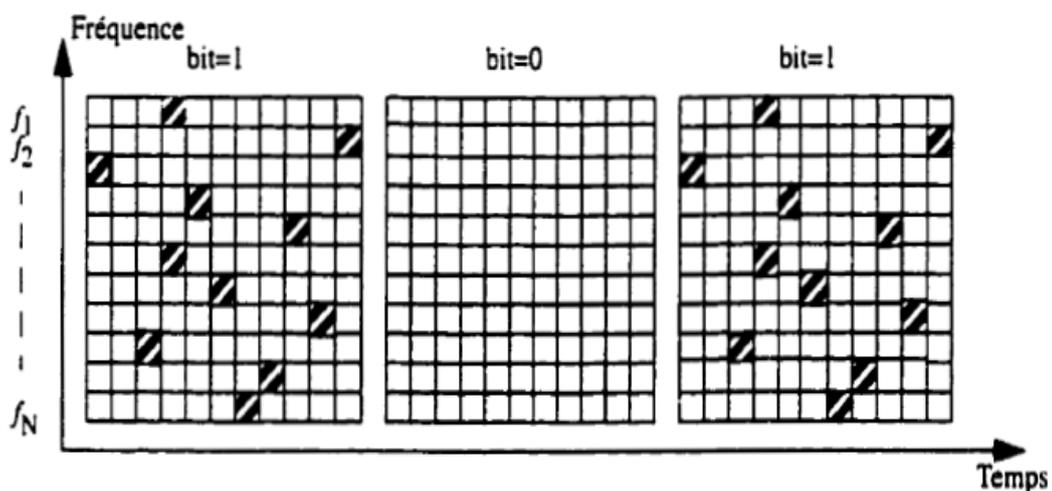


Figure 6.6: Schéma descriptif du principe de fonctionnement d'un système CDMA à sauts de fréquence.

L'étalement par sauts de fréquence peut s'établir selon deux modes : soit par saut lent de fréquence (SFH: Slow FrequencyHopping) qui consiste à effectuer un saut à chaque bit de données. Soit par saut rapide de fréquence (FFH: FastFrequencyHopping) où on fait un saut de fréquence au niveau de chaque chips.

Le facteur d'étalement spectral pour cette technique est alors défini comme le nombre de sous-canaux de fréquence utilisés.

À l'émission et comme l'indique la figure (2.7) [11], les séquences pseudo-aléatoires à la sortie du générateur de code servent à choisir la fréquence de la porteuse ; elles jouent le rôle de signal de commande sur le synthétiseur pour qu'il génère une suite de fréquence décalées par rapports à la fréquence porteuse conformément au code sélectionné.

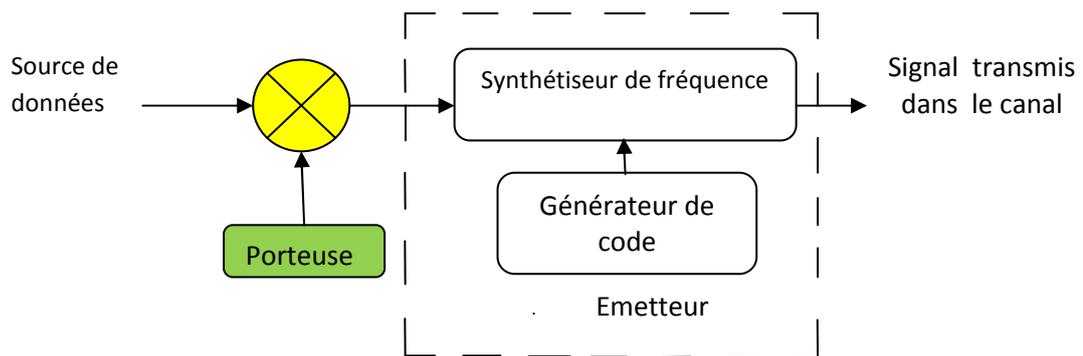


Figure 2.7: Schéma fonctionnel d'émetteur CDMA à saut rapide de fréquences.

À la réception (figure 2.8), un synthétiseur de fréquence est requis pour détecter le message de l'utilisateur désiré et un module de synchronisation du temps est intégré. Ce module a pour tâche d'ajuster le code généré de sorte que sa période coïncide bien avec la période de l'utilisateur désiré plus le synthétiseur de fréquence est rapide plus le saut de fréquence est rapide.

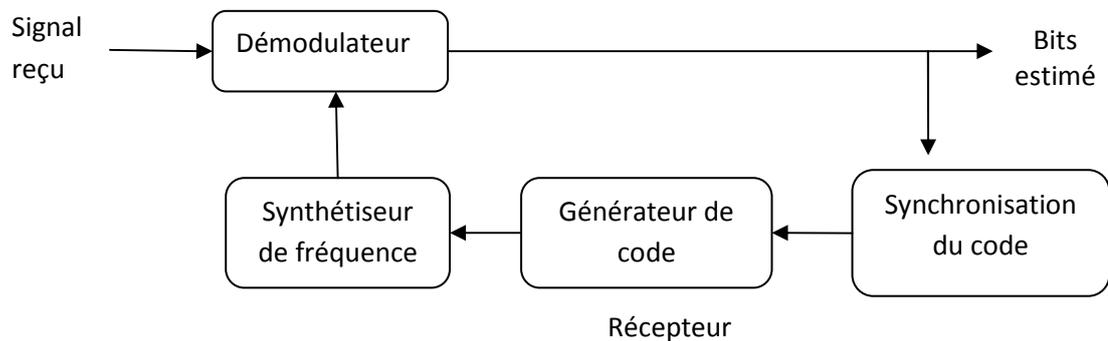


Figure 2.8: Schéma fonctionnel d'un récepteur CDMA à saut rapide de fréquences.

2.3.3 Étalement de spectre par séquence directe DS-CDMA

C'est la forme la plus fréquente de l'étalement spectral; elle consiste à moduler de manière pseudo-aléatoire chaque bit par une séquence temporelle comprenant N chips. Ce qui fait élargir le spectre du signal de données N fois (figure 2.9). Cette méthode utilise souvent une modulation de phase numérique (Phase Shift Keying) telle que la modulation de phase binaire cohérente BPSK (Binary Phase Shift Keying) [12].

L'expression analytique de la modulation PSK est [13] :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[W_0 t + \phi_i(t)] \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.8)$$

$$i = 1, \dots, M$$

Où la phase, $\phi_i(t)$ peut prendre M valeurs discrètes :

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M} \quad i = 1, \dots, M \quad (2.9)$$

Où E est l'énergie par symbole. T étant la durée d'un symbole et $0 \leq t \leq T$.

Pour une modulation BPSK, M est égal à 2.

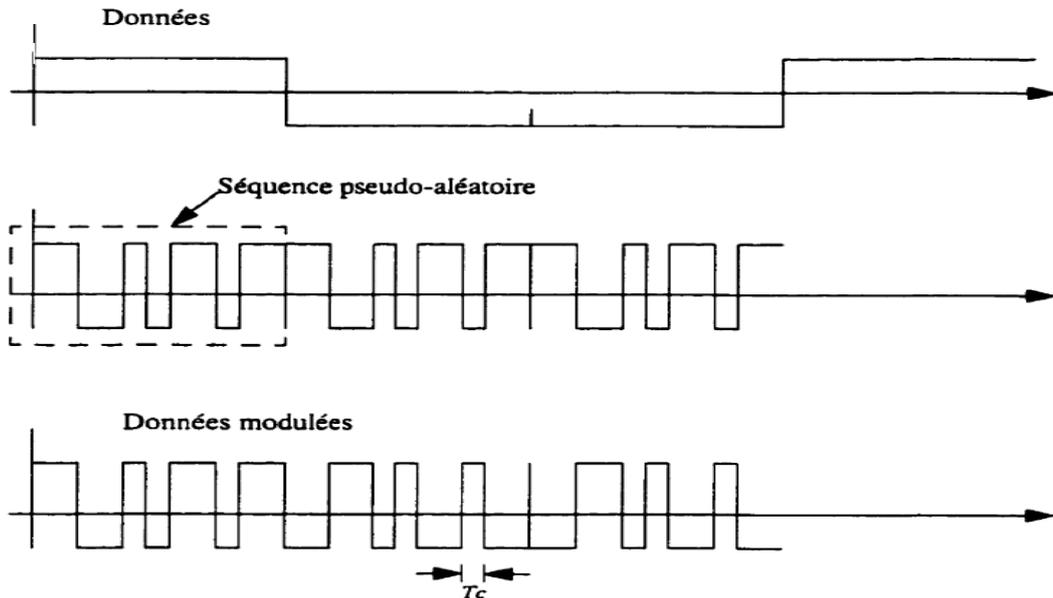


Figure 2.9: Modulation des données par des séquences pseudo-aléatoires.

Dans un système DS-SS à modulation BPSK, le signal transmis (figure 2.10) par le $k^{\text{ème}}$ l'utilisateur est [14] :

$$S_k(t) = \sqrt{2p} a_k(t) b_k(t) \cos(W_c t + \theta_k) \quad (2.10)$$

Où $p = E_b / T_b$ est la puissance moyenne avec E_b l'énergie par bit et T_b la durée d'un bit d'information.

W_c étant la porteuse et θ_k le déphasage initial du signal. $a_k(t)$ est un train d'impulsions rectangulaires qui représente la séquence pseudo-aléatoire. Cette séquence peut s'écrire sous la forme suivante :

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_k^{(i)} p T_c (t - iT_c) \quad (2.11)$$
 où $a_k^{(i)}$ comme valeurs ± 1 et $p T_c$ est une impulsion rectangulaire de durée T_c . $b_k(t)$ est un train d'impulsions rectangulaires qui peut s'écrire comme suit :

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_k^{(j)} p T_b (t - jT_b) \quad (2.12)$$

$b_k^{(j)}$ a comme valeurs ± 1 et $p T_b$ est une impulsion rectangulaire de durée T_b .

Une séquence pseudo-aléatoire constituée de N chips est reliée à la séquence de données par:

$$T_b = N T_c \quad (2.13)$$

Avec $T_b = 1 / R_b$ où R_b est le débit binaire.

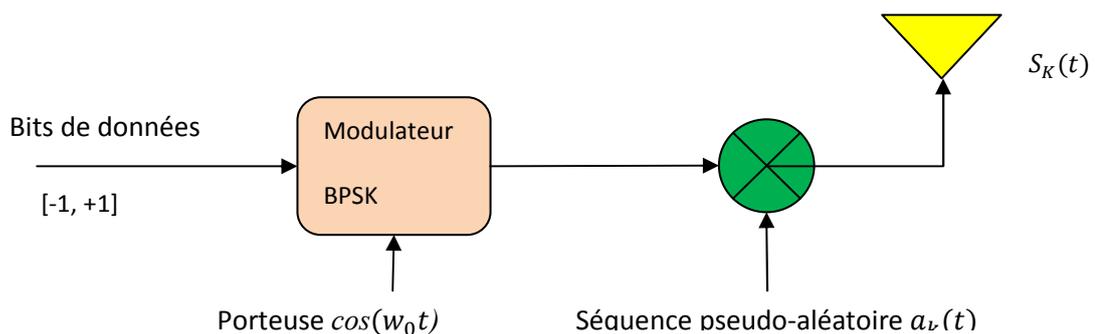


Figure 2.10: Émetteur d'un système CDMA à séquence directe.

L'efficacité d'un tel système à étalement de spectre est évaluée par un gain de traitement appelé aussi facteur d'étalement spectral, défini comme le rapport de la

bande de fréquence occupée B_C sur la bande de fréquence requise B_b pour communiquer le signal sans étalement.

$$\text{Soit : } G = \frac{T_b B_C}{T_c B_b} \quad (2.14)$$

Ce gain est généralement beaucoup plus grand que un. Il est une mesure de la diminution de l'interférence due à l'étalement du spectre [9]; plus il est grand plus il permet d'étaler fortement le spectre de densité de puissance du signal d'information qui descend au niveau du bruit de fond, ce qui diminue en plus la probabilité de son interception.

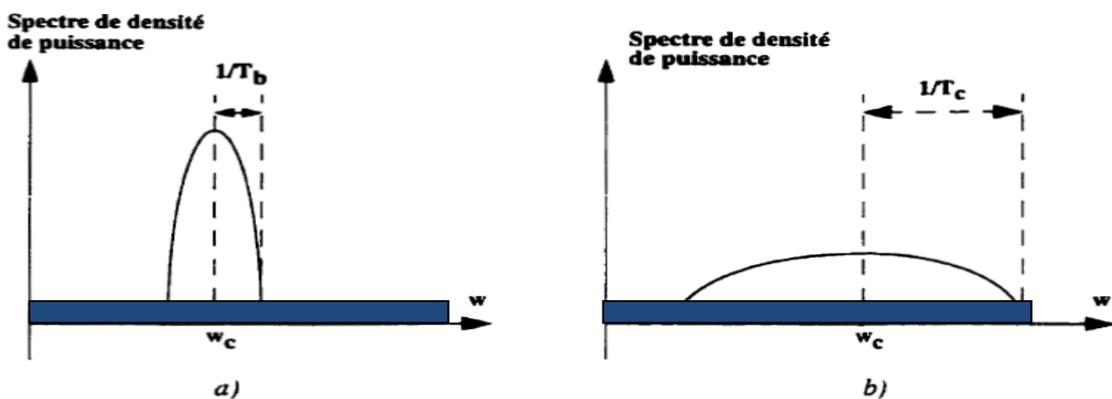


Figure 2.11: Le spectre de densité de puissance de la séquence d'information : a) avant étalement, b) après étalement.

La figure (2.11) illustre le spectre de densité de puissance de la séquence d'information et celui de la séquence d'information étalée où W_c est la fréquence porteuse et la partie hachurée représente le bruit blanc gaussien additif.

Une fois étalé, le signal occupe une largeur de bande beaucoup plus grande que la largeur de bande nécessaire à la transmission de l'information.

Ensuite, le signal résultant est utilisé pour moduler une onde porteuse. Après avoir passé par le canal de transmission, un récepteur à corrélation synchronisé sur la séquence pseudo-aléatoire d'un usager particulier permet de récupérer le signal modulé désiré qui sera enfin démodulé pour reconstituer le message d'origine.

Le signal reçu tel qu'illustré à la figure (2.12) est :

$$r(t) = W(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2p} b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos(W_c t + \theta_k) \quad (2.15)$$

Où $W(t)$ est le bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et K est le nombre d'utilisateurs partageant le même canal de transmission, et τ_k est le délai relatif entre le signal reçu et le début de la séquence pseudo-aléatoire au récepteur (ensemble de variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, T_b]$) et θ_k est le déphasage initial modélisé comme une variable aléatoire indépendante uniformément distribuée sur $[0, 2\pi)$.

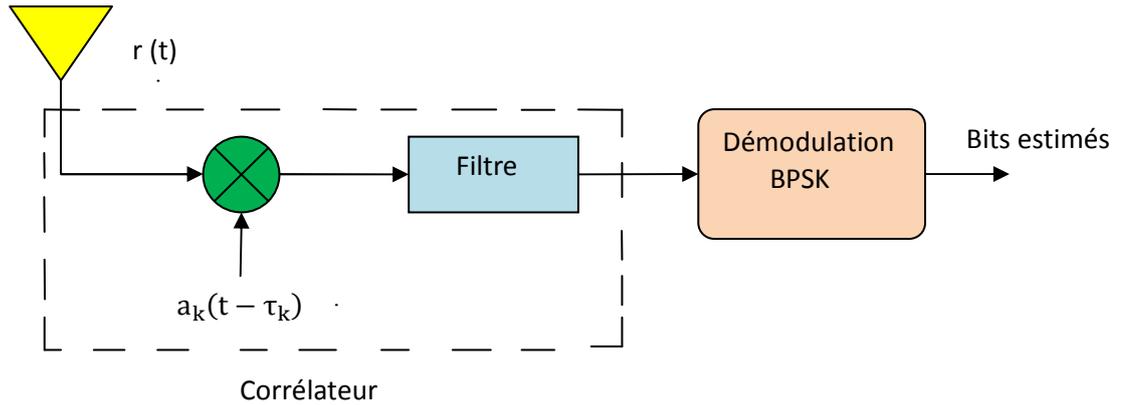


Figure 2.12: Récepteur d'un système CDMA à séquence directe.

La sortie du récepteur 1 est [14] :

$$Z_l = \int_0^{T_b} r(t) a_l(t) \cos(W_c t) dt \quad (2.16)$$

$a_l(t)$ étant la séquence pseudo-aléatoire ou code spécifique du récepteur.

