

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

M.Ing.

PAR
MADJID AKSAS

ÉGALISEUR AVEUGLE LINÉAIRE AVEC RECOUVREMENT SIMULTANÉ DE
LA PHASE DE LA PORTEUSE

MONTRÉAL, LE 30 AVRIL 2003

© droits réservés de Madjid Aksas

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Jean Belzile, directeur de recherche
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. René Landry, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Vahé Narguénzien, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 11 AVRIL 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ÉGALISEUR LINÉAIRE AVEUGLE AVEC RECOUVREMENT SIMULTANÉ DE LA PORTEUSE

Madjid Aksas

SOMMAIRE

Avec le développement des communications numériques sans fil, les systèmes radio numériques à haut débit ont pris une place importante. Parmi les parties de ces systèmes qui influencent considérablement leurs performances, on trouve l'égalisation et la synchronisation.

La première est destinée à éliminer les interférences entre symboles (IES) créées par les canaux multi-chemins. Le comportement du canal est en général inconnu et susceptible de varier dans le temps. Dans ce cas, l'égaliseur doit fonctionner de manière adaptative pour s'adapter à ces variations temporelles. Dans la perspective de transmettre à haut débit et afin d'améliorer l'efficacité spectrale, une des solutions proposées est l'utilisation de l'égalisation aveugle. Ceci permet d'éviter l'utilisation de séquences d'entraînement et toute la bande de transmission peut alors être utilisée pour transmettre de l'information.

Lors de la démodulation, la synchronisation de la porteuse est une opération d'une grande importance puisqu'elle permet d'ajuster la phase de l'oscillateur local avec celle utilisée à l'émission. Les modulations M-QAM à grande efficacité spectrale sont très sensibles aux variations de phase, et des précautions supplémentaires doivent être prises afin de garantir un bon fonctionnement du système.

Dans le cadre de notre travail de recherche, nous avons étudié et conçu un égaliseur linéaire aveugle avec récupération de la phase de la porteuse. Pour améliorer les performances du système, une approche différente de celle généralement utilisée, a été proposée. Elle se base sur la réalisation simultanée de l'égalisation et du recouvrement de la phase, et utilise le principe de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne par la méthode du gradient stochastique. Les simulations réalisées sous le logiciel SPW montrent que la technique proposée donne des performances intéressantes par rapport à l'approche classique. Les gains de performances peuvent atteindre 10 dB sont obtenus.

REMERCIEMENTS

Ce mémoire a été réalisé au sein du laboratoire de communications et d'intégration de la microélectronique (LACIME), de l'école de technologie supérieure.

Je tiens en premier lieu à exprimer ma profonde reconnaissance à mon directeur de recherche Dr. Jean Belzile pour ses conseils qu'il m'a prodigué tout le long de ce projet en plus de son soutien financier. Je le remercie également pour la qualité de sa supervision et sa collaboration pour mener à terme ce mémoire.

Je remercie tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont voulu porter à ce travail en acceptant de l'évaluer.

Je tiens également à remercier Mrs Idir Chahed, Ahmed Birafane et Farid Ghanem pour leurs précieux conseils pour rédiger ce mémoire.

Enfin je tiens à remercier ma chère famille, ma femme et ma petite fille Sarah de sept mois, du soutien morale qui m'a offert durant ce projet.

JOINT BLIND EQUALIZATION AND CARRIER RECOVERY

Madjid Aksas

ABSTRACT

Used in a high rate digital link, synchronization as well as equalization are two important processes aimed to retrieve the transmitted data with less errors. The equalizer is dedicated to the suppression of inter-symbol interference (ISI) created by the channel's multi-path effect. The behavior of the channel is unpredictable and is prone to change with time. The equalization process has to be adaptive those variations. on the other hand, the goal of the synchronization is to adjust the phase of the local oscillator (used in the demodulator) with that of the carrier used in the transmit side. However, the spectrally efficient modulations techniques, M-QAM, are very sensitive to synchronization variations in the receive side.

In this thesis, a thorough investigation was made on the carrier phase recovery process. Therefore, a technique is proposed to improve the performance of the system. This technique uses the principle of reducing the average quadratic error of the stochastic gradient method. The simulation results show an improvement in the performance, relative to the conventional approach of up to 10 dB

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES TABLEAUX	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES	x
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 SYSTÈME DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE	4
1.1 Introduction	4
1.2 Chaîne de transmission numérique	4
1.2.1 Codeur de source et de canal	5
1.2.2 L'émetteur	6
1.2.3 Techniques de modulation	6
1.2.3.1 L'efficacité spectrale	8
1.2.3.2 Modulations M-aires	8
1.2.3.3 Modulation d'amplitude en quadrature (QAM)	9
1.2.4 Canal de transmission	12
1.2.4.1 Évanouissement sélectif en fréquence	12
1.2.5 Bruit Gaussien	15
1.2.6 Générateur de gigue de phase	16
1.2.7 Critère de Nyquist	17
1.2.8 Diagramme de l'œil	21
1.2.9 Conclusion	23
CHAPITRE 2 ALGORITHMES D'ÉGALISATION	24
2.1 Introduction	24

2.2	Stabilité des filtres numériques.....	24
2.2.1	Filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF).....	25
2.2.3	Filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII)	25
2.3	Égaliseur linéaire	26
2.3.1	Égaliseur transversal	26
2.3.2	Égaliseur récursif.....	27
2.3.3	Adaptation de forçage à zéro	28
2.3.4	Algorithme du gradient stochastique.....	30
2.3.4.1	Algorithme adaptatif LMS-DA.....	32
2.3.4.2	Algorithme adaptatif LMS-DD.....	32
2.4	Égaliseur adaptatif	33
2.4.1	Principe de fonctionnement	33
2.5	Égaliseur non linéaire	34
2.5.1	Égaliseur récursif avec décision dans la boucle (DFE)	34
2.5.2	Probabilité maximale de vraisemblance (MLSE)	35
2.5.3	Algorithme de Godard	36
2.5.4	Algorithme d'adaptation MCMA	38
2.6	Synchronisation	39
2.6.1	Estimation de phase	40
2.6.1.1	Estimation de phase par le critère du maximum de vraisemblance.....	42
2.7	Conclusion	46
	CHAPITRE 3 ARCHITECTURE PROPOSÉE.....	47
3.1	Introduction.....	47
3.2	Circuit de l'émetteur	47
3.3	Récupération d'horloge.....	48
3.4	Égaliseur à suréchantillonnage	49
3.5	Structure de l'égaliseur	50
3.6	Algorithme d'adaptation des coefficients $c_i(k)$	51
3.7	Algorithme d'adaptation de la phase $\phi(k)$	53

3.8 Conclusion	55
CHAPITRE 4 RÉSULTATS ET ANALYSE DES PERFORMANCES.....	56
4.1 L'algorithme de récupération de la phase sans canal de transmission	56
4.2 Choix des paramètres de l'algorithme d'égalisation.....	60
4.3 Diagramme de l'œil	60
4.4 Erreur quadratique moyenne (EQM).....	62
4.4 Égalisation de canal	64
4.4.1 Égalisation avec recouvrement de phase en l'absence du bruit.....	65
4.4.2 Égalisation sans recouvrement de phase en l'absence du bruit	67
4.4.3 Égalisation avec recouvrement de phase en présence du bruit.....	71
4.4.4 Égalisation en présence du bruit sans recouvrement de phase	74
4.5 Conclusion	78
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	79
ANNEXE	81
BIBLIOGRAPHIE	90

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1	Système de transmission numérique.....	5
Figure 2	Constellation 16 QAM.....	10
Figure 3	Modèle d'un canal de Rummel	14
Figure 4	Modèle d'atténuation de Rummel	14
Figure 5	Distribution Gaussienne	15
Figure 6	Filtrage d'un bruit Gaussien	16
Figure 7	Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist	17
Figure 8	Modèle de l'émission.....	18
Figure 9	Superposition des échantillons adjacents	21
Figure 11	Imperfection indiquée par le diagramme de l'œil.....	23
Figure 12	Égaliseur transversal.....	27
Figure 13	Égaliseur récursif.....	28
Figure 14	Égaliseur transversal dans une chaîne de transmission	30
Figure 15	Égaliseur DFE.....	35
Figure 16	L'algorithme MLSE dans le circuit de réception	36
Figure 17	Schéma synoptique d'un démodulateur QAM	41
Figure 18	Estimateur ML d'une porteuse non-modulée	45
Figure 19	Structure de l'égaliseur.....	51
Figure 21	Schéma synoptique du circuit de récupération de la phase	58
Figure 22	Constellations de bruit de phase et de sa récupération	58
Figure 23	Bruit de phase en émission et son estimation en réception	59
Figure 24	Diagramme de l'œil et Constellation.....	61
Figure 25	EQM de 28 dB d'évanouissement et bruit de phase de -10 dB	62
Figure 26	EQM en fonction de l'évanouissement avec recouvrement	
	de phase en l'absence du bruit	66
Figure 27	EQM avec recouvrement de phase en l'absence du bruit.....	67

Figure 28 EQM en fonction de l'évanouissement sans recouvrement.....	
de phase en l'absence du bruit	69
Figure 29 EQM sans recouvrement de phase en l'absence du bruit	70
Figure 30 EQM en fonction de l'évanouissement avec recouvrement	
de phase en présence du bruit	72
Figure 31 EQM avec recouvrement de phase en présence du bruit.....	75
Figure 32 EQM en fonction de l'évanouissement avec et sans	
recouvrement de phase en présence du bruit.....	76
Figure 33 EQM avec et sans recouvrement de phase en présence du bruit	77

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Paramètres de l'émetteur.....
Tableau II	Égalisation de canal sans bruit de phase.....
Tableau III	EQM avec recouvrement de phase en l'absence du bruit
Tableau IV	EQM sans recouvrement de phase en l'absence du bruit.....
Tableau V	EQM avec recouvrement de phase en présence du bruit.....
Tableau VI	EQM sans recouvrement de phase en présence du bruit.....

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

A	Évanouissement en dB
A_i	Amplitude du signal modulé
$a(k)$	Information à l'instant d'échantillonnage k
$\hat{a}(k)$	Information estimée à l'instant d'échantillonnage k
AGC	Contrôle automatique du gain (Automatic control gain)
AM	Modulation d'amplitude
ASK	Amplitude shift keying
C	Capacité du canal
c_n	Coefficients de l'égaliseur avant
CMA	Constant modulus algorithm
DA	Directed aided
d	Symbol discret
dB	Décibel
DD	Directed decision
DFE	Decision feedback equalizer
$e(k)$	Erreur quadratique moyenne
E_{Si}	Énergie du symbole transmis
EQM	Erreur quadratique moyenne
FIR	Réponse impulsionnelle finie
FM	Modulation de fréquence
FSE	Factionnal spaced equalizer
FSK	Frequency shift keying
G_e	Réponse fréquentielle du filtre d'émission
G_r	Réponse fréquentielle du filtre de réception
H	Fonction de transfert d'un canal
$I(x)$	Partie réelle du signal complexe
IES	Interférence entre symboles

J_k	Fonction objective du coût
LACIME	Laboratoire de communications et d'intégration de la micro-électronique
LMS	Least mean square
M	Nombre de symboles
MMSE	Minimum mean square error
MCMA	Modified constant modulus algorithm
MHz	Méga Hertz
MLSE	Estimateur de séquences à maximum de vraisemblance
N_0	Densité spectrale de bruit
PM	Modulation de phase
PSK	Phase shift keying
$Q(x)$	Partie imaginaire du signal complexe
QAM	Modulation en quadrature d'amplitude
R_b	Taux de transmission par bit
R_s	Taux de transmission par symbole
$S_n(f)$	Densité spectrale du bruit
SNR	Rapport signal à bruit
SPW	Signal Processing Workstation
T	Durée d'un symbole
t	Temps
$s_i(t)$	Signaux de transmission
$n(t)$	Valeur temporelle du bruit
N_0	Densité spectrale du bruit
x_k	Symbole à l'entrée du filtre à l'instant k
y_k	Symbole à la sortie du filtre à l'instant k
η	Efficacité spectrale
ϕ_1, ϕ_2	Base orthonormale
α	Facteur de mise en forme
β	Facteur du chemin de réflexion du canal

γ	Rayon de Godard
$P(x)$	Densité de probabilité
τ	Différence entre deux délais de propagation
μ	Coefficients de l'égaliseur avant
σ	Variance
W	Bandé passante du canal
w_n	Coefficients de l'égaliseur arrière

INTRODUCTION

Dans le cadre du projet de recherche en vue de l'obtention du diplôme de maîtrise, nous avons travaillé sur la conception d'un égaliseur aveugle avec recouvrement simultané de la phase de la porteuse pour les communications numériques sans fil. Ce travail est motivé par le grand intérêt qui est porté à l'égalisation aveugle.