Ce constat, développé dans [5], comprend trois termes qui représentent le signal désiré, le bruit gaussien et l'interférence d'accès multiple (MAI: Multiple Access Interférence) s'écrivant respectivement comme suit:

Pour $k = l = 1$ et pour un récepteur parfaitement synchronisé avec le signal désiré, on a :

$$S_1 = \sqrt{\frac{p}{2}} b_1^{(0)} T_b \quad (2.17)$$

$$W_1 = \int_0^{T_b} W(t) a_1(t) \cos(W_c t) dt \quad (2.18)$$

Et enfin l'interférence par accès multiple est:

$$I_1 = \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=2}^K \sqrt{2p} b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos(W_c t + \theta_k) a_1(t) \cos(W_c t) \right] dt \quad (2.19)$$

2.3.4 Caractéristiques des séquences pseudo-aléatoires

Comme il a été déjà montré dans les sections précédentes, les séquences pseudo-aléatoires sont à la base du fonctionnement d'un système CDMA. En effet, les séquences pseudo-aléatoires s'obtiennent de façon simple à l'aide d'un registre à décalage. Le principe de leur génération et leurs propriétés relèvent de la théorie des corps de Galois et de l'algèbre des polynômes sur ces corps de Galois. Dans un système CDMA, les séquences pseudo-aléatoires sont souvent appelées des codes ; ces derniers doivent être les plus orthogonaux possibles. Cette propriété assure un certain niveau de transparence entre les usagers.

Outre l'orthogonalité, il existe deux autres paramètres à considérer pour concevoir des codes performants : à savoir l'auto corrélation qui est définie comme convolution d'un code lui-même et l'inter corrélation qui correspond à la convolution d'un code avec un autre.

Ces deux fonctions peuvent être périodiques ou apériodiques.

Soit $x^k = (x_0^k, x_1^k, \dots, x_{N-1}^k)$, $k = 1, 2, \dots$; k étant l'ensemble de k séquences binaires d'étalements $\{-1, 1\}$.

Ces séquences sont périodiques de période N ; la fonction d'inter corrélation apériodique $C_{k,i}$ des séquences x^k et x^i est définie par :

$$C_{k,i}(\tau) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-\tau} x_j^k x_{j+\tau}^i & (0 \leq \tau \leq N-1) \\ \sum_{j=0}^{N-1+\tau} x_{j-\tau}^k x_j^i & (1-N \leq \tau \leq 0) \end{cases} \quad \text{Avec } \tau \text{ le délai entre les séquences.} \quad (2.20)$$

La fonction d'inter corrélation périodique est $\theta_{k,i}$ définie par :

$$\theta_{k,i}(\tau) = \sum_{j=0}^{N-1} x_j^k x_{j+\tau}^i \quad 0 \leq \tau \leq N-1 \quad (2.21)$$

La fonction d'inter-corrélation impaire $\hat{\theta}_{k,i}$:

$$\hat{\theta}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(\tau) - C_{k,i}(\tau - N) \quad 0 \leq \tau \leq N-1 \quad (2.22)$$

Et enfin, Les fonctions d'auto corrélation périodique, apériodique et impaire sont respectivement les suivantes :

$$\begin{aligned} \theta_k(\tau) &= \theta_{k,k}(\tau) \\ C_k(\tau) &= C_{k,k}(\tau) \quad \text{Ou } \tau = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.23) \\ \hat{\theta}_k(\tau) &= \hat{\theta}_{k,k}(\tau) \end{aligned}$$

L'inter corrélation doit être minimisée, alors que, pour l'auto corrélation. On cherche à maximiser le lobe central pour maximiser le rapport signal bruit et minimiser les lobes secondaires pour faciliter la synchronisation.

Les familles de codes les plus populaires sont les séquences à longueur maximal, les séquences de Gold et les séquences de kasami.

2.4 Choix et utilisation des codes d'étalement en DS-CDMA

Dans le standard UMTS, on peut séparer les codes d'étalement en DS-CDMA en deux familles :

- Les codes orthogonaux pour les quels d'orthogonalité est respectée dans le cas de transmission synchrone.
- Les codes non-orthogonaux possédant des propriétés adéquates d'autocorrélations mais une inter-corrélation non nulle.

2.4.1 Les codes orthogonaux

a codes de Walsh Hadamard

La séquence de code Walsh sont obtenues à partir la matrice d'Hadamard qui est une matrice carrée ou chaque ligne dans la matrice est orthogonal à toutes autres lignes, et chaque colonne dans la matrice est orthogonal à tous autres colonnes. La matrice de Hadamard H_n est produite en commençant par la matrice zéro et en appliquant le "Hadamard transform" successivement. Chaque ligne ou colonne dans la matrice de Hadamard correspond à une séquence de code de walsh de longueur n.

L'orthogonalité entre les codes dans la matrice de Hadamard est définie tels que les valeurs d'inter-corrélation entre les paires de séquence, est zéro.

Le Hadamard transforme est définie par :

$$H_n = [0] \quad (2.24)$$

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \bar{H}_n \end{bmatrix} \quad (2.25) \quad \text{ou } \bar{H}_n \text{ contient les memes éléments de } H_n \text{ mais inversé.}$$

Pour n=1 on obtient :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Pour n=2 on obtient :

$$H_n = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \bar{H}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

La matrice (2.27) Présente 4 codes de Walsh, chacun de longueur de 4 bits. La première ligne (ou colonne) a tous les séquences zéro et la deuxième ligne (ou colonne) a des séquences alternative du '0' et du '1'. La propriété intéressante de la matrice est que n'importe quelle colonne (ou ligne) diffère de n'importe quelle autre colonne (ou ligne) exactement en positions de N/2.

b Les codes orthogonaux à longueur variable OVSF

Les codes OVSF sont des codes préservant l'orthogonalité entre les différents canaux physiques d'un utilisateur. Ils sont définis en arbre de codes de la figure (2.13)

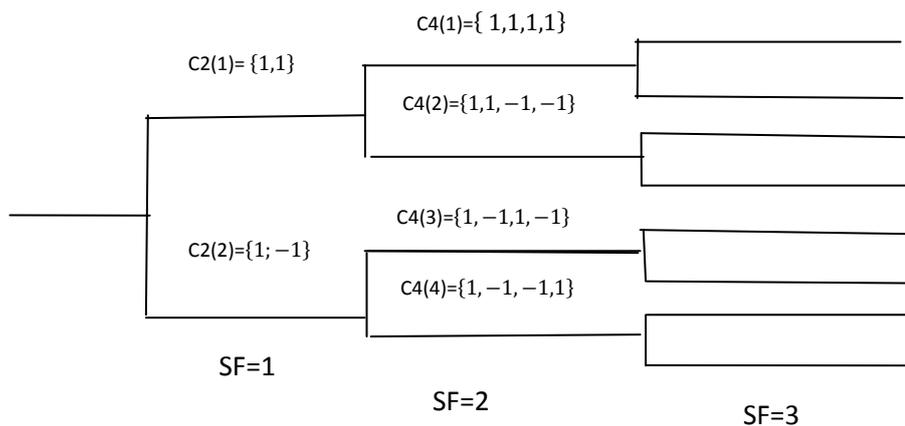


Figure 2.13:Arbre de génération des codes OVSF.

Remarque :

Les fonctions de corrélation des codes OVSF sont semblables à celles des codes de Walsh

Hadamard.

2.4.2 Les codes non orthogonaux

a Codes PN

Les ensembles de codes PN peuvent être produits à partir des registres LFSR (linear feedback shift registres). Un tel exemple (un registre à trois étages) est montré sur le schéma (2.14). Les bits binaires sont décalés par les différentes étapes du registre. Les sorties de la dernière et l'intermédiaire étages sont combinées et réinjectées au premier étage. Le registre démarre par une première séquence de bits, ou l'état initial, stocké dans ses étapes. Alors le registre est synchronisé, et les bits sont décalés par les étapes.

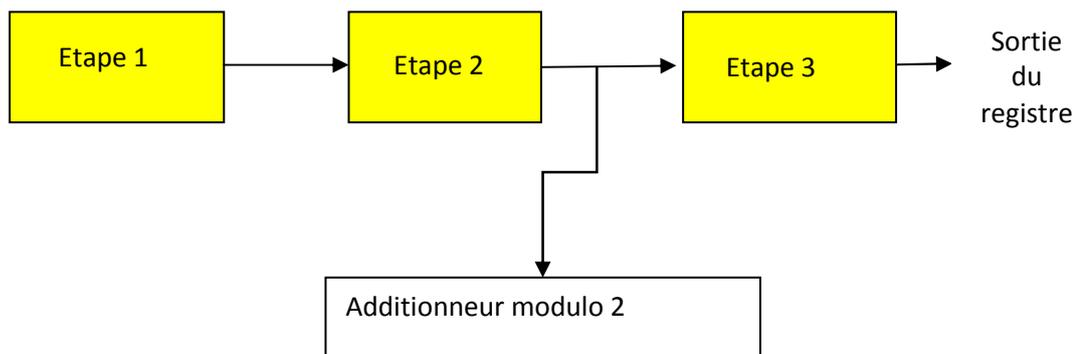


Figure 2.14: Exemple d'un LFSR générateur de code PN.

b Codes de Gold

Gold découvre un type de codes dont l'inter-corrélation entre certaines paires de m-séquences prennent seulement trois valeurs différentes. D'ailleurs, de telles paires préférées peuvent être utilisées pour construire une grande famille de codes qui ont la même période aussi bien que la même propriété de corrélation [15].

c Codes de Kasami

Les codes de Kasami sont principalement générés à partir d'une m-séquence de longueur $L=2^n-1$, où n est le nombre pair. Deux classes de codes de Kasami sont distinguées : "small set" et "large set". Leurs différences résident d'une part de façon

de les générer, et d'autre part dans le nombre de séquence obtenues [16].

2.5 Performances d'erreur des systèmes CDMA à taux unique

Comme il a été déjà stipulé dans les sections précédentes, un système CDMA à taux unique est défini comme un système comprenant une multitude d'utilisateurs ayant des signatures ou des séquences de codes ou autrement dit des taux de transmission identiques. Pour déterminer la performance d'un tel système, on choisit un usage de référence pour lequel on cherche à évaluer les performances de probabilité d'erreur.

Puisque plusieurs utilisateurs partagent simultanément le même canal de transmission. L'interférence inter-utilisateurs est considérée comme un critère de performance qui joue un rôle prépondérant dans l'évaluation d'un système CDMA. Dans ce cas on ne parle plus de rapport signal sur bruit mais plutôt du rapport signal sur interférence plus bruit (SNIR : Signal to Noise and Interference Ratio).

D'après les résultats obtenus, l'expression du SNIR pour un système CDMA à taux unique décrit précédemment est :

$$SNIR = \frac{1}{\frac{(K-1)}{3N} + \frac{1}{SNR}} \quad (2.28)$$

Où SNR est le rapport signal sur bruit d'un seul utilisateur, K est le nombre d'utilisateurs actifs transmettant simultanément sur le même canal et N est la longueur du code qui est identique pour tous les utilisateurs.

La puissance normalisée de l'interférence est :

$$\frac{(K-1)}{3N}$$

Ce terme décrit en fait la contribution des utilisateurs interférer dans l'évaluation des performances de l'utilisateur désiré. Il est obtenu en utilisant les propriétés de corrélation des séquences de codes citées à la section précédente [14].

La probabilité d'erreur d'un système CDMA à séquence directe utilisant la modulation BPSK où l'interférence inter-utilisateurs est considérée comme un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle est définie par :

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNIR}{2}} \right) \quad (2.29)$$

2.5.1 Systèmes à accès multiples par répartition de codes à taux multiples

multiples

L'évolution fulgurante des réseaux de communications a contribué à la diversité des services tels que les applications multimédia, voix, etc..... Dans un même réseau, ces séquences nécessitant l'utilisation d'une grande largeur de bande doivent partager le même support de transmission avec d'autres services n'ayant besoin que d'un faible taux binaire de transmission, d'où le recours à implanter un système CDMA à taux multiples.

Les systèmes CDMA à taux multiples peuvent être conçus selon plusieurs approches. Une première approche fixe le taux de chips pour tous les usagers, mais varie la longueur de la séquence correspondante au taux de données désiré de telle sorte que le gain d'étalement change et tous les signaux sont étalés indépendamment du taux de transmission des bits pour une même largeur de bande. Une deuxième approche consiste à varier le taux de chips, ou le format de modulation. Ou à utiliser des canaux multiples. Ou bien à combiner ces techniques avec différents taux de données tout en gardant le même gain d'étalement. Ces systèmes ne nécessitent ni l'allocation d'une largeur de bande par multiplexage fréquentiel ni la synchronisation temporelle utilisée en multiplexage temporel.

Un système CDMA à taux multiples ou multi-usagers peut être représenté par le schéma synoptique suivant :

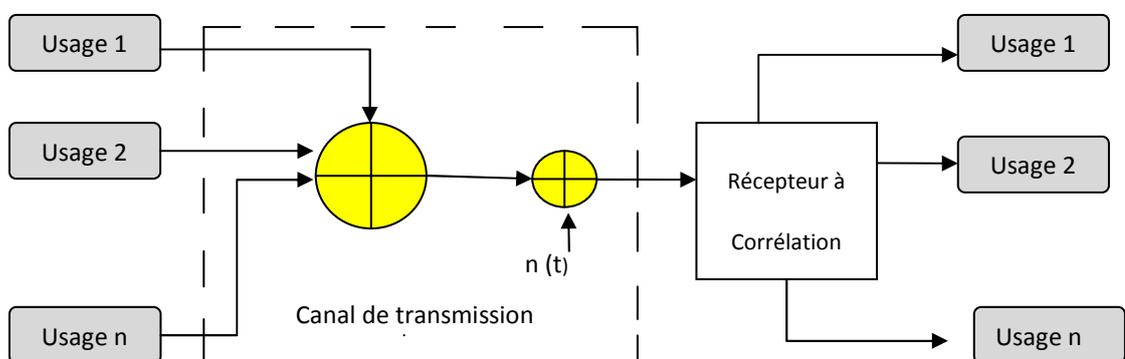


Figure 2.15: Schéma synoptique d'un système CDMA multi-usagers.

2.5.2 Système CDMA à taux multiples par séquence directe

Soit un système CDMA à taux multiples avec modulation BPSK (figure 2.16) dans lequel chaque usager transmet des informations indépendamment des autres usagers. Ce système peut supporter n taux de données différents, formant autant de sous-systèmes. Le signal transmis de l'utilisateur k appartenant au sous-système i est :

$$S_{ik}(t) = \sqrt{2p_i} b_{ik}(t) C_{ik}(t) \cos(W_c t + \theta_{ik}) \quad (2.30)$$

Où p_i est la puissance moyenne de chaque usager dans un sous-système i , $b_{ik}(t)$ est le bit de données de l'utilisateur k du sous-système i à l'instant t , $C_{ik}(t)$ est le code d'étalement de période N_i de l'utilisateur k du sous-système i ayant comme valeurs ± 1 et la durée d'un chip est $T_c = T_i/N_i$ avec T_i la période d'un bit dans un sous-système i , W_c est la fréquence porteuse et θ_{ik} la phase de la modulation (ensemble de variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, 2\pi]$).

Le signal reçu est :

$$r(t) = w(t) + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^{K_i} S_{ik}(t - \tau_{ik}) \quad (2.31)$$

Où $w(t)$ est le bruit blanc additif gaussien à moyenne nulle, K_i est le nombre d'utilisateurs dans le sous-système i et τ_{ik} est le délai de l'utilisateur k du sous-système i (ensemble de variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, 2\pi]$). et n est le nombre de sous-systèmes.

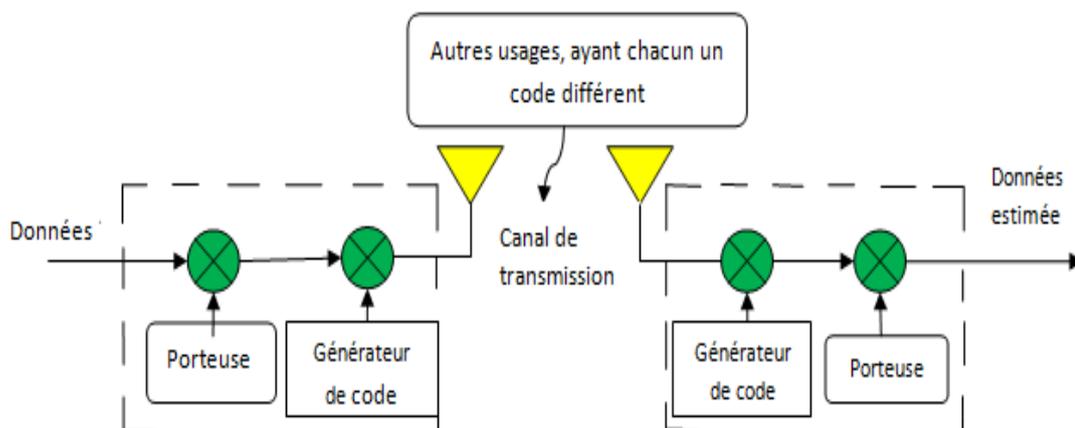


Figure 2.16: Système DS-CDMA à taux multiples.

Un bon fonctionnement d'un système DS-CDMA à taux multiples est assuré par un choix adéquat des séquences pseudo-aléatoires et ceci selon trois critères, à savoir, les fonctions d'inter corrélation périodique, apériodique et partielle.

L'inter corrélation périodique et apériodique est deux fonctions discrètes. C'est-à-dire que les délais entre les séquences coïncident avec le début ou la fin d'un chip, sauf que pour l'inter corrélation périodique, l'effet de modulation des bits de données sur les séquences n'est pas considéré. L'inter corrélation partielle est une corrélation en temps continu pour laquelle les délais entre les séquences peuvent être n'importe où entre deux chips.