Problématique

Depuis l'avènement des systèmes de communications numériques sans fil, leur utilisation ne cesse de croître et la demande pour des communications de plus en plus fiables et avec des débits de plus en plus grands est devenue importante. Avec ces nouvelles exigences en terme de quantité d'information et les contraintes de disponibilité de bandes de fréquences, un nouveau défi est apparu et a pris une importance majeure dans la conception des systèmes de communication. En effet, la capacité de transmettre le maximum de données dans un minimum de largeur de bande, i.e. augmentation de l'efficacité spectrale, est devenue le facteur déterminant et le gage de survie pour les fournisseurs de service sans fil. Pour arriver à cet objectif, une des approches proposées consiste en la réduction des bits ne contenant pas de l'information dans les messages transmis. En effet, plusieurs systèmes de communication utilisent des égaliseurs qui ont pour rôle d'identifier le canal et de compenser ses effets sur les signaux transmis (élimination des interférences entre symboles). Cette partie du système emploie, en grande majorité, des séquences d'entraînement qui consistent en un nombre de bits bien connus, qui sont transmis en même temps que les bits d'information. Malheureusement, leur proportion par rapport aux bits d'informations peut être assez importante, ce qui se traduit par une chute de l'efficacité spectrale. En réalisant l'égalisation de façon aveugle, c'est-à-dire sans recourir à l'utilisation de séquences d'entraînement, un plus grand nombre de bits d'informations peut être envoyé, ce qui a pour effet d'augmenter l'efficacité spectrale.

Parmi les facteurs qui affectent les performances des égaliseurs, on trouve le bruit de phase qui peut être d'origine thermique ou généré par le système de communication. Pour remédier à ce problème, la solution classique consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL). Ce circuit fonctionne de manière à verrouiller un oscillateur local sur la fréquence et la phase du signal appliquée à son entrée. Cependant, lorsque le transmetteur lui-même génère un bruit de phase, le circuit de PLL ne fonctionne pas toujours de manière adéquate, ce qui affecte les performances de l'égalisation.

Objectif

L'objectif de notre travail est d'étudier et d'améliorer les performances d'un égaliseur aveugle linéaire permettant, simultanément, d'annuler les interférences entre symboles causées par le canal multitrajets et de réaliser le recouvrement de la phase. Contrairement à l'approche classique, on propose de concevoir un système qui utilise les statistiques du signal pour réaliser à la fois l'égalisation, de manière aveugle, et le recouvrement de la phase. Ceci est obtenu par un algorithme de gradient stochastique basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE).

Afin de simuler le fonctionnement du système conçu, nous avons utilisé un simulateur numérique SPW (Signal Processing Workstation) sous une plate-forme UNIX. Dans notre travail, nous avons utilisé le modèle de canal de Rummler qui utilise deux chemins distincts : l'un direct et l'autre réfléchi. Afin d'introduire le bruit de phase, nous avons utilisé un générateur aléatoire Gaussien qui fait varier la phase des symboles. La constellation utilisée est la 16 QAM.

Structure du mémoire

Ce mémoire est structuré comme suit : le premier chapitre est consacré à la description du système 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 second chapitre présente les différents algorithmes utilisés dans l'égalisation et le recouvrement de la porteuse. Le troisième chapitre explique en détail l'architecture de l'égaliseur proposé avec les paramètres du système. Enfin, le dernier chapitre présente les performances de l'égaliseur dans différentes situations (estimation et non estimation de phase dans l'égaliseur et présence et absence du bruit de phase). Enfin, on termine par une conclusion et quelques recommandations.

Contribution

Le travail présenté dans ce mémoire a contribué à l'amélioration des performances de l'égalisation aveugle en réalisant conjointement le recouvrement de la phase de la porteuse. En effet, en présence d'un bruit de phase au niveau de l'émetteur et en transmettant à travers un canal de transmission hostile, un égaliseur classique a tendance à diverger. En intégrant à l'égaliseur un module qui estime le bruit de phase et le minimise, nous avons démontré que des améliorations importantes, en terme de performances, peuvent être obtenues.

CHAPITRE 1

SYSTÈME DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et une destination en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transmis peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (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. Dans ce chapitre, nous présenterons les éléments de la chaîne de transmission depuis la source jusqu'à la destination.

1.2 Chaîne de transmission numérique

Dans la transmission en bande de base, le signal est transmis sur le canal sans l'opération de modulation qui translate le spectre du signal pour le centrer sur une fréquence porteuse f_0 . Le schéma synoptique d'un système de transmission en bande de base [27] est illustré à la Figure 1. À l'émission, le signal à transmettre est composé de nombres binaires $\{a_n\}$ codés en un ensemble de données qui module l'amplitude des impulsions $s(t)$ au taux de transmission des symboles R_s . Les filtres d'émission et de réception optimisent le rapport signal à bruit et limitent la largeur de bande du signal.

Le canal de transmission est considéré comme étant le milieu de propagation de l'onde transmise. Il est modélisé par un filtre linéaire de réponse impulsionale $h(t)$ suivi d'un bruit additif gaussien. À la réception, le signal est injecté à l'entrée d'un filtre de réception de réponse impulsionale $g_r(t)$ et sa sortie est échantillonnée à la cadence $1/T_s$ d'émission des symboles $d(k)$. Ces derniers sont envoyés vers un circuit de décision. Enfin, le décodeur restitue les bits estimés $\hat{a}(k)$ correspondant à bit $a(k)$ émis.

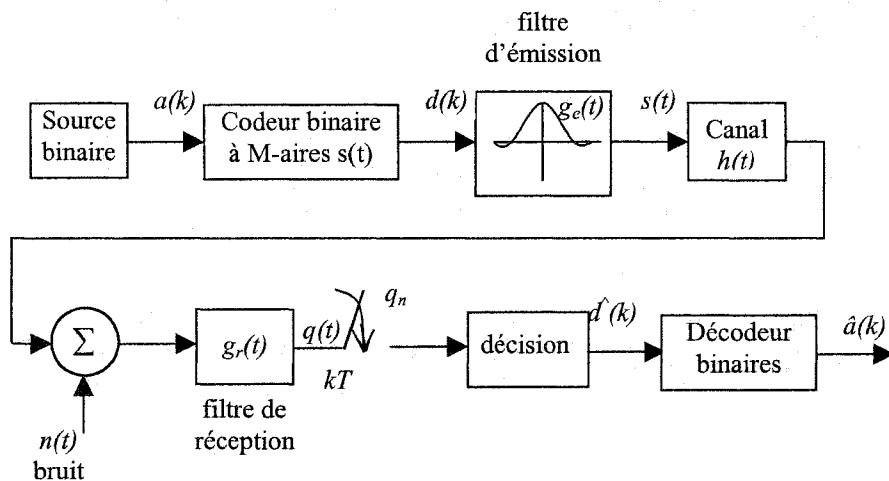


Figure 1 Système de transmission numérique

1.2.1 Codeur de source et de canal

Le codage de source vise à la compression du message afin de minimiser les ressources nécessaires à la transmission (temps, puissance, bande passante, surface de stockage, etc.). Ce codage permet de diminuer le coût de la transmission. Le codage de canal a pour objectif de protéger le message contre les perturbations du canal de transmission. Il y a donc antagonisme entre codage de source et codage de canal, l'objectif du premier étant de diminuer la redondance du message de source, et celui du deuxième d'en ajouter dans un but de protection.

1.2.2 L'émetteur

Le message numérique issu du codeur de canal, en tant que suite d'éléments binaires, est d'une grandeur abstraite. Pour le transmettre et l'adapter au canal de transmission, il est donc nécessaire de lui associer une représentation physique sous forme d'un signal électrique. C'est la première fonction de l'émetteur, appelée généralement opération de modulation. Le choix d'une modulation se fait en considérant l'occupation spectrale du canal, les performances et la complexité du modulateur/démodulateur. La modulation adéquate permet aussi d'adapter le signal modulé au milieu de propagation. Parmi les autres traitements effectués par l'émetteur, on peut citer le filtrage du signal modulé avec un filtre passe bas pour limiter sa bande passante. Le modulateur élabore parfois un signal dont le spectre est centré autour d'une fréquence dite intermédiaire plus basse et l'émetteur effectue ensuite une translation de fréquence qui permet de centrer le signal modulé autour de la fréquence radio souhaitée. Si on transmet k bits d'information codés à la fois en utilisant $M = 2^k$ formes d'ondes distinctes $s_i(t)$, $i = 1, \dots, M$, cette méthode est appelée la modulation M -aires (multiniveaux). La modulation d'amplitude en quadrature (QAM) est une modulation M -aire en deux dimensions qui sera décrite plus en détail par la suite.

Le filtre de mise en forme permet au signal modulé d'être plus résistant en présence d'interférences entre symboles en concentrant l'énergie du signal au centre de chaque symbole. Il contribue aussi à réduire la largeur de bande de transmission. Un filtre de mise en forme typique est le filtre de type cosinus surélevé.

1.2.3 Techniques de modulation

L'objectif de la modulation est d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. La transmission de données peut se faire des deux manières suivantes :

- Modulation en bande de base; dans ce cas, le signal est directement transmis sur le canal.
- Modulation avec porteuse; dans ce cas, le signal émis est centré sur une porteuse.

Les modulations qui translatent le spectre du signal vers la fréquence porteuse sans en modifier la forme sont appelées modulations linéaires. Par contre, les modulations qui modifient la forme du spectre du signal en bande de base sont dites non linéaires [12].

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

$$S_i(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i). \quad (1.1)$$

où A_i , f_i et θ_i , sont respectivement l'amplitude du signal, la fréquence et la phase de la porteuse. On fait varier certains des paramètres de la porteuse en fonction du signal modulant (l'information utile). Par exemple, on note les trois modulations de base suivantes :

1. La modulation d'amplitude ASK est l'amplitude du signal d'une porteuse haute fréquence qui est modifiée proportionnellement à l'amplitude instantanée du signal d'information.
2. La modulation de fréquence FSK est l'amplitude de la porteuse maintenue à une valeur constante, tandis que sa fréquence est modifiée par le signal utile.
3. La modulation de phase PSK ressemble à la modulation de fréquence mais la phase de la porteuse est modifiée par le signal modulant. Dans la modulation de phase, les composantes réelles et imaginaires sont dépendantes car leurs valeurs sont contraintes selon un ordre spécifique dans le but de produire une enveloppe constante du signal.

1.2.3.1 L'efficacité spectrale

L'efficacité spectrale, comme son nom l'indique, est le nombre de bits par unité de fréquence. On définit l'efficacité spectrale η par la relation suivante :

$$\eta = \frac{R_b}{W} \quad (1.2)$$

R_b : taux de bits d'informations (bits/s).

W : la largeur de bande du signal transmis (Hz).

Suivant le type de canal utilisé (satellite, câble, hertzien, terrestre), on dispose d'une largeur de bande déterminée par des considérations techniques et administratives. Les conditions techniques (SNR et échos) sont très différentes entre la réception de signaux provenant :

- Des satellites :
 - stables et sans écho
 - SNR faible (8 à 10 dB)
- D'un câble :
 - SNR élevé (30 dB)
 - Possibilité de très longs échos
- De liaison hertzienne :
 - Échos importants, surtout en mobile et en agglomération
 - Variations de niveau reçu importantes

1.2.3.2 Modulations M-aires

L'avantage des modulations M-aires est de réduire considérablement le débit de transmission pour l'adapter aux possibilités du type du canal utilisé. La modulation

M-aires la plus commune est la modulation QAM. Elle nécessite une linéarité suffisante pour permettre une reconnaissance des données à la réception. Par exemple, la modulation 256 QAM qui envoie huit bits par symbole est huit fois plus efficace qu'une modulation BPSK, par exemple elle ne nécessite qu'une bande passante de 10 Kbits/s pour transporter un signal de 80 Kbits/s. Comme le bruit et la distorsion peuvent affecter l'amplitude et la phase du signal de porteuse, ils peuvent entraîner une erreur de lecture du démodulateur. Plus le décalage est important, plus le taux d'erreur sur les bits (BER) est élevé. Dans le cas où le signal d'entrée est fortement déformé ou atténué, le récepteur perd totalement le verrouillage des symboles. Si la fréquence d'horloge des symboles ne peut plus être extraite correctement par le récepteur (c'est-à-dire la fréquence et le moment exact où chaque symbole individuel est transmis), l'information ne peut pas être correctement récupérée.