Puisque dans notre système CDMA à taux multiple, on varie la durée des bits de données tout en maintenant la durée d'un chip constante, seules les fonctions d'inter corrélation apériodique et d'inter corrélation partielle sont utiles [14].

2.5.3 Interférence inter-usagers :

Dans un système CDMA à taux unique, l'interférence inter-usages dépend essentiellement du nombre d'utilisateurs actifs alors que la longueur du code est la même pour tous les utilisateurs. Pour un système CDMA à taux multiples, l'expression de l'interférence change et devient fonction non seulement du nombre d'utilisateurs présents dans le canal, mais aussi des longueurs des séquences de codes qui varient d'un utilisateur à l'autre. Ceci intervient éventuellement dans le calcul des expressions analytiques de la fonction d'inter corrélation entre les différentes séquences.

L'interférence inter-utilisateurs a été approximée selon une loi gaussienne ; elle est souvent de moyenne nulle.

À la sortie d'un récepteur à corrélation dans un sous-système j on a :

$$Z_{j,l} = \int_0^{T_l} r(t) a_{j,l}(t) \cos(W_c t) dt \quad (2.32)$$

Où $a_{j,l}(t)$ est la séquence d'étalement utilisée à la réception.

Cette expression comprend en fait le signal désiré, l'interférence d'accès multiple et le bruit blanc gaussien inhérent au canal.

En effet, la capacité d'un tel système est déterminée par le calcul des moments d'ordre 1 et 2 de l'IAM à la sortie du récepteur.

Cependant ces calculs s'avèrent difficiles à manipuler vu la complexité des fonctions d'inter corrélation et la diversité des combinaisons possibles entre les séquences de codes.

La variance la MAI est :

$$var[J_{j,l}] = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^{K_l} \frac{1}{2T_j^2} \frac{P_i}{P_j} E_{b_{i,k}, \tau_{i,k}} [J_{i,k}^2] \quad i \neq j \quad (2.33)$$

$$k \neq 1$$

Où T_j est la période du signal de l'utilisateur désiré, P_i est la puissance moyenne du signal désiré reçu, P_j est la puissance moyenne du signal interférent

$$J_{i,k} = \int_0^{T_j} b_{i,k}(t - \tau_{i,k}) a_{i,k}(t - \tau_{i,k}) a_{j,l}(t) dt \quad (2.34)$$

2.6 Conclusion

Ce chapitre traite de l'ensemble des techniques d'accès multiple applicables au domaine des communications numériques sur radiofréquences. Différentes méthodes de multiplexages ont fait leur apparition. L'objectif est de partager ces ressources entre un certain nombre d'utilisateurs. Il existe trois grandes techniques classiques permettant de gérer l'accès multiple : TDMA, FDMA et CDMA.

Ensuite, on a vu le principe sur lequel la technique CDMA est basée, c'est l'étalement de spectre, notamment l'étalement de spectre par saut de temps TH-CDMA, FH-CDMA et DS-SS-CDMA qui est la plus utilisée en CDMA.

Chapitre 3 Egalisation

3.1 Introduction

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

En général, les modulations de phase et de fréquence les plus classiques donnent, de manière théorique idéale, des signaux modulés dont l'enveloppe est constante.

L'interférence entre symboles due au canal de transmission a alors pour effet de faire disparaître cette propriété et les signaux reçus ont fréquemment des enveloppes qui fluctuent au cours du temps. Les dispositifs utilisés pour restaurer le signal et combattre les imperfections du canal de transmission vont avoir pour effet d'égaliser l'enveloppe des signaux reçus. On parle alors d'égaliseurs de radiocommunications.

3.2 Principe et fonctionnement d'un égaliseur

Le rôle de l'égaliseur dans les systèmes de communication est d'annuler l'effet du canal sur le signal porteur d'information. Plusieurs méthodes peuvent être employées, selon le type de canal que nous avons.

Si le canal est parfaitement connu, il est possible de minimiser les IES, ou même les éliminer complètement, en utilisant une paire de filtre d'émission et de réception telque :

$$\sum_n S\left(f + \frac{n}{T_s}\right) C\left(f + \frac{n}{T_s}\right) H\left(f + \frac{n}{T_s}\right) = T_s \quad (3.1)$$

Ou

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

En pratique, cependant, on ne connaît que très rarement les caractéristiques exactes du canal, et tout au plus des valeurs moyennes. Par ailleurs, il subsiste des erreurs dans la correction de l'interférence entre symboles.

Le canal peut ne pas être stationnaire, c'est-à-dire que ses caractéristiques varient au cours du temps.

L'effet de ces différents facteurs est une interférence entre symboles (éventuellement résiduelle), qu'il faut compenser, à l'aide d'un dispositif appelé *égaliseur*, ce dispositif pouvant également être variable dans le temps.

En bande de base, si les filtres d'émission et de réception sont fixés (et forment ensemble un filtre de Nyquist), le rôle de l'égaliseur est simplement de compenser la réponse du canal. En notant ainsi $e(t)$ la réponse impulsionnelle de l'égaliseur et $E(f)$ sa fonction de transfert, il faut obtenir

$$E(f) = \frac{1}{H(f)} \quad [-B, B] \quad (3.2)$$

Où 'B' est la bande passante du signal.

Comme la paire des filtres d'émission et de réception forment un filtre de Nyquist, on peut parfaitement reconstituer la séquence d'entrée $x(n)$. Du point de vue spectral, on a égalisé la réponse du canal [18].

3.3 Annulation d IES (Critère de Nyquist)

Les IES sont adjacents et sont créés principalement par les filtres d'émission et de réception, lors la transmission des symboles à travers la bande limitée de canal.

La forme d'un filtre de Nyquist (voir figure 3.1)

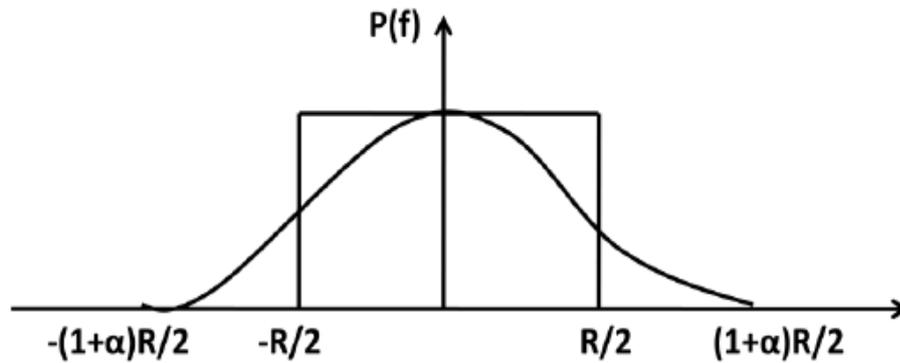


Figure 3.1. Réponse du filtre de Nyquist.

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.

Lorsque la durée de la réponse impulsionnelle est inférieure à la durée d'un symbole, et en supposant l'échantillonnage parfait ($t_k = k\Delta t_0$), on a $g_k = g_0\delta_k$ et $y_k = g_0a_k$ la quantité y_k ne dépend que de la donnée a_k émise au même instant (les données émises avant et après a_k n'interfèrent pas avec a_k).

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

On a

$$y_k = g_0 a_0 + \sum_{n \neq k} a_n g_{n-k} + w_k \quad (3.3)$$

Autrement dit, y_k dépend de la donnée présente a_k et des données voisines (passée et future). On dit qu'il y a interférence entre symboles [19].

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

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

Hypothèse

La condition suivante est vérifiée :

$$\frac{1}{\Delta\omega} \sum G_{g(t)}\left(f + \frac{n}{\Delta\omega}\right) = 1 \quad \text{pour } |f| < \frac{1}{2\Delta\omega} \quad (3.4)$$

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

3.4 L 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.

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

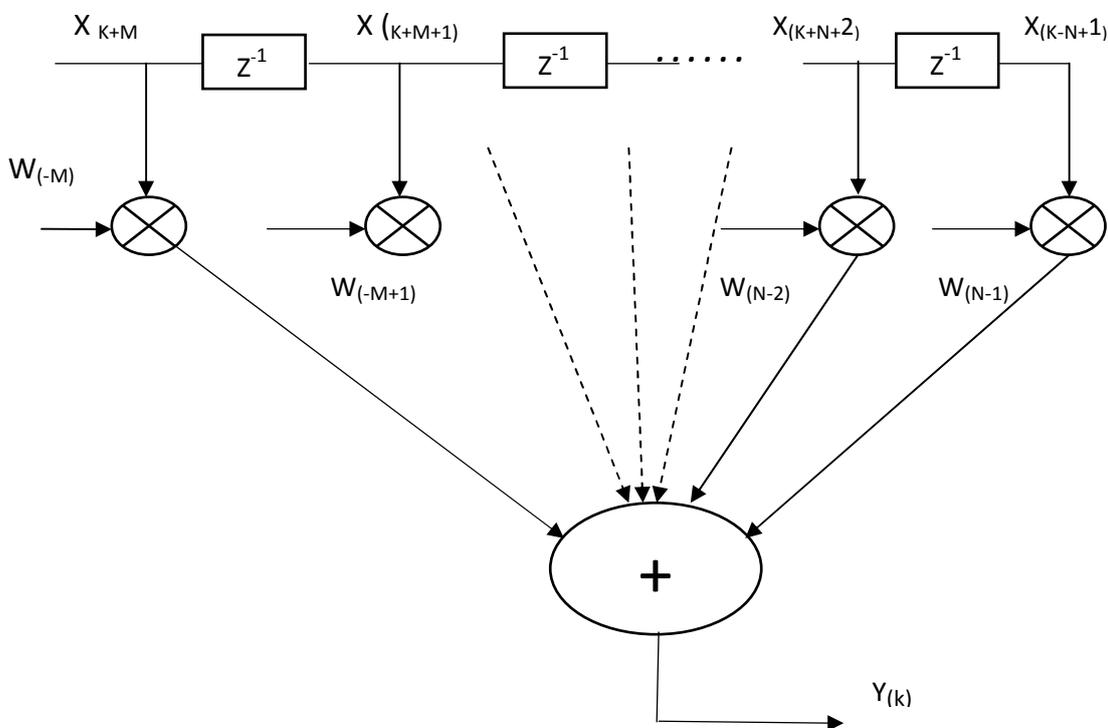


Figure 3.2. Structured'un égaliseur linéaire.

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

$$w(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i)\delta(t - iT) \quad (3.5)$$

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

$$y(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i)x(k-i) \quad (3.6)$$

En pratique, l'égaliseur doit être à longueur finie

$$w(t) = \sum_{i=-N}^M w(i)\delta(t-iT) \quad (3.7)$$

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

La sortie de l'égaliseur peut être écrite comme suit

$$y(k) = X_k^H W \quad (3.8)$$

Tel que X_k est le vecteur de régression défini par :

$$X_k^H = [x_{k+M}, \dots, x_k, \dots, x_{k-N+1}] \quad (3.9)$$

Un égaliseur linéaire est implémenté par l'utilisation d'un filtre transversal, le retard entre deux échantillons est de durée T , pour détecter les symboles transmis, une fois l'égaliseur est réglé selon des paramètres correspondant à la satisfaction de certains critères, sa sortie est ensuite passée par un dispositif de décision qui choisit à chaque instant, le symbole le plus proche à lui. Celle-ci n'est pas une structure optimale cependant elle est utilisée couramment [20].

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

- Le zéro forcing
- L'égalisation MMSE

3.5 Égalisation adaptative

Le canal est le plus souvent non seulement inconnu, mais variable dans le temps. On peut alors utiliser des périodes de "mise à jour" où on émet des séquences d'apprentissage afin de recalculer l'égaliseur. Ceci n'empêche cependant pas les performances de se dégrader entre deux étapes de mise à jour.

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

La figure 3.3 présente un égaliseur adaptatif, $S(n)$ est la séquence de données provenant de l'émetteur traversant un canal qui y introduit les distorsions dues à ses caractéristiques linéaires ou non-linéaires. La sortie du canal est le signal $r(n)$ affectée par un bruit additif $b(n)$ nous donne le signal $\hat{r}(n)$. A partir de l'erreur de reconstitution $e(n-d)$ les paramètres du filtre seront optimisés par un algorithme de minimisation d'erreur.

L'adaptation des paramètres prendra un certain nombre de cycles afin de converger vers un minimum d'erreur de correction. Une fois que l'égaliseur est adapté au canal, les paramètres de l'égaliseur sont conservés constants pour toute la durée de la communication. Par contre, si le canal varie, l'adaptation doit assurer la poursuite des variations du canal par l'ajustement des paramètres de l'égaliseur, ce qui en général ne cause pas de problème pour de faibles variations. Dans le cas d'une variation brusque ou rapide du canal (milieu hostile), le temps d'adaptation devient critique et dépendra de l'algorithme utilisé et de sa mise en œuvre pour assurer la convergence.

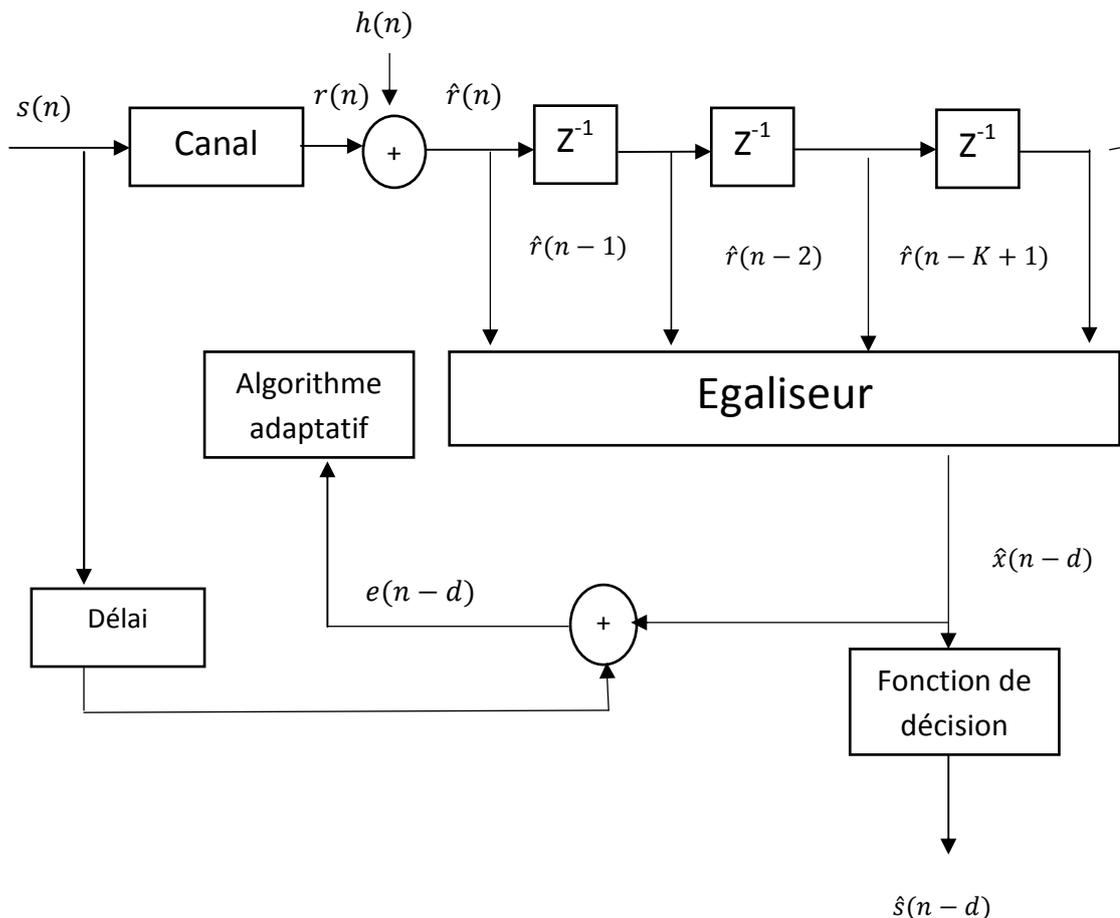


Figure 3.3. Structure d'un égaliseur adaptatif.

Cependant, les égaliseurs précédents ont des limites dont : la charge importante de calcul et la variation de la réponse impulsionnelle du canal et l'égaliseur adaptatif optimise au mieux ce problème. Par conséquent, les performances des égaliseurs adaptatifs dépendent du choix de l'algorithme (gradient stochastique ; moindres carrés récursifs) et de la fonction coût (EQM) [21].

3.6 Égaliseur non linéaire

Les égaliseurs non linéaires sont utilisés dans des applications où la réponse impulsionnelle du canal est à forte distorsion. Ce type d'égaliseur est connu aussi sous le nom d'égaliseur récursif avec décision dans la boucle.