1.2.3.3 Modulation d'amplitude en quadrature (QAM)

La modulation utilisée dans ce mémoire est celle de 16 QAM. Cette dernière est constituée de deux modulations simultanées : la modulation en phase et la modulation en amplitude [31]. Les constellations de signaux pour un système QAM (4, 16, 64, 256, 1024) sont souvent carrées. Si la séquence d'informations binaires à l'entrée du modulateur est de longueur 4, alors le modulateur aura une constellation de 16 points car la grandeur de celle-ci est donnée par $M= 2^k$ (k est le nombre de bit par symbole). Chaque point de la constellation est situé aux valeurs $\pm a$ ou $\pm 3a$ pour un système 16 QAM (voir la Figure 2). La valeur de a est définie selon l'énergie du symbole.

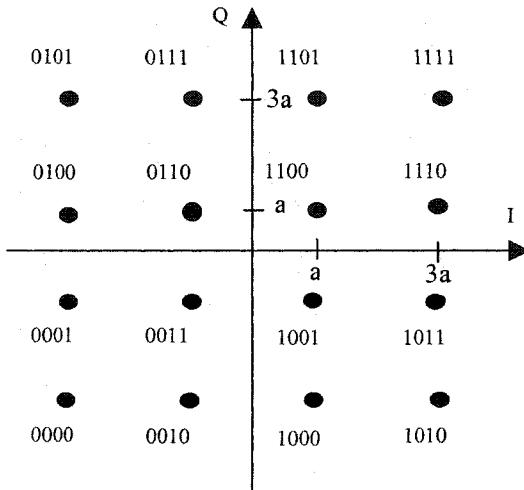


Figure 2 Constellation 16 QAM

Les symboles s_i transmis sur le canal peuvent être représentés mathématiquement, en utilisant une représentation géométrique dans un espace orthogonal de dimension 2, avec une base orthonormée composée des signaux (φ_1, φ_2) tel que :

$$s_i = \sum_{j=1}^2 S_{ij} \varphi_j, \quad (1.3)$$

où S_{ij} est la composante du s_i sur la base (φ_1, φ_2) .

Avec :

$$\int_0^T \varphi_1(t) \varphi_2(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{si } i = j \\ 0, & \text{si } i \neq j \end{cases}. \quad (1.4)$$

On peut décomposer les signaux s_i ($i = 1, \dots, M$) de l'équation (1.1) :

$$s_i = a_i \sqrt{\frac{2E_{s_i}}{T_s}} \cos(2\pi \cdot f_c t - \theta_i), \quad (1.5)$$

$$= a_i \sqrt{\frac{2E_{s_i}}{T_s}} [\cos(2\pi \cdot f_c t) \cos(\theta_i) + \sin(2\pi \cdot f_c t) \sin(\theta_i)]. \quad (1.6)$$

Si on pose :

$$\varphi_1 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi \cdot f_c t), \quad (1.7)$$

$$\varphi_2 = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin(2\pi \cdot f_c t). \quad (1.8)$$

On définit ensuite :

$$A_i = a_i \cos(\theta_i), \quad (1.9)$$

$$B_i = a_i \sin(\theta_i). \quad (1.10)$$

Alors :

$$s_i(t) = A_i \varphi_1 + B_i \varphi_2. \quad (1.11)$$

L'énergie du signal s_i est donc :

$$E_{s_i} = A_i^2 + B_i^2 \quad (1.12)$$

$A_i = (\pm a, \pm 3a)$, et $B_i = (\pm a, \pm 3a)$.

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

1.2.4 Canal de transmission

Le canal de transmission est le lien physique qui transmet l'information de l'émetteur au récepteur. Il est caractérisé par sa bande passante, les trajets multiples du canal et le bruit qu'il génère. La capacité théorique, C (bits/s), du canal est exprimée par la relation de Shannon [6] :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right). \quad (1.13)$$

Dans l'équation 1.13, W et S/N sont respectivement la bande passante du canal et le rapport signal à bruit dans la bande de transmission.

1.2.4.1 Évanouissement sélectif en fréquence

Les effets d'un canal à multitrajets dépendent des caractéristiques des signaux et en particulier de leurs bandes fréquentielles. Dans le cas des signaux numériques, cela revient souvent à la durée des symboles. On constate deux types d'évanouissements du canal :

- Évanouissement sélectif en fréquence.
- Évanouissement non sélectif en fréquence.

Pour l'évanouissement sélectif, la bande passante des symboles est supérieure à la bande du canal. Dans ce cas, il y a apparition d'interférences entre symboles. Pour l'évanouissement non sélectif, toutes les composantes spectrales du signal sont affectées de la même façon par le canal (l'atténuation et un déphasage variant dans le temps). La période des symboles est donc très supérieure à la dispersion du canal) et, dans ce cas, l'interférence entre symboles générée par le canal est négligeable.

Le modèle du canal utilisé dans ce mémoire est celui de Rummller (voir Figure 3), qui crée deux chemins de propagation : l'un est direct et le second est réfléchi. Sa réponse dans le domaine temporel est donnée par l'équation mathématique suivante :

$$H(t) = a[\delta(t) - \beta\delta(t - \tau)] \quad (1.14)$$

Avec :

a : gain du signal transmis.

β : gain du signal réfléchi.

τ : différence entre deux délais de propagation.

Selon Rummller [28], le délai entre le signal direct et son écho est de l'ordre de 6.25 ns.

Dans les liaisons micro-ondes point à point avec ligne en vue directe, la profondeur du creux du canal en dB est donnée par la relation suivante :

$$\text{Notch} = -20 \log_{10}(1 - \beta) \quad (1.15)$$

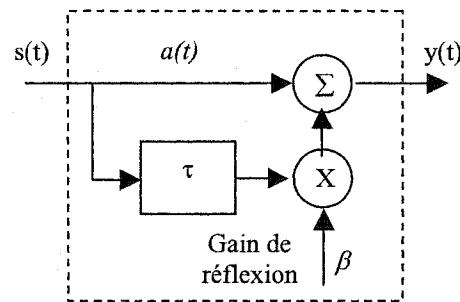


Figure 3 Modèle d'un canal de Rummel

Le gain de réflexion β est variable ($\beta = 0, \dots, 0.99$), et permet de varier la profondeur de l'évanouissement du canal dans le domaine fréquentiel (Figure 4).