Un exemple d'égaliseur non linéaire est l'égaliseur à retour de décision DFE (Décision Feedback Equalizer). Il est constitué d'un filtre transverse et d'un filtre récursif. L'entrée de ce filtre représente les symboles décidés antérieurement et qui servent à éliminer l'IES de l'estimation courante. Le schéma de principe de l'égaliseur à retour de décision est donné par la figure 3.4 suivante :

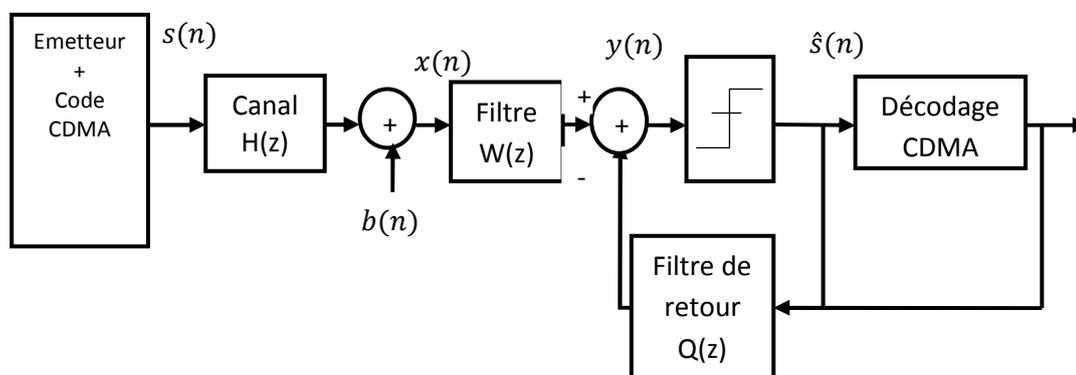


Figure 3.4. Structure d'un égaliseur à retour de décision ERD (DFE).

Le premier filtre $w(z)$ qui est la partie transversale sert à minimiser les IES sur les symboles courants causés par les symboles futurs tandis que la partie récursive c'est-à-dire le second filtre $Q(z)$ synthétise les IES causés par les symboles passés et les enlève du signal avant l'organe décisionnelle. L'élimination des IES par la partie récursive est basée sur l'hypothèse que les décisions sont correctes. Cependant l'organe de décision

fonctionne à faible SNR cause d'importantes erreurs de décision, ce qui provoque un phénomène de propagation d'erreurs dans la boucle de réaction. Ce phénomène dégrade alors les performances du DFE et il est préférable dans ce cas d'utiliser un égaliseur linéaire (RIF).

Il existe autreméthode de l'égalisation est :

- L'égalisation aveugle ou autodidacte
- Egaliseur de SATO
- Égaliseur de GODARD (Constant ModulusAlgorithme" CMA")

3.7 Égalisation par l'algorithme NLMS

L'égaliseur adaptatif commence l'adaptation dans le mode d'apprentissage (Learning Mode) avec l'aide d'une séquence connue transmise sur le canal. Comme le signal d'apprentissage est connu, les algorithmes adaptatifs standards tels que l'algorithme LMS peuvent être utilisés pour ajuster les coefficients de l'égaliseur pour minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) (MSE pour Mean Square Error) entre la sortie d'égaliseur et la séquence de formation. Il est supposé que les coefficients d'égalisation sont suffisamment proches de leurs valeurs optimales et qu'une grande partie de l'IES est supprimé à la fin de la période d'apprentissage [22].

3.7.1 Filtre adaptatif

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

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

Ce principe est donné par la figure suivant

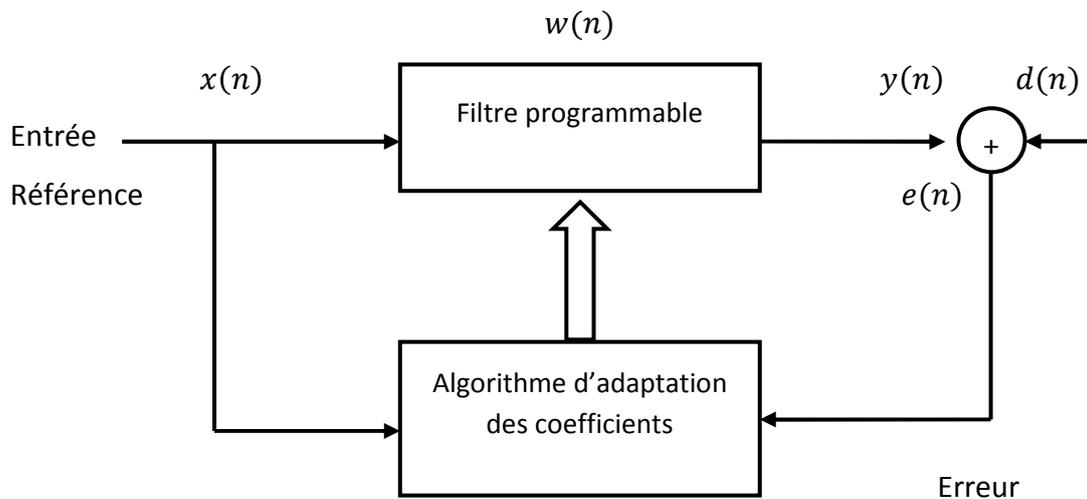


Figure 3. 5. Principe d'un filtre adaptatif.

Le signal d'entrée $x(n)$ 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 désirée $d(n)$. La différence entre le signal désirée $d(n)$ et le signal à la sortie du filtre $y(n)$ donne le signal d'erreur $e(n)$, qui permet de faire la mise à jour des coefficients du filtre adaptatif $W(n)$.

À chaque itération les coefficients du filtre varient en fonction du signal d'erreur $e(n)$ et ce pour faire diminuer la différence entre la sortie du filtre $y(n)$ et le signal désirée $d(n)$. Le signal d'erreur diminue jusqu'à atteindre dans certains cas une valeur nulle. À ce moment les coefficients du filtre adaptatif cessent de s'adapter [23].

3.7.2 Filtre de Wiener

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

Le filtrage adaptatif pourra aussi être utilisé dans ce cas. Par rapport au filtrage classique, le filtrage adaptatif comporte une mise à jour récursive des paramètres (coefficients) du filtre. L'algorithme part de conditions initiales prédéterminées et modifie de façon récursive les coefficients du filtre pour s'adapter au processus. Si

celui-ci est stationnaire l'algorithme doit converger vers la solution optimale de Wiener, sinon il présentera une capacité à suivre des variations des grandeurs statistiques du processus si celles-ci sont suffisamment lentes.

La figure suivante donne un schéma de filtrage de Wiener

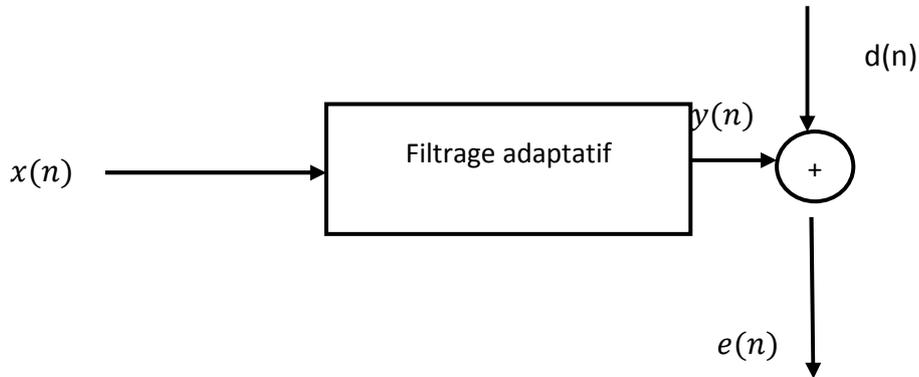


Figure 3. 6.Schéma de filtrage de Wiener.

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

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

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

$$h_{opt} = \arg \min_w J(e(n)) \quad (3.8)$$

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

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

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 .

La sortie de filtre est donnée par :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n)x(n-i) \quad (3.10)$$

3.7.3 Erreur Quadratique Moyenne (EQM)

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

Le coût quadratique est le plus souvent retenu du fait de la simplicité des algorithmes qui en découlent. Cette approche s'applique à toutes les structures des filtres optimaux. L'erreur quadratique est souvent donnée comme suit :

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

Où $e(n) = d(n) - y(n)$ donc on aura

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

Donc entre le signal $x(n) = d(n) + w(n)$ qui sont des signaux stationnaires [24].

3.7.4 Erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean

Square Error, MMSE) :

Indique dans quelle mesure le système est adapté à exécuter sa tâche de filtrage. Une MMSE faible indique que le système adaptatif *apprécieusement* convergé vers la solution désirée. Les paramètres qui peuvent affecter ce critère sont, mais ne se limitent pas à : l'ordre du système adaptatif, l'erreur de quantification et le bruit de mesure. L'erreur quadratique moyenne excédante (excédante MSE) est définie comme étant la différence entre l'erreur quadratique moyenne (MSE) réelle à la sortie du filtre adaptatif et ce qu'elle devrait être si les coefficients du filtre adaptatif étaient maintenus à leurs valeurs optimales.

Un algorithme est un processus systématique de résolution, par le calcul d'un problème permettant de présenter les étapes vers le résultat à une autre personne

physique ou virtuelle (un ordinateur). En d'autres termes, un algorithme est un énoncé d'une suite d'opérations permettant de donner la réponse à un problème.

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

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

3.7.5 Algorithm Least Mean Squares (LMS)

L'algorithme LMS (Least Mean Squares) est un choix populaire dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif. Deux raisons principales de sa popularité : Simplicité et complexité informatique réduite. En outre, il y a plusieurs variantes de l'algorithme qui peuvent être employées spécifiquement afin de résoudre différents types de problèmes qui sont inhérents à certaines applications. La version de base du LMS est un cas spécial du filtre adaptatif du gradient descendant bien connu. Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale.

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

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n) \quad (3.13)$$

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

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.14)$$

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

$$0 < \mu_{LMS} < 2/\lambda_{max} \quad (3.15)$$

Le λ_{max} désigne la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation R_{xx} de l'équation (3.15)

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

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}(R)} \quad (3.16)$$

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

$M\sigma_x^2$: désigne l'énergie du signal d'entrée x_n .

3.7.6 Algorithme NLMS (Normalised LMS)

L'algorithme NLMS est dérivé du LMS. La nécessité d'utiliser cet algorithme est due aux changements permanents de l'énergie du signal d'entrée et à cause de ce changement, le pas d'adaptation entre deux coefficients adjacents du filtre va aussi changer et va affecter le taux de convergence. A cause des petits signaux, ce taux de convergence va ralentir et avec des grands signaux il augmente [25].

Filtrage de (n)

$$e(n) = d(n) - w^T(n)x(n) \quad (3.17)$$

Le pas d'adaptation μ est alors remplacé par un pas d'adaptation défini à chaque

itération par : $\mu_n = \frac{\mu}{x^T(n)x(n)}$

· Adaptation de filtre $w(n)$

$$w(n+1) = w(n) + \frac{\mu}{x^T(n)x(n)} x(n)e(n) \quad (3.18)$$

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

$$0 < \mu_{NLMS} < 2$$

3.8 Conclusion

Une étude théorique des principaux algorithmes d'adaptation relatifs aux égaliseurs linéaires et non linéaires a été présentée dans ce chapitre. En plus, les différents types des filtres adaptatifs, et le filtre de Wiener, qu'il utilise pour minimiser l'erreur due aux perturbations du canal est les algorithmes utilisés dans les applications pratiques pour améliorer les résultats en s'approchant aux maximums au signal d'entrée

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 la chaine de transmission	3
1.1 Introduction	3
1.2 Source de message.....	4
1.3 Codage de source.....	6
1.4 Codage canal	7
1.5 Modulation numérique.....	8
1.5.2 Modulation par Déplacement de Fréquence (FSK).....	12
1.6 Milieu de transmission.....	16
1.7 Le Récepteur	20
1.8 Démodulation numérique.....	20
1.9 Décodeur canal	20
1.10 Décodeur source	21
1.11 Conclusion	21
Chapitre 2 Systèmes d'accès multiples par division decodes	22
2.1 Introduction	22
2.2 Les techniques d'accès multiples	22
2.3 Principe d'étalement de spectre.....	28
2.4 Choix et utilisation des codes d'étalement en DS-CDMA	38
2.5 Performances d'erreur des systèmes CDMA à taux unique	41
2.6 Conclusion	45
Chapitre 3 Egalisation	46
3.1 Introduction	46
3.2 Principe et fonctionnement d'un égaliseur	46
3.3 Annulation d IES (Critère de Nyquist)	47
3.4 L égaliseur linéaire ou transverse	49
3.5 Égalisation adaptative	50
3.6 Égaliseur non linéaire.....	52
3.7 Égalisation par l'algorithme NLMS.....	53
3.8 Conclusion	59

Chapitre4 Résultats des simulations

1.1 Introduction

Dans cette partie de notre travail, nous allons présenter les résultats obtenus après simulation de l'égaliseur d'égalisation d'un chaîne de transmission utilisent le multiplexage CDMA.

Nous commencerons par la définition de certain outils de référence que nous utiliserons ; puis la description des paramètres utilisés dans les différentes simulations. Nous terminerons ce chapitre, par l'analyse et le commentaire des résultats obtenus de manière explicite.

1.2 Paramètres de simulation

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

Références	Paramètres de simulation
Signal d'entrée	Signal aléatoires :(bruit blanc). Nombre de symbole : 30000
Type de modulation	Modulation 8-PSK Modulation 16-PSK Modulation 8-QAM Modulation 16-QAM
Type de canal	Canal de Rayleigh (canal à multi trajet)
Sur-échantillonnage	▪ Fréquence d'échantillonnage : $f_e=8$ Khz.

	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fréquence de sur-échantillonnage : $f_s = 4 \cdot f_e$ Khz
Filtrage numérique	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fonction cosinus surélevé : pour éviter l'IES et limiter l'encombrement spectral du signal filtrage en racine de cosinus surélevé à l'aide à la fonction « rcosin » ▪ facteur de retombée (roll-off)=0.2 ; 0.8 (compris entre 0 et 1) ▪ filtre passe-bas : sqrt/fir
Bruit	Bruit blanc additif gaussien SNR=60 dB.
Paramètre de filtre	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Nombre d'itération : 10000 ▪ Taille de filtre : L=48 ▪ $\mu=0.5$
CDMA	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Nombre d'utilisateur : 4 ▪ Code génère par Hadamard
Critère de comparaison	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Constellation ▪ Diagramme de l'œil ▪ Erreur quadratique moyenne (MSE) ▪ Convolution.

Tableau 1.1: Paramètres utilisés dans la simulation.

1.3 Résultat de la simulation

1.3.1 Diagramme de constellation

Un diagramme de constellation est la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique comme la modulation d'amplitude en quadrature (8-QAM, 16-QMA) et la modulation par sauts de phase (8-PSK, 16-PSK).

a Modulation 8-PSK

La figure 4.1 illustre les diagrammes de constellation de la 8-PSK, avec type d'accès multiple CDMA (4 utilisateurs), on effectue à chaque utilisateur un code généré par le Hadamard. Nous avons le cas idéal sur lequel les points sont bien visibles et forment un cercle dans le plan complexe car il n'y a pas d'interaction avec le canal ni interférence entre symboles (constellation idéale).

Lors de l'interaction avec le canal de transmission, il en résulte un signal bruité entaché d'erreur dont un fort taux d'interférence entre symboles (avant égalisation), ceci compromet la récupération de l'information d'origine.

Pour résoudre ce problème d'IES, nous procédons à une égalisation du canal pour chaque utilisateur afin de récupérer l'information. A la sortie de l'égaliseur, 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. Et la dernière constellation de la figure 4.1 (bas de la figure) représente en même temps le cas idéal (points bleus) et après égalisation (points rouges), où les points bleus et rouges sont unis, ceci montre clairement que le canal a été bien égalisé et l'information a été récupérée.

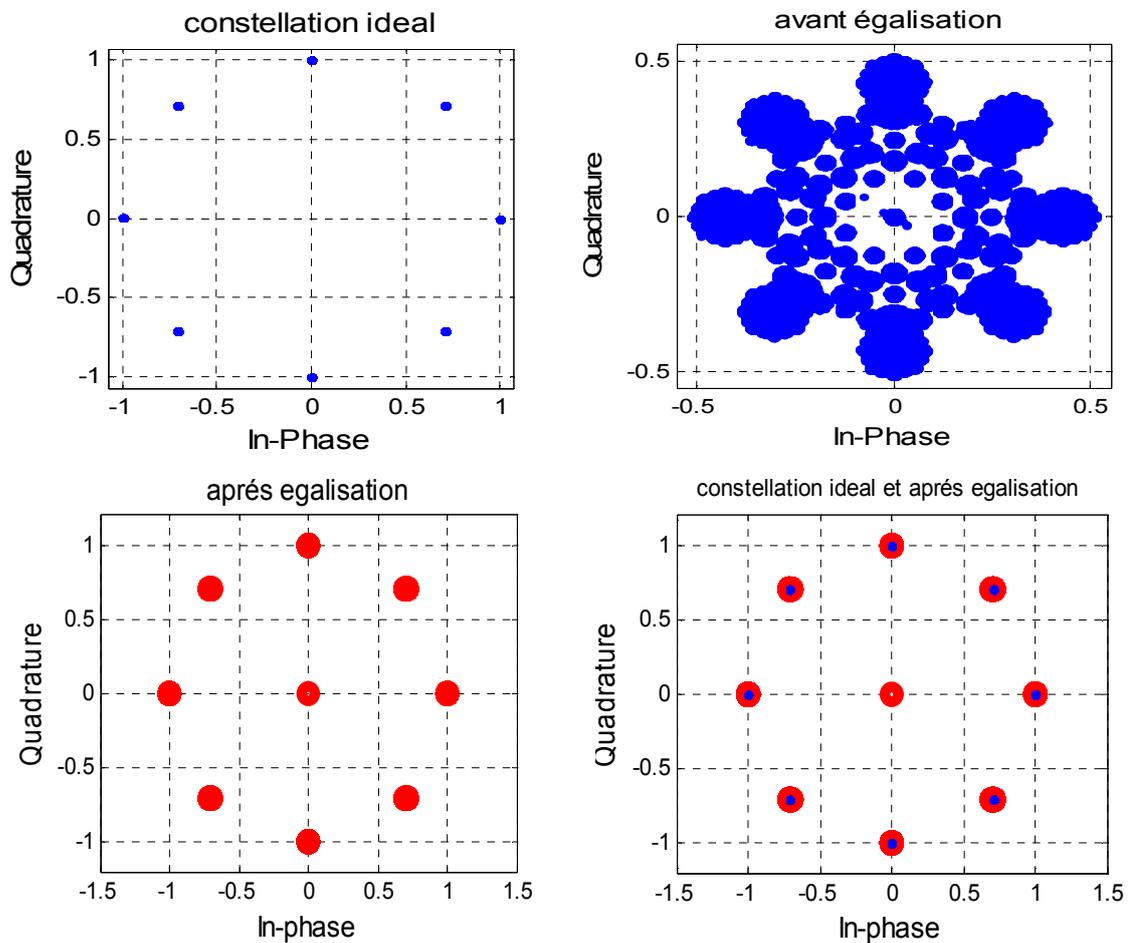


Figure 1.1: Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 8-PSK.

b Modulation 8-QAM

Nous avons effectué le même travail ,mais cette fois-ci avec la modulation 8-QAM et les illustrations obtenues sont données par la figure 4.2 comme dans le cas précédent , après l'égalisation ,nous constatons qu' elle a été bien effectuée selon la figure ci-dessous ;les pointes blues (cas idéal) sont au centre des pointes rouges (après égalisation) ,et forment un couple, on conclut que l'information a été récupérée en entier , le canal a été bien égalisé et aussi le passage à une autre modulation n'affecte pas le système.

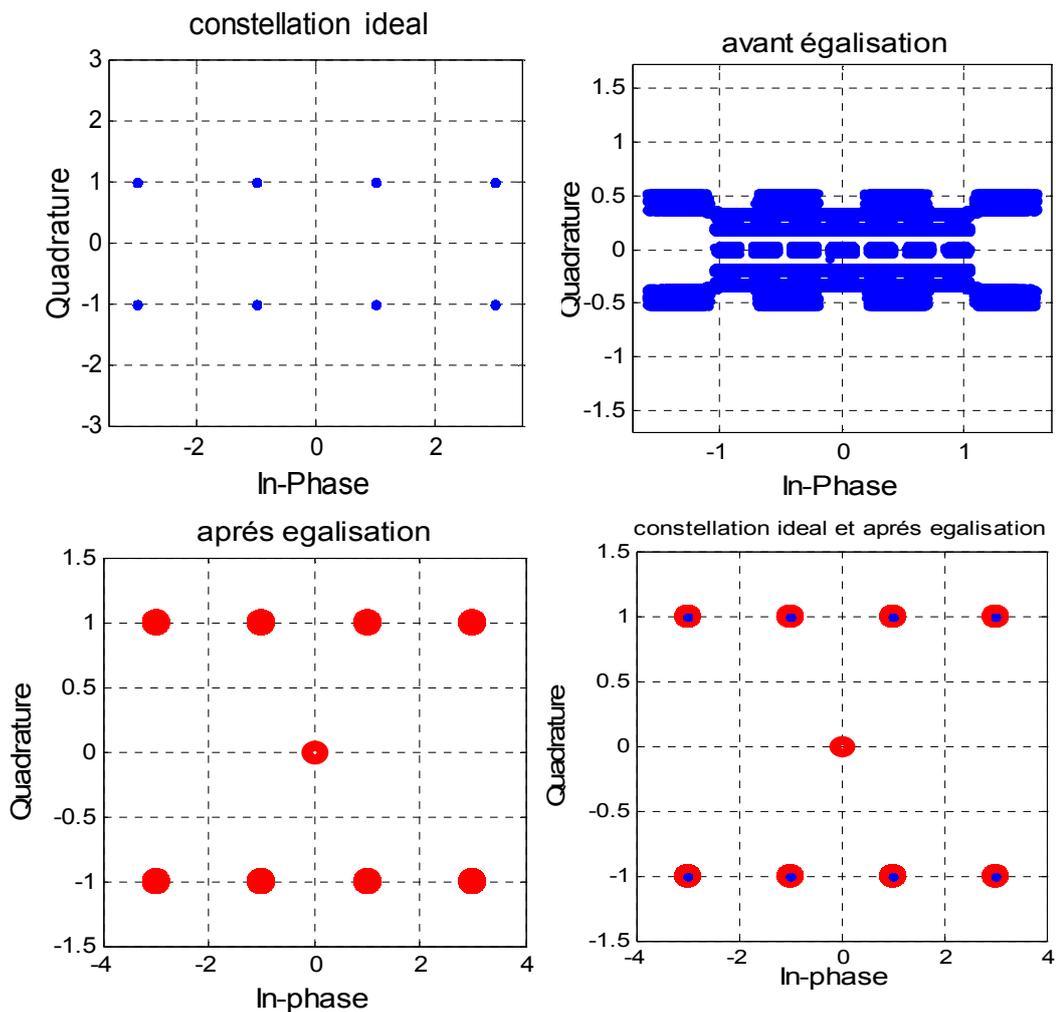


Figure 4.2: Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 8-QAM.

c Modulation 16-PSK

La figure 4.3. illustre la constellation 16-PSK, nous avons le cas idéal sur lequel les points sont bien visibles dans le plan complexe car il n’y a pas d’interaction avec le canal ni interférence entre symboles (IES) (constellation idéal).

Lors de l’interaction avec le canal de transmission, une forte interférence entre symboles est notée, Dans cette situation, le signal utile est mélangé avec le bruit de façon à ne pas permettre l’extraction de l’information utile (avant égalisation).

D’après l’égalisation, nous voyons clairement que les symboles sont bien séparés et aucune interférence entre symboles, on conclut que le canal a été bien égalisé.

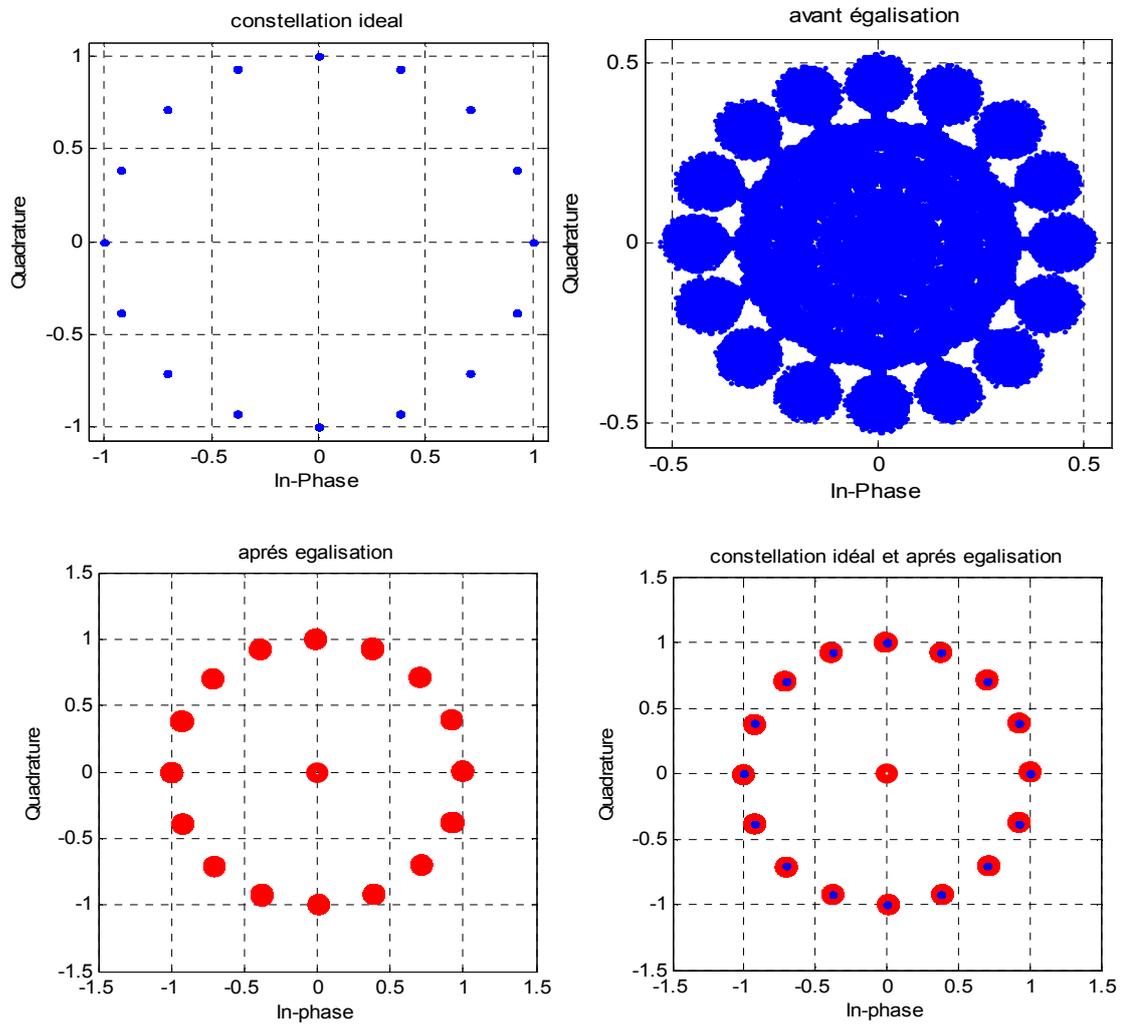


Figure 2.3: Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 16-PSK.

d Modulation 16-QAM

Dans la figure 4.4, nous avons refait la même expérience que dans le cas de la figure 4.3 en utilisant dans ce cas la modulation 16-QAM. Nous constatons que l'égalisation a été bien effectuée selon la figure ci-dessous ; les points bleus (cas idéal) sont aux centres des points rouges (après égalisation), On conclue que l'information a été égalisée, cela montre bien que

Le système égaliseur est indépendant du type de la modulation utilisée.

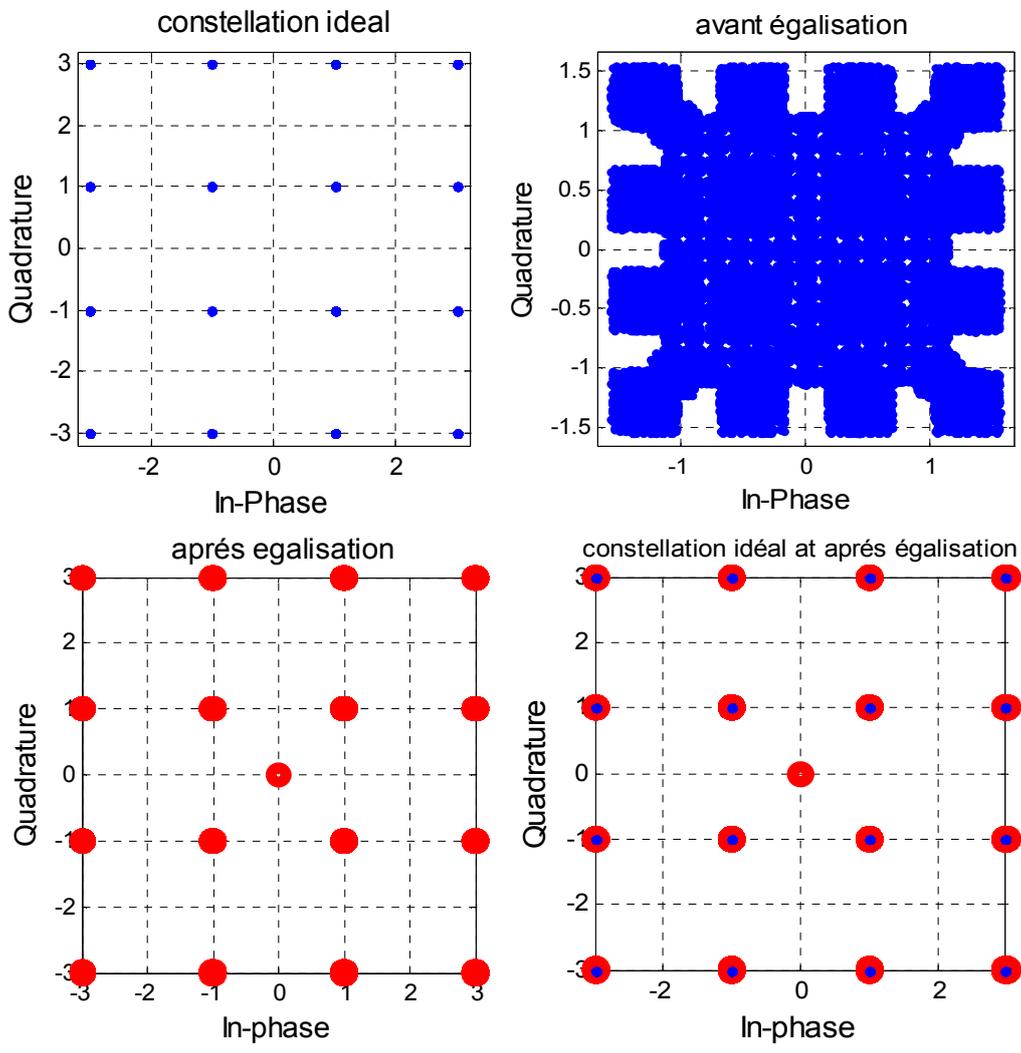


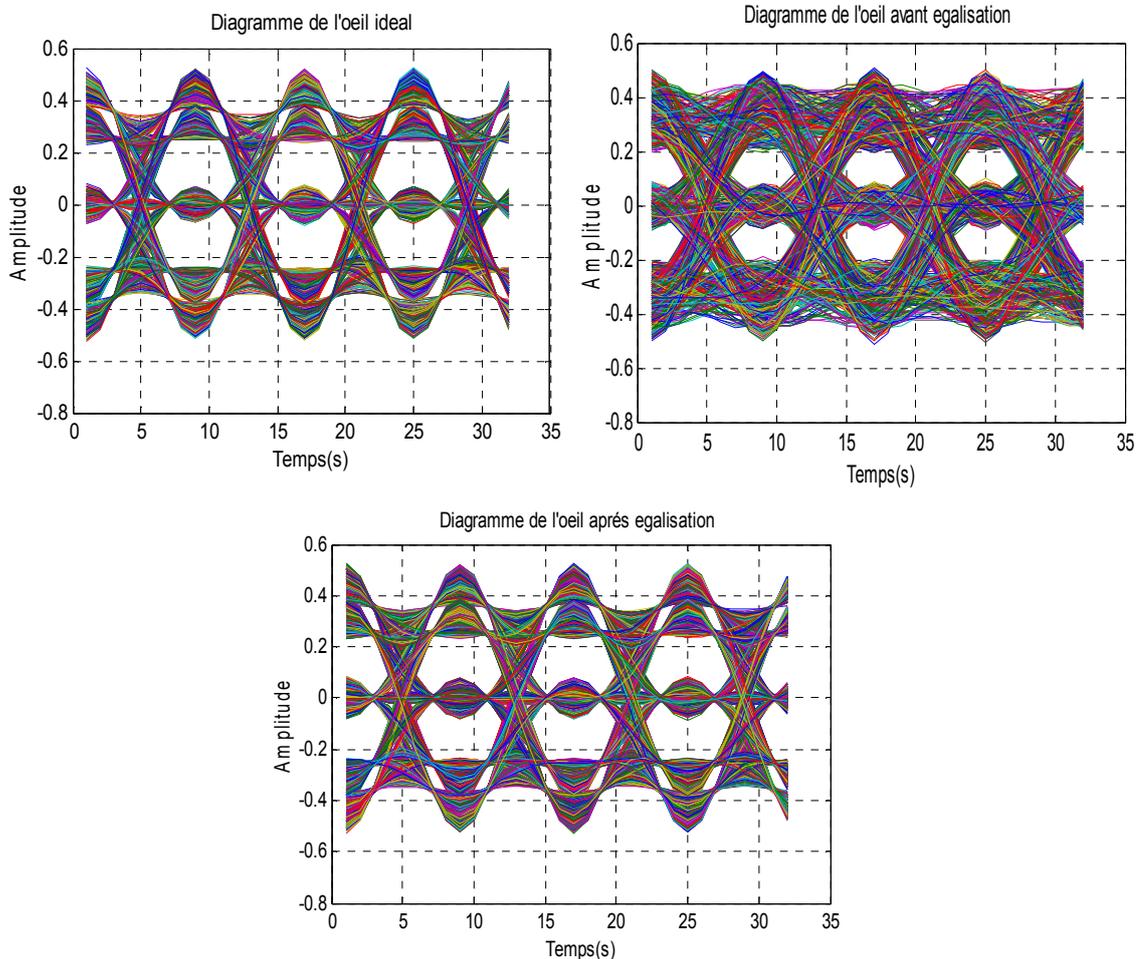
Figure 4.4: Les diagrammes de constellation obtenue avec la modulation 16-QAM.