L'évanouissement A en dB du signal à la sortie du canal est représenté par :

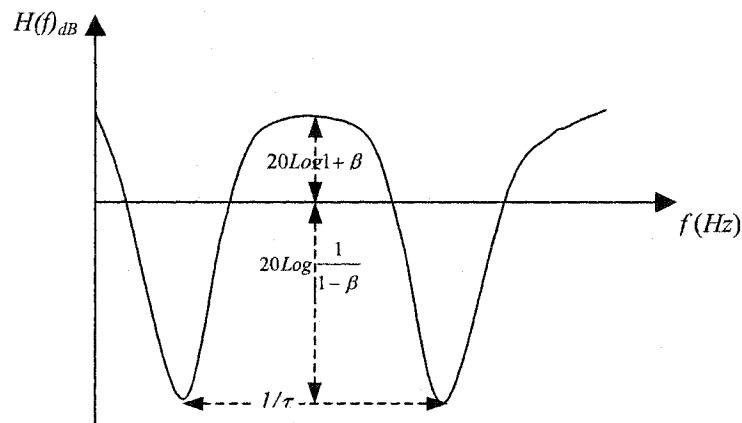


Figure 4 Modèle d'atténuation de Rummel

1.2.5 Bruit Gaussien

Dans tous les systèmes de communication, il y a toujours une certaine quantité de bruit introduit. Ce bruit peut provenir de plusieurs sources [32] comme :

- composante imparfaite;
- bruit thermique;
- interférences des autres communications.

On distingue deux types de bruits :

- bruit additif;
- bruit multiplicatif (atténuation).

Dans le premier cas, le bruit étant souvent modélisé comme un bruit blanc, ses caractéristiques (fréquence et amplitude) ne dépendent pas du temps. Contrairement, dans le deuxième cas, les caractéristiques du bruit (coloré) dépendent du temps.

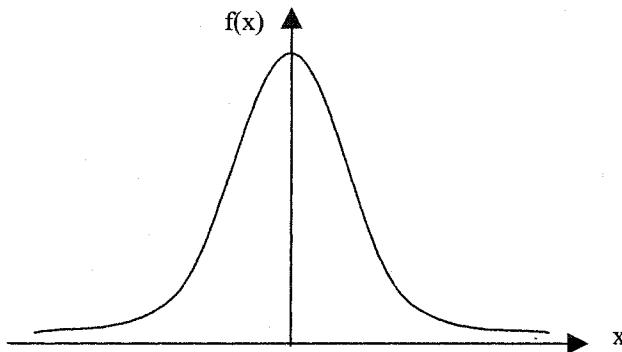


Figure 5 Distribution Gaussienne

Dans le cadre de ce mémoire, nous considérons que le bruit est modélisé selon un bruit blanc additif et la fonction de densité de probabilité du bruit suit une distribution gaussienne de moyenne nulle (Figure 5). Lorsqu'un bruit gaussien est appliqué à l'entrée d'un filtre linéaire, on retrouve aussi un bruit gaussien à la sortie.

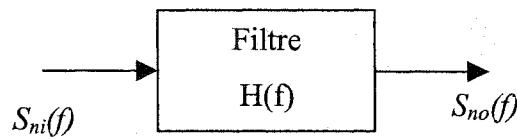


Figure 6 Filtrage d'un bruit Gaussien

La densité spectrale de puissance du bruit à la sortie du filtre (Figure 6) est donnée par :

$$S_{no}(f) = |H(f)|^2 S_{ni}(f), \quad (1.16)$$

Si le bruit est blanc additif et gaussien avec une densité spectrale bilatérale de puissance $N_0/2$, alors :

$$S_{no}(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2, \quad (1.17)$$

1.2.6 Générateur de gigue de phase

Le phénomène de la gigue de phase est causé principalement par les variations aléatoires de la fréquence de la porteuse. Ces variations peuvent être considérées suivant une distribution gaussienne autour de la fréquence centrale avec une certaine largeur de bande. La génération du bruit de phase a été effectuée à partir d'un générateur de bruit, à distribution gaussienne, suivi d'un filtre passe-bas de largeur de bande désirée. La puissance de ce bruit est ajustée en fonction de la puissance désirée, de la largeur de bande et du facteur de mise en forme α du filtre de Nyquist. Ainsi, en multipliant la puissance désirée par la largeur totale du spectre, on obtient la densité spectrale du bruit (N_0). On divise alors ce dernier par le produit de la largeur de bande du filtre et de 2 fois

le facteur de forme α afin d'obtenir la puissance nécessaire du bruit de phase à injecter [4]. La puissance du bruit de phase filtré est donnée par la formule suivante :

$$n = \frac{P_f s}{L \cdot 2\alpha} \quad (1.18)$$

où f_s , P et L sont respectivement la fréquence d'échantillonnage, la puissance désirée du bruit et la largeur de bande du filtre passe bas et n est la puissance désirée du bruit filtré.

Le signal représentant le bruit de phase est défini par :

$$f_n(t) = e^{jn(t)}. \quad (1.19)$$

1.2.7 Critère de Nyquist

Le problème traité dans cette section est l'interférence entre symboles (IES) adjacents créée principalement par les deux filtres d'émission et de réception lors de la transmission des symboles sur la largeur de bande limitée du canal. Pour éliminer l'IES, on doit concevoir un filtre de mise en forme des signaux numériques à l'émetteur ainsi qu'un filtre de réception approprié. La mise en forme du symbole discret $d(t)$ est obtenue en utilisant un filtre d'émission dont le module de la réponse temporelle $g_e(f)$ suit la forme d'un filtre de Nyquist (voir Figure 7) [11].

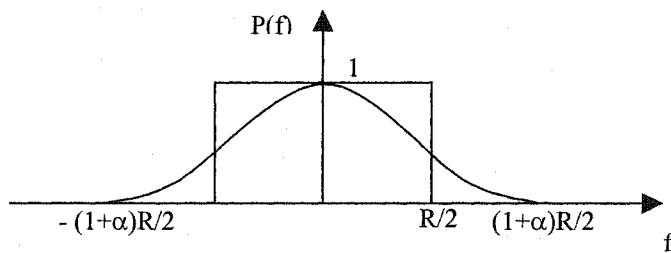


Figure 7 Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist

D'après la Figure 8, le signal à la sortie du filtre d'émission [31] s'écrit :

$$s(t) = \sum_k g_{e_k} d(t - kT). \quad (1.20)$$

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

s_k est la valeur de $s(t)$ à l'instant $t = kT$.

$$s_n = \sum_k g_{e_k} d_{n-k}. \quad (1.21)$$

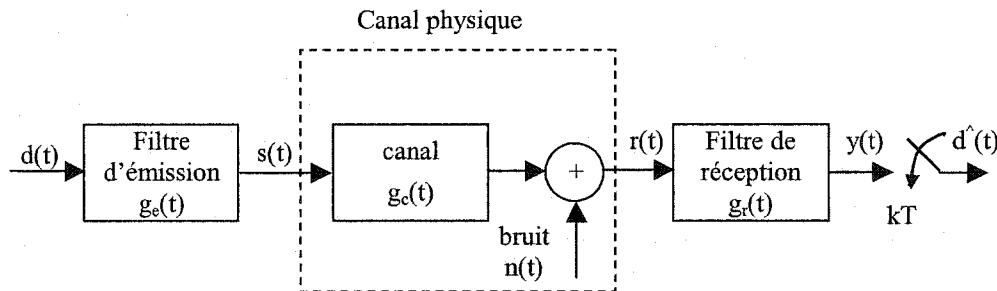


Figure 8 Modèle de l'émission

Pour que l'interférence IES soit nulle au récepteur à l'instant d'échantillonnage kT , on fait l'analyse suivante :

$$y(t) = \sum_n [d_n(t) g_e(t - nT) * g_c(t) * g_r(t) + n(t)] * g_r(t). \quad (1.22)$$

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

Posons :

$$p(t - nT) = g_e(t - nT)^* g_c(t)^* g_r(t), \quad (1.23)$$

$$n_o(t) = n(t)^* g_r(t). \quad (1.24)$$

On trouve :

$$y(kT) = n_o(kT) + d_k p(0) + \sum_{n \neq k} d_k(t) p((k-n)T). \quad (1.25)$$

d_k est l'information désirée à l'instant kT . La somme représente l'IES et $n_o(kT)$ est un élément de bruit échantillonné à la sortie de $g_r(t)$. Pour ne pas avoir d'interférence entre symboles, il est clair qu'on doit avoir :

$$p((k-n)T) = \begin{cases} 1, & n = k \\ 0, & n \neq k \end{cases}, \quad (1.26)$$

$$\sum_k P(f - k/T) = T \quad |f| \leq 1/2T, \quad (1.27)$$

Alors :

$$p(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}. \quad (1.28)$$

On appelle ce type de filtre qui élimine les interférences des symboles adjacents à l'instant kT , filtre de Nyquist. Il faut alors concevoir des filtres à l'émission et à la réception de sorte que la réponse $p(t)$ respecte le critère de Nyquist pour 0-IES, et la largeur de bande du canal est [31] :

$$W = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2}. \quad (1.29)$$

R_s et α sont respectivement le taux de symbole et le facteur de mise en forme (roll-off)
 $0 < \alpha < 1$.

La réponse $P(f)$ est liée à la fonction cosinus surélevé (raised-cosine).

$$P(f) = \begin{cases} 1; & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi T}{\alpha} \left(\frac{1}{2T} - |f| \right) \right) \right]; & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0; & 0 \geq |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (1.30)$$

La réponse temporelle de $p(t)$ de Nyquist est [31] :

$$p(t) = \frac{\left[\frac{\cos(\alpha \pi t)}{T} \right] \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{T \left[1 - 4\alpha^2 \frac{t^2}{T^2} \right] \frac{\pi t}{T}}. \quad (1.31)$$

Donc, le filtre de Nyquist a pour rôle de mettre en forme le signal à transmettre et de réduire l'interférence entre les échantillons adjacents. Le maximum d'énergie est localisé à l'instant $t = kT$ et il réduit l'interférence entre échantillons (Figure 9).

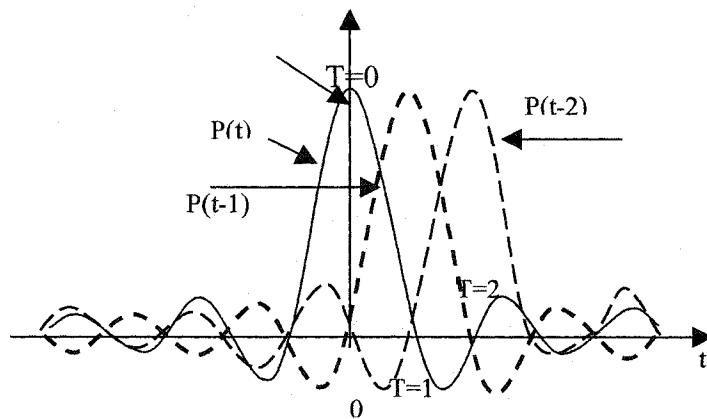


Figure 9 Superposition des échantillons adjacents

En effet, toutes les réponses temporelles s'annulent pour les instants kT , sauf pour $k = 0$. Il faut donc bien choisir l'instant d'échantillonnage. Les réponses fréquentielles des filtres d'émission et de réception correspondent en effet à la racine carrée de la réponse fréquentielle d'un filtre de Nyquist en cosinus surélevé. Elles vérifient donc l'équation suivante :

$$G_e(f) \cdot G_r(f) = 1. \quad (1.32)$$

On utilise un filtre de type « square root raised cosine », dont le module de la réponse en fréquence $G_e(f)$ a la forme de la racine carrée de l'équation (1.21).

1.2.8 Diagramme de l'œil

L'utilisation du diagramme de l'œil permet de contrôler le degré d'IES. En l'absence d'IES, l'œil est complètement ouvert. À l'instant de décision, tous les trajets passent par deux points seulement en binaire et par M points en M -aire. La Figure 10 montre le diagramme de l'œil pour $M = 4$ niveaux. On remarque qu'à l'instant d'échantillonnage $t = kT$, l'œil est complètement ouvert, ce qui veut dire que l'IES est nul [16].

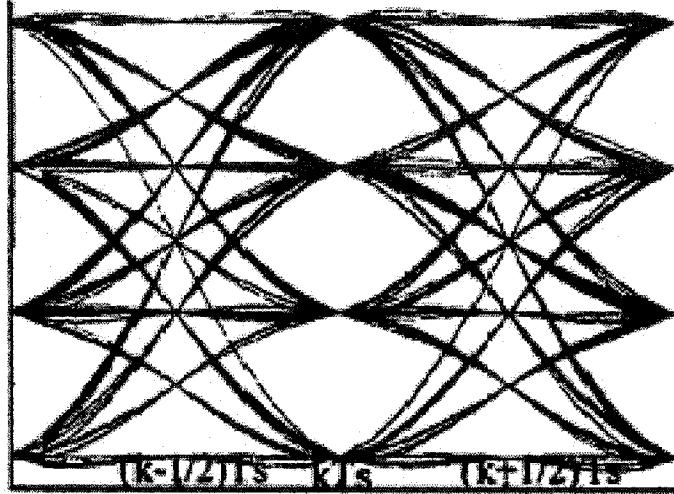


Figure 10 Diagramme de l'œil

Donc, le diagramme de l'œil est une superposition de plusieurs symboles reçus sur un oscilloscope synchronisé à l'instant d'échantillonnage [16]. Il peut nous renseigner sur plusieurs mesures de distorsion (Figure 11) :

- (a) Ouverture verticale : immunité au bruit.
- (b) Ouverture horizontale : immunité au déphasage de l'horloge.
- (c) Pente : immunité à la gigue d'horloge.
- (d) Fluctuation du point de passage par zéro : amplitude de la gigue.