1.3.2 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est un outil graphique permettant de visualiser la présence d'IES affectant une communication et de qualifier la qualité du signal numérique reçu. Le principe consiste à envoyer à travers un canal de transmission une série de symboles (binaire) connu, de mesurer la réponse à la sortie du canal et de superposer les tracés du signal reçu sur un multiple de la durée du symbole.

a Modulation 8-PSK

Dans la figure 4.5 nous avons montré le cas idéal de diagramme de l'œil visualisé avant la phase d'égalisation, l'œil est bien ouvert donc les symboles sont bien séparés car il n'y a pas d'effet du canal (Diagramme de l'œil idéal). Après l'interaction du signal avec le canal, il en résulte un signal noyé dans le bruit et un effet d'interférences entre symboles, donc l'information est entièrement noyée (Diagramme de l'œil avant égalisation). Après l'égalisation, nous remarquons l'ouverture de l'œil à nouveau ce qui signifie que l'information a été bien récupérée et le canal est bien égalisé (Diagramme



de l'œil après égalisation).

Figure 4.5: Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation PSK.

b Modulation 8-QAM

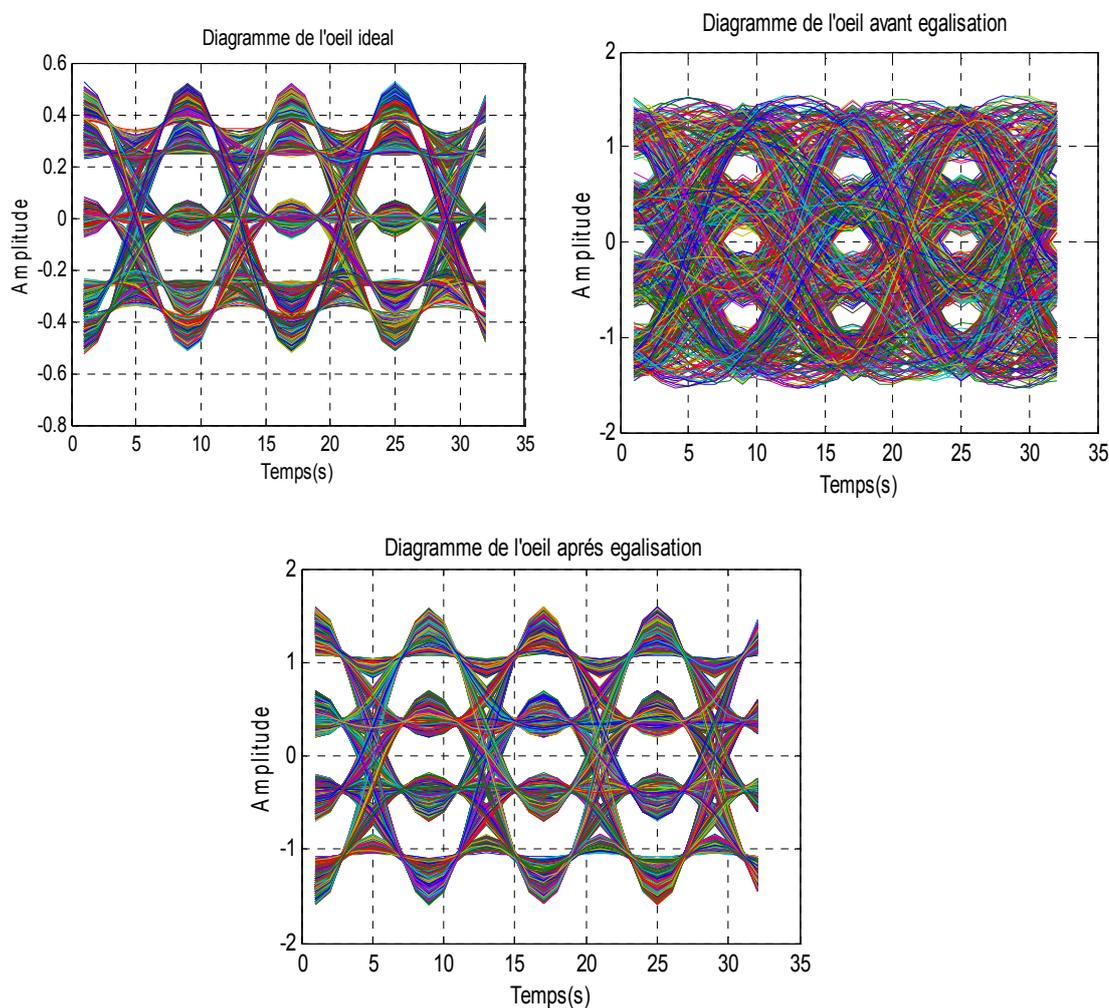


Figure 4.6: Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation 8-QAM.

Nous avons obtenu les mêmes résultats, en faisant la même expérience avec la modulation 8-QAM. On remarque que l'œil est bien ouvert.

c Modulation 16-PSK

Avant l'interaction du canal, les symboles sont bien distincts, l'œil est bien ouvert est donc la détection de l'information se fait facilement. Avec l'interaction du canal, nous remarquons la fermeture de l'œil, signifiant la perte complète d'information. Cependant l'égalisation permet la réouverture de l'œil ce qui signifié que l'information a été bien récupérée et le canal est bien égalisé.

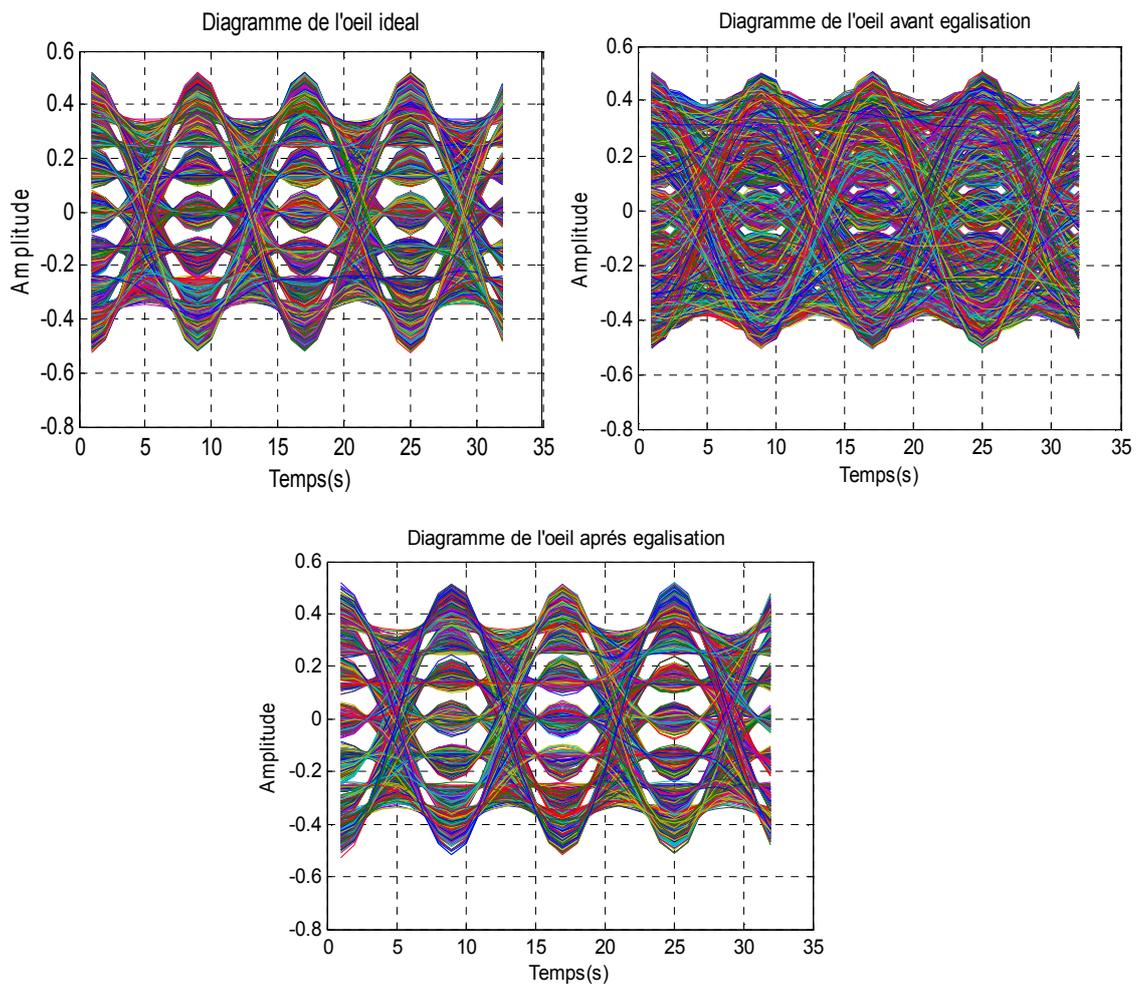


Figure 3.7: Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-PSK.

***d* Modulation 16-QAM**

Nous avons obtenu les mêmes résultats avec la modulation 16-QAM. On remarque que le canal a été bien égalisé.

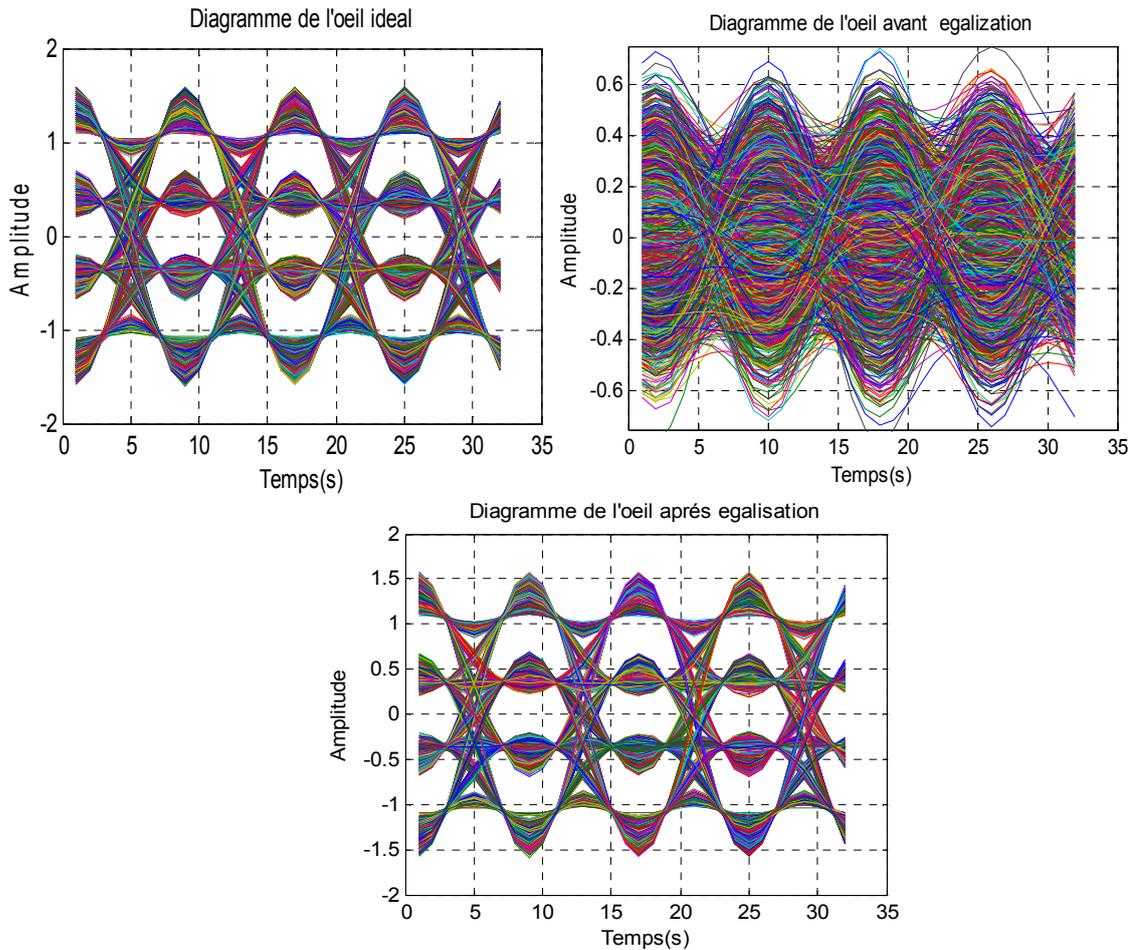


Figure 4.8: Diagramme de l'œil obtenu avec la modulation 16-QAM.

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

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

Dans cette partie nous réduisons la valeur du Roll-off en prenant $\alpha = 0.2$. D'après la figure obtenue, on remarque une différence au niveau de l'ouverture de l'œil dans le cas idéal et après égalisation par rapport aux figures 4.7 où $\alpha = 0.95$. L'ouverture de l'œil est nettement plus petite, que dans le cas précédent mais cela ne se traduit pas par une mauvaise égalisation du canal. Car nous pouvons voir sur la figure 4.9 que le cas idéal et l'après égalisation sont identiques.

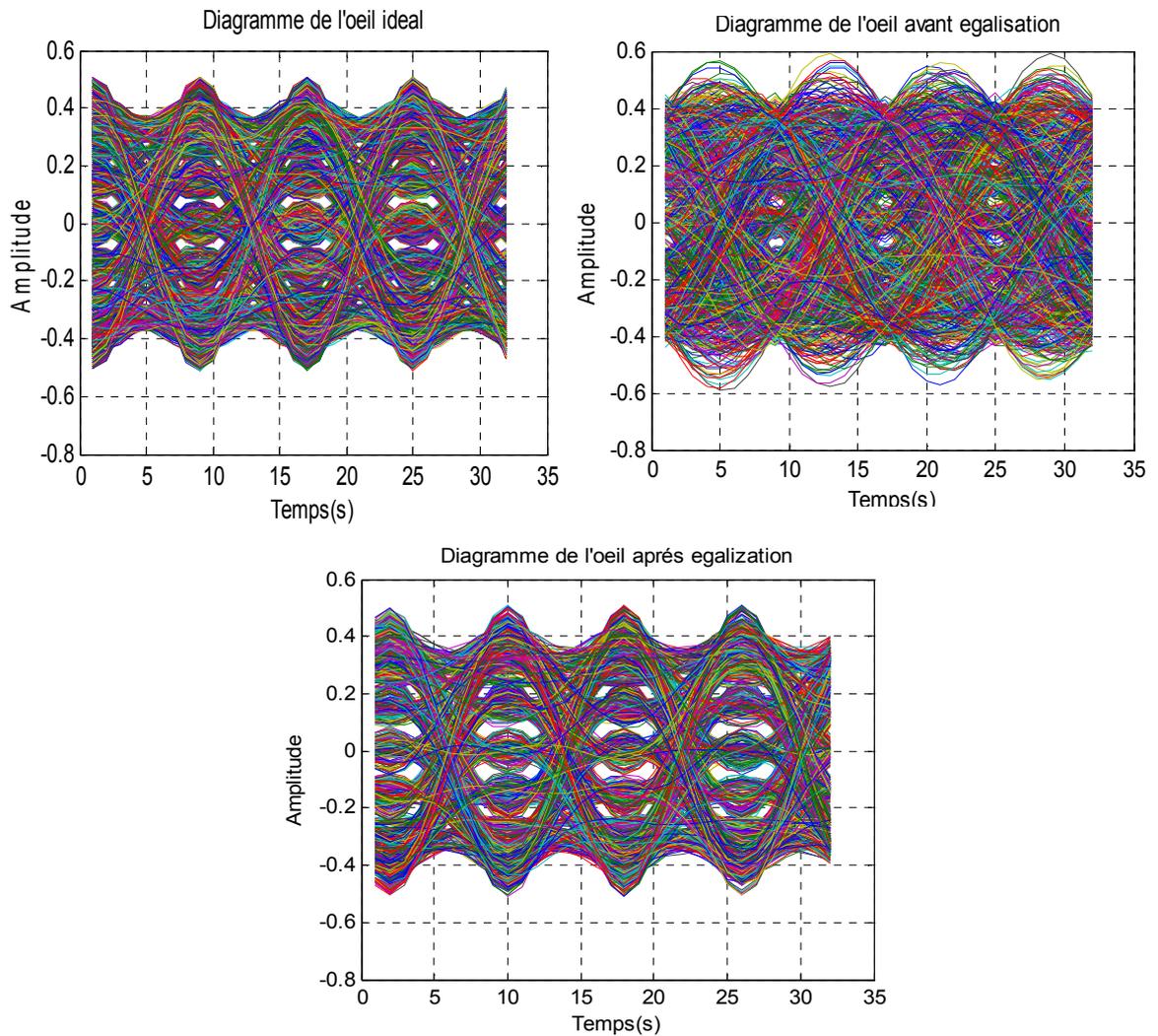


Figure 4.9: Diagramme de l'œil effet du roll-off.

Le choix du facteur de retombée est important, pour la performance de l'égaliseur ; cependant la valeur la plus proche de 1 est l'idéale.

1.3.3 L'erreur linéaire

Les figures 4.10 représentent l'erreur quadratique en fonction de nombre d'itération, avec la modulation utilisée 16-PSK. Ainsi l'erreur quadratique est donnée sous sa représentation normale ensuite en décibel (dB). Nous remarquons bien que cette dernière tend vers 0 après 500 itérations, et l'algorithme d'égalisation converge vers la solution optimale, en éliminant les interférences entre symboles.

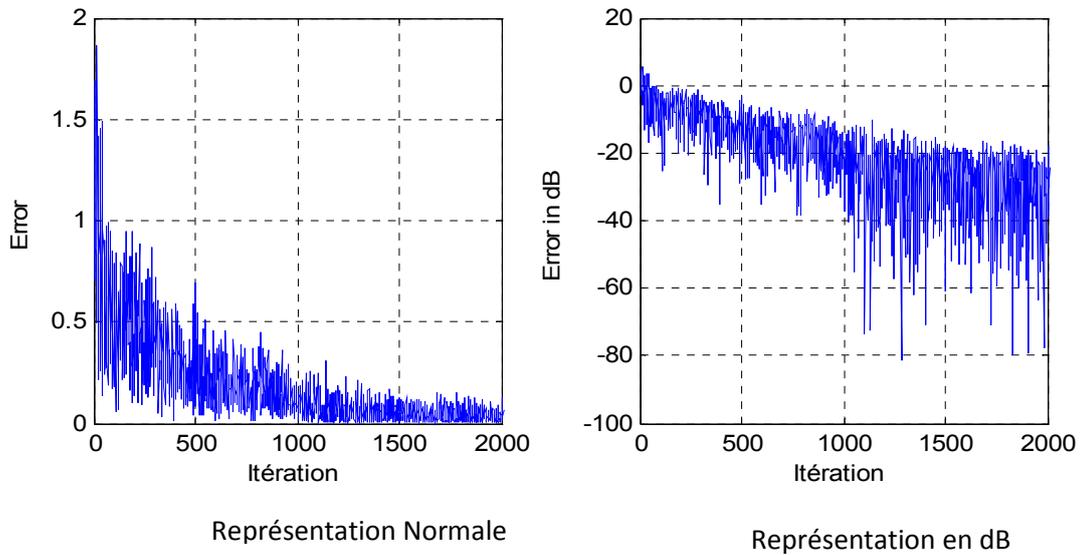


Figure 4.10: Diagramme de l'œil effet du roll-off.

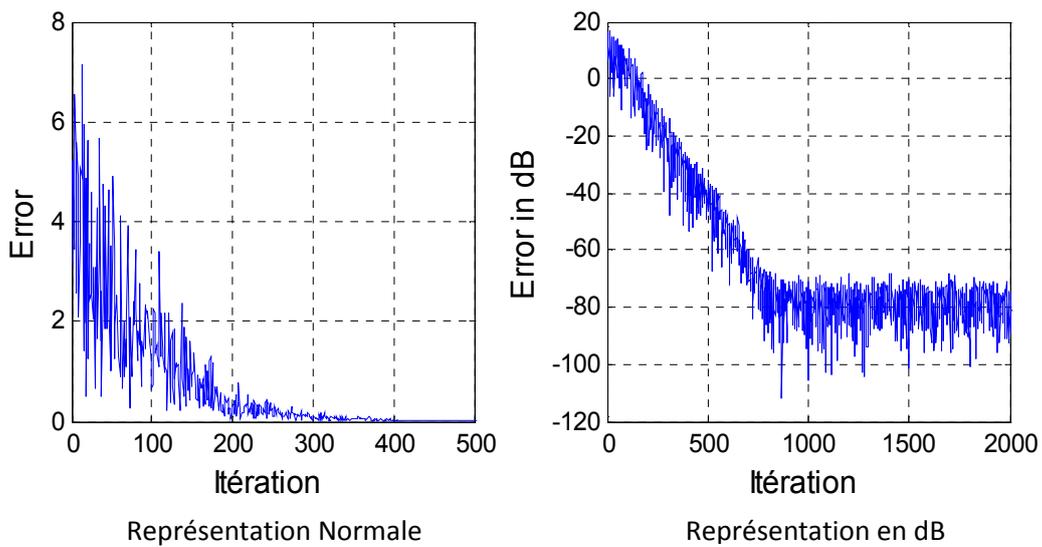


Figure 4.11: Erreur et EQM en dB pour 16-QAM.

Les figures 4.12 et 4.13 donnée ci-dessous représentent l'évolution temporelle du signal avant et après égalisation ; en effet, nous notons la présence de trois signaux dont l'un bleu (signal d'origine). Ce dernier est totalement couvert par le signal de couleur rouge (après égalisation). Puis nous avons un signal en violet (l'erreur entre la sortie et l'entrée) comme nous le montre la figure, il converge rapidement vers 0. Cela s'explique par l'égalité entre le signal émis et après égalisation. On conclut que l'erreur ne diverge pas, la convergence des coefficients est assurée.

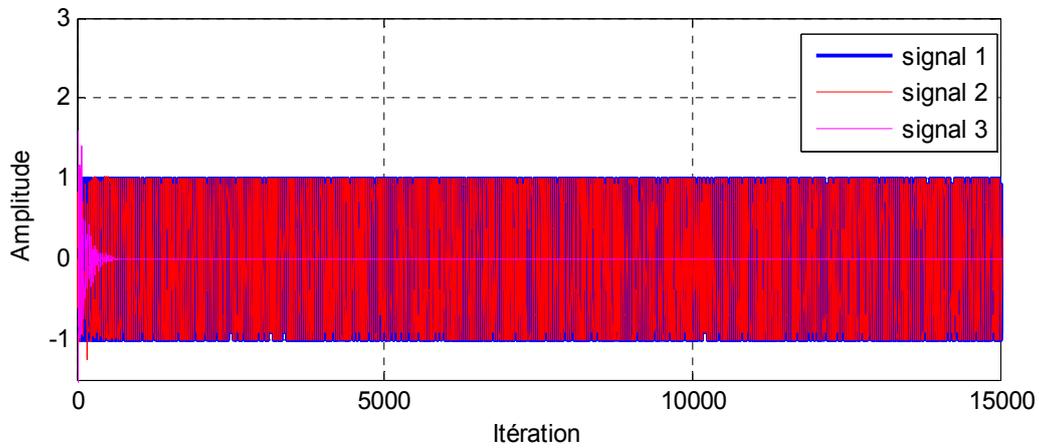


Figure 4.12: Représentation du signal avant et après égalisation et l'annulation de l'erreur pour 16-PSK.

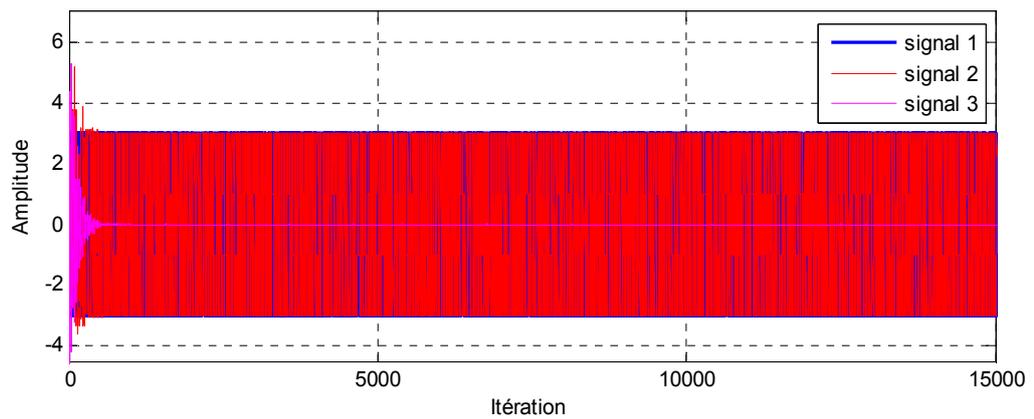


Figure 4.13: Représentation du signal avant et après égalisation et l'annulation de l'erreur pour 16-QAM.

1.3.4 Critère de l'erreur quadratique moyenne(MSE)

L'objectif de tout système de communication numérique est de transmettre l'information avec un minimum d'erreur. Afin de quantifier cette erreur, on utilise le MSE : l'algorithme à gradient stochastique cherche à minimiser l'EQM (MSE). Nous présentons les résultats des simulations obtenus en termes du critère de l'erreur quadratique moyenne et qui est donnée :

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

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

$$MSE_{dB} = 10 \log_{10}(e(n)^2)$$

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

a Influence du Rapport Signal à Bruit (SNR)

Dans cette partie nous étudierons l'influence du RSB sur l'évolution du MSE, à partir de trois valeurs suivantes RSB=20 ,40 et 60 dB pour les modulations 16-PSK et 16-QAM. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures 4.14 et 4.15, nous remarquons lorsque le SNR augmente, le MSE diminue très rapidement. On conclut que, le MSE et le SNR sont inversement proportionnels et pour obtenir de meilleures performances, nous devons augmenter la valeur du SNR ou bien la minimiser.

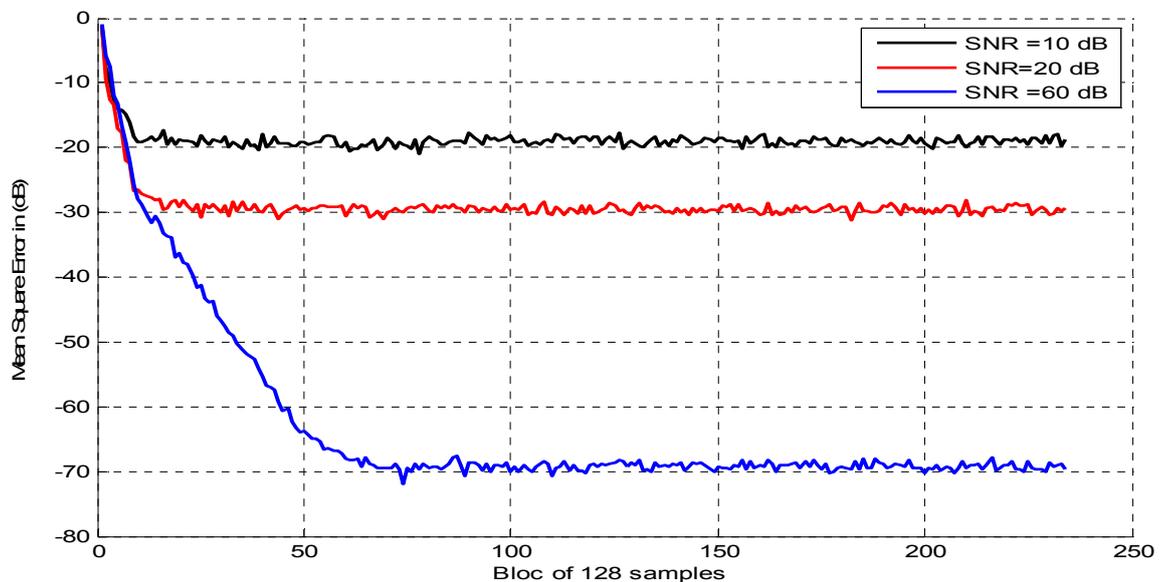


Figure 5.14: Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB pour 16-PSK.

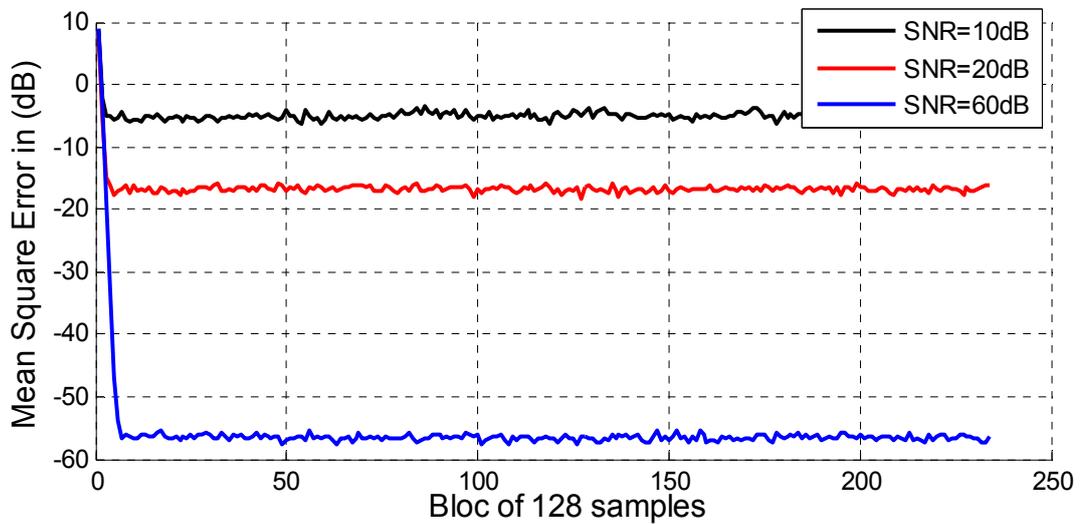


Figure 6.15: Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation du RSB pour 16-QAM.

b Influence de la Taille du filtre L

Dans La figure 4.16 et 4.17, nous avons tracé l'évolution du MSE en fonction de la variation de la taille du filtre égaliseur L , den utilisant les modulations 16-PSK et 16-QAM respectivement. Lors de la simulation, nous avons pris les valeurs suivantes $L=48, 144,$ et 288 en maintenant les autres paramètres constants.

Nous notons que la vitesse d'égalisation du canal est inversement proportionnelle avec la taille du filtre L .

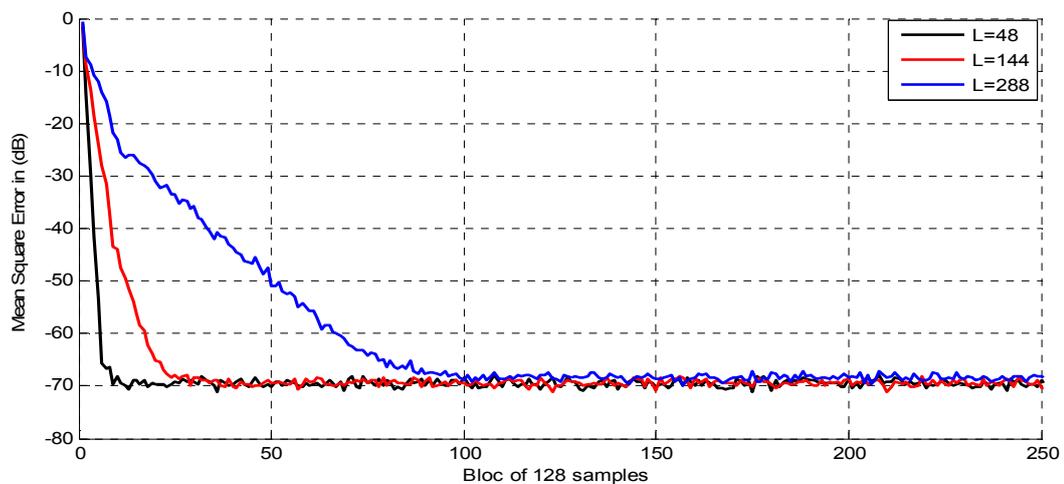


Figure 4.16: Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre pour une modulation 16-PSK.

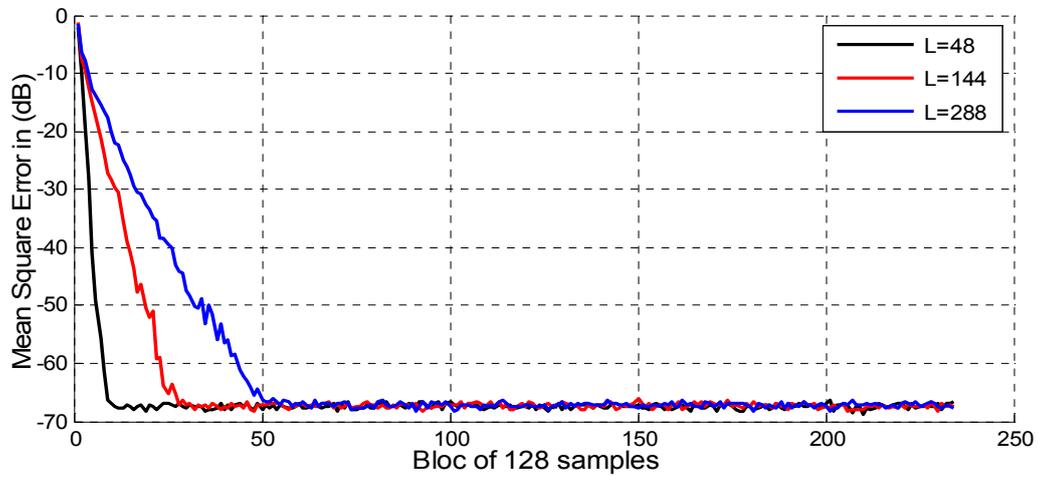


Figure 4.17: Evolution de l'EQM dans le temps à la sortie avec variation de la taille L du filtre pour une modulation 16-QAM.

c Variation du Pas d'adaptation μ

Dans cette partie nous étudions l'influence du pas d'adaptation μ sur l'évolution du MSE, dans la modulation {16-PSK et 16-QAM}.

A partir des figures 4.18 et 4.19, nous remarquons que lorsque le pas d'adaptation augmente, le MSE diminue très rapidement. On conclut que, la vitesse de convergence et le pas d'adaptation sont inversement proportionnels.

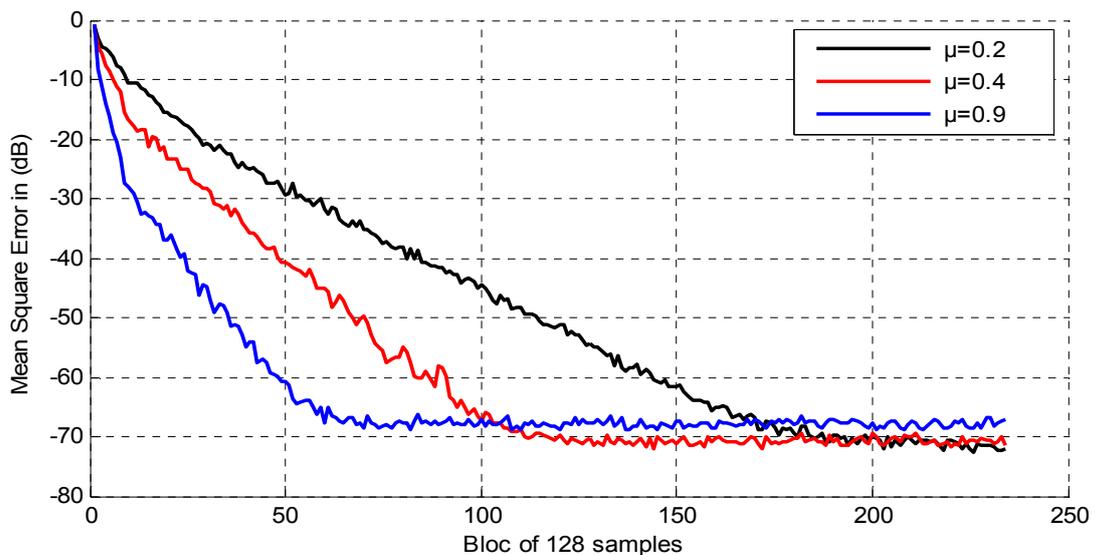


Figure 7.18: Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction du pas d'adaptation $\{\mu\}$ avec la modulation 16-PSK.

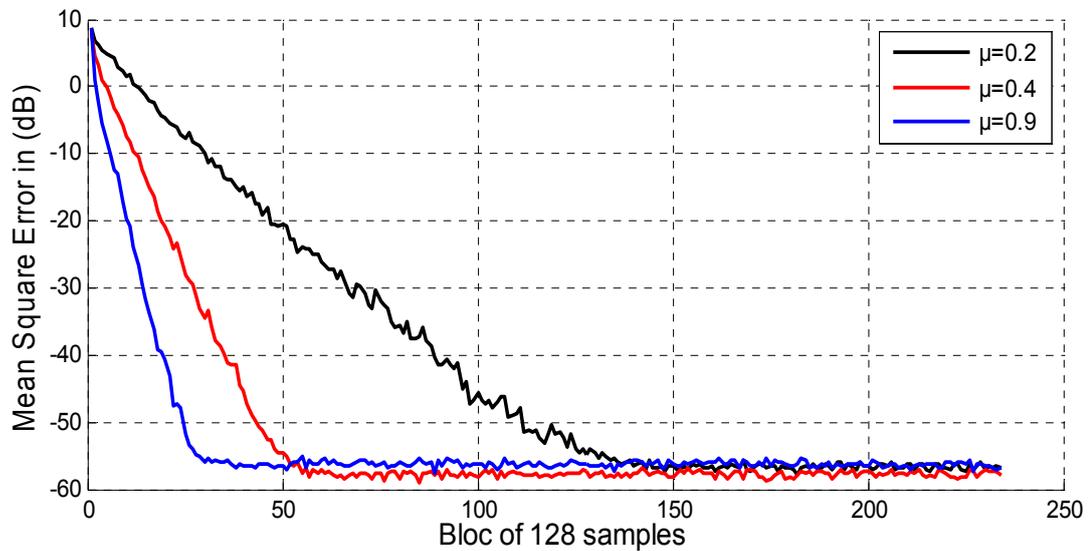


Figure 4.19: Evolution temporelle du MSE de sortie en fonction du pas d'adaptation $\{\mu\}$ avec la modulation 16-QAM.

4.3.5 Les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh

La figure 4.20 représente les trajets des signaux avec le canal de Rayleigh, nous notons un total de cinq canaux. Chaque forme de courbe décrit une densité de probabilité obtenue avec la loi de Rayleigh. Par la suite on va faire la convolution entre l'égaliseur et les différents canaux de Rayleigh pour vérifier le critère de Nyquist.

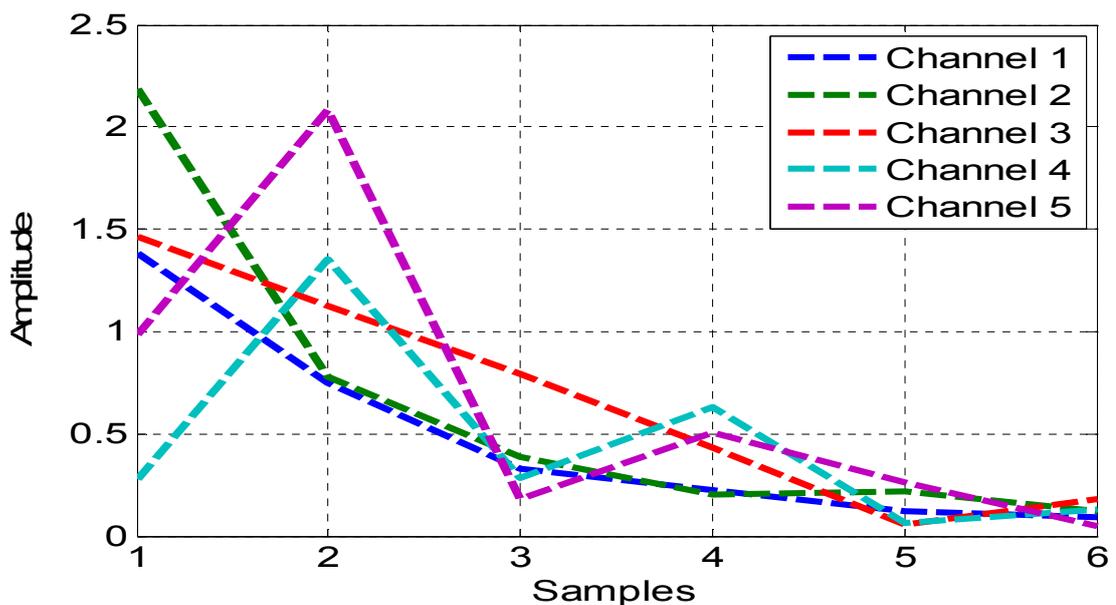


Figure 4.20: les trajets multiples du canal de Rayleigh.

1.3.5 Critère de Nyquist

La figure 4.21 représente, la convolution entre le canal réel et le canal estimé par l'égaliseur. Elle donne une impulsion de Dirac dans le temps dans les deux cas, la partie réelle et imaginaire.

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

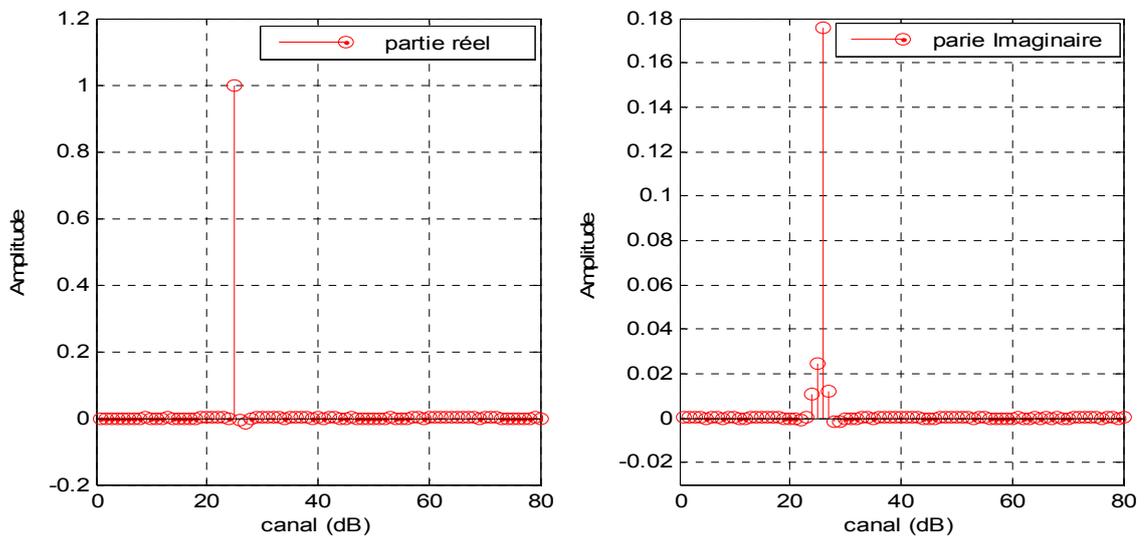


Figure 4.21: Critère de Nyquist.

1.3.6 Densité de probabilité du canal de Rayleigh

La figure ci-dessus représente la densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh. Elle nous donne une impulsion, avec chacun des cinq canaux bien séparés. Cela nous montre, que le canal a été bien égalisé et l'information a été récupérée.

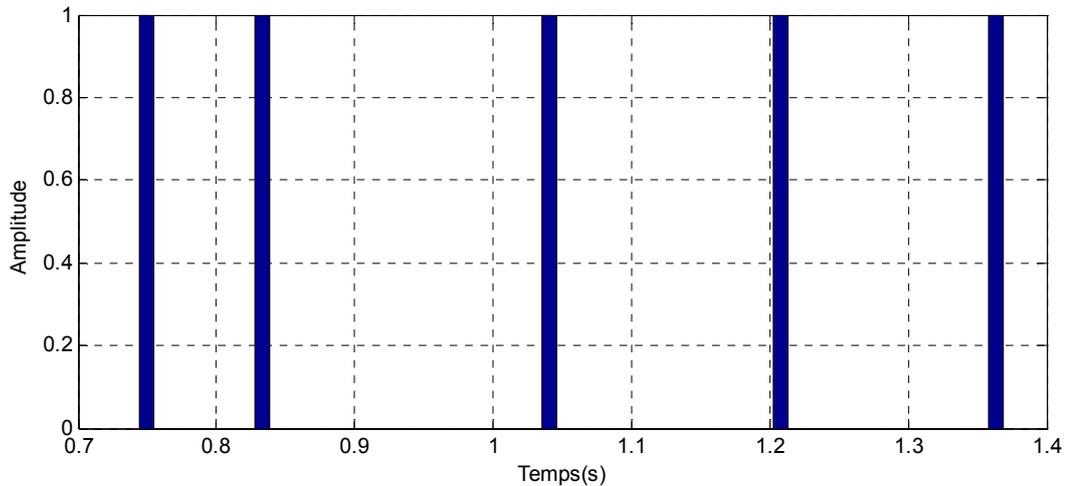


Figure 4.22: Densité de probabilité des différents trajets du canal de Rayleigh.

1.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les performances de l'égalisation pour une liaison descendant DS-SS (multi-utilisateur), avec phase d'apprentissage en utilisant l'algorithme NLMS (Least Mean Squares Normalised) pour la mise à jour des coefficients du filtre. Nous avons analysé, commenté et interprété les résultats obtenus après simulation dans les conditions de fonctionnement contraignante en faisant varier certains paramètres : le roll-off, SNR, la taille de filtre et le pas d'adaptation $\{\mu\}$.

On rappelle que la simulation a été faite avec le canal de Rayleigh, en utilisant les modulations {8-PSK, 16-PSK} et {8-QAM, 16-QAM}.

Dans la partie CDMA, on affecte chaque utilisateur un code généré par Hadamard, qui lui permet de transmettre des informations en évitant les interférences avec les messages provenant d'autres utilisateurs et avant décodage CDMA on fait l'égalisation pour chaque émetteur.

Nous avons remarqué qu'avec l'augmentation du rapport signal à bruit, l'erreur quadratique moyenne diminue pour les deux modulations utilisées et de même avec le pas d'adaptation, l'inverse est remarqué avec la taille de filtres égaliseur. Les résultats

obtenus montrent clairement l'efficacité de l'égaliseur adaptative et cela quelle que soit le type de modulation utilisé.



Conclusion générale

Dans un système de communication sans fil multi usagers, le partage des ressources pourra se faire sur plusieurs dimensions : fréquentiel, temporelle, par code etc. On appelle cette allocation de ressources l'accès multiple. La technique d'accès multiple CDMA est une technologie à la fois performante en termes de rapidité et en termes de qualité. Sa résistance au bruit, aux interférences inter-utilisateurs. Ce mémoire est consacré à l'étude d'un égaliseur multi-utilisateurs CDMA dans une chaîne de transmission.

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

Puis nous avons présenté la technique d'accès multiple CDMA qui permet la capacité d'un système de communication.

Ensuite, nous avons passé à l'égalisation en parlant de son principe, les critères à respecter lors de l'implantation d'un égaliseur, et les différents types d'égalisation. Une étude particulière de l'égalisation adaptative en utilisant l'algorithme NLMS.

Nous terminons ce modeste travail par la simulation de la chaîne de communication avec l'algorithme NLMS en utilisant les modulations (8-PSK, 16-PSK) et (8-QAM, 16-QAM). Nous avons visualisé, analysé, puis commenté explicitement les résultats obtenus. A l'issue de cette simulation, nous avons retenu que la variation de certains

paramètres tels que le RSB, la taille du filtre et le roll-off contribuent beaucoup à l'amélioration des performances de l'égaliseur.

Bibliographie

- [1] M. Joindot, A. Glavieux, "Introduction aux communications numérique", Masson, 1996.
- [2] P. Jardin, "Codage de la source ", ESIEE, octobre 2008.
- [3] J. Prokis, "Digital Communication ", Fourth Edition, McHill, 2000
- [4] P. Kadionic, "Base de transmission numérique les modulations numériques", ENSEIRB, 2000.
- [5] J-P. Muller, "les modulations numériques dans les system de communication", décembre 2000.
- [6]. M. Aksas. Mémoire de maitrise en génie électrique " Égaliseur Aveugle linéaire avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse" Ecole de Technologie Supérieur de Montréal, Québec 2003.
- [7] O. Pothier, Introduction générale au codage de canal, cours, septembre 2000.
- [8] N. Khadidja, M.Abdi, thèse d'ingénieur 'Application des filtres adaptatifs à l'égalisation de canal en télécommunication', spécialité télécommunication, Université de Blida 1, Juin 2009.
- [9] Giovanni Vannucci, "Combining Frequency-Division and Code-Division Multiplexing in a High-Capacity Optical Network", IEEE Network, mars 1989.
- [10] Z.Gherbi, "Décodage des codes convolutionnels de taux très faibles pour les systèmes AMRC", thèse de M.Sc.A., Ecole Polytechnique de Montréal, mars 1996.
- [11] Habib Fathallah , "conception et réalisation d'un système de communications optique par saut rapide de fréquence FFH-CDMA", Université laval, Québec, décembre 1997.
- [12] James. Lehnert, Michael b. Pursley, "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences", janvier 1987.

- [13] Bernard Sklar, "Digital Communications Fundamentals and Applications", Prentice Hall, 1958.
- [14] Eric Hameljn, "Etude des performances d'un système CDMA à taux multiples", thèse de M.Sc., Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval, septembre 1997.
- [15] James. Lehnert, Michael b. Pursley, "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences", janvier 1987.
- [16] M.B. Pursley, H.F. A. ROFFS, "Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences", IEEE Transactions on Communications, octobre 1979.
- [17] K.Houda, "Effets des codes correcteurs d'erreurs sur les systèmes CDMA à taux multiples", Thèse (M.Sc.), Faculté des études supérieures de l'université Laval, mai 1999.
- [18] J-F. Bercher, 'extrait de radiocommunication numérique', vol 1, Dunod, 2002.
- [19] Heinrich Meyr, M. M., Stefan A. Fechtel "Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing (Wiley series in telecommunications and signal processing" New York, N.Y. 1998.
- [20] C. Papadias, thèse de Doctorat 'Methods for blind equalization and identification of linear channels', école Nationale Supérieure des Télécommunications, Mars 1995.
- [21] Brossier, J. M. "Signal et communication numérique" (Édition Hermès) 1997.
- [22] A. Berdai. Mémoire de maîtrise en génie électrique, 'Égalisation aveugle et turbo égalisation dans les Canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps', Université Laval, Québec, 2006.
- [23] D. Manolakis, V. K. Ingle, S-M. Kogon, 'Statistical and Adaptive signal Processing', ARTECH HOUSE, 2005.
- [24] D. Manolakis, V. K. Ingle, S-M. Kogon, 'Statistical and Adaptive signal Processing', ARTECH HOUSE, 2005.
- [25] T, Yéra. S, Mohamed "Egalisation des canaux à trajets multiples par l'algorithme RLS" Mémoire de Master 2 de l'université de SAAD DAHLAB de Blida-1, juin 2017.