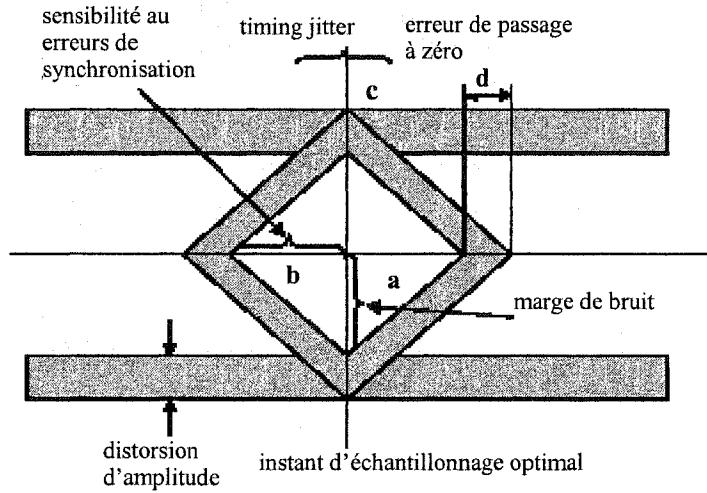


Figure 11 Imperfection indiquée par le diagramme de l'œil

1.2.9 Conclusion

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

CHAPITRE 2

ALGORITHMES D'ÉGALISATION

2.1 Introduction

Les évanouissements causés par les trajets multiples et l'effet du profil de délai dégradent les canaux de communications numériques en introduisant des interférences entre symboles. Ces phénomènes se manifestent quand la valeur quadratique moyenne du profil de délai est significative par rapport à la durée des symboles transmis et se traduisent par l'apparition d'un niveau de probabilité d'erreur élevé.

À la sortie du filtre de Nyquist, après le canal, le symbole qu'on veut extraire se trouve perturbé par l'interférence due aux symboles voisins et il n'est généralement pas possible de le détecter. Donc, il faut mettre en œuvre des techniques qui réduisent l'interférence des symboles voisins sur le symbole courant. Dans de telles situations, la performance du système peut être améliorée par l'égalisation adaptative. Plusieurs techniques d'égalisation ont été utilisées pour compenser les effets indésirables des canaux de transmission à caractéristiques non idéales. Ces techniques servent à ajuster les coefficients des filtres. Dans ce chapitre, nous allons traiter de quelques algorithmes d'égalisation adaptative, puis des principales techniques d'égalisation et de synchronisation de la phase.

2.2 Stabilité des filtres numériques

L'opération d'égalisation consiste à définir des solutions optimales avec des structures d'égaliseurs stables de longueur finie et des algorithmes d'adaptation qui seront traités dans ce chapitre.

2.2.1 Filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF)

La sortie du filtre numérique RIF peut s'exprimer comme une combinaison linéaire des échantillons présents à son entrée. Les coefficients c_i du filtre constituent la réponse impulsionnelle du filtre $H(z)$:

$$H(z) = \sum_{i=0}^N c_i z^{-i} \quad (2.1)$$

$H(z)$ possède N racines z_i dans le plan complexe, appelées les zéros de la fonction de transfert $H(z)$. Elle peut s'écrire sous la forme de produit de facteurs :

$$H(z) = c_0 \prod_{i=1}^N (1 - z_i z^{-1}) \quad (2.2)$$

Les filtres RIF sont toujours stables, c'est pour cela qu'ils sont très utilisés dans les systèmes d'égalisation.

2.2.3 Filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII)

Les filtres RII conservent une trace des échantillons qui leur ont été appliqués pendant une durée infinie, en utilisant une boucle de réaction (filtre récursif) de la sortie sur l'entrée. Chaque échantillon de sortie est une combinaison linéaire des échantillons présents à l'entrée du filtre et des échantillons précédemment déterminés en sortie du filtre. La fonction de transfert d'un filtre RII est un rapport de deux polynômes en z . Les racines du numérateur et du dénominateur sont respectivement appelées les zéros et les pôles de la fonction de transfert. Soit $H(z)$ la fonction de transfert d'un filtre RII, on dit que $H(z)$ est causale si :

$$\lim_{z \rightarrow \infty} \{H(z)\} \rightarrow c \quad (2.3)$$

où c est une constante finie.

Un filtre RII causal possédant tous ses pôles et zéros à l'intérieur du cercle unitaire $|z|=1$ est appelé filtre à phase minimale. Un filtre numérique RII anticausal possédant tous ses pôles et zéros à l'extérieur du cercle unitaire est appelé filtre à phase maximale [6].

2.3 Égaliseur linéaire

Les égaliseurs adaptatifs les plus simples sont construits à partir d'un filtre transversal RIF dont les coefficients sont généralement actualisés par des algorithmes du gradient stochastique. Pour favoriser la convergence d'un égaliseur, on utilise souvent une séquence d'apprentissage, c'est-à-dire une séquence de données connues par le récepteur. Ces techniques sont valables lorsqu'il s'agit d'un canal de faibles variations et lorsqu'on a une connaissance parfaite des caractéristiques du signal [31].

2.3.1 Égaliseur transversal

C'est un filtre linéaire FIR avec des coefficients ajustables. Il permet de réduire de façon considérable les interférences entre symboles.

Les égaliseurs adaptatifs mettent à jour leurs paramètres sur une base périodique pendant la transmission des données. Ainsi, ils sont capables de suivre la variation temporelle de la réponse du canal (Figure 12).

La sortie de l'égaliseur à l'instant kT est donnée par :

$$y(kT) = \sum_{i=-N}^N c_i(k)x(kT - iT). \quad (2.4)$$

Une telle notation permet de situer le coefficient central à c_0 et est peut être plus adapté à un DFE. Si le critère de Nyquist est respecté et que tous les coefficients d'égaliseur sont initialisés, la structure transversale peut fonctionner correctement. Par contre, ce type d'égaliseur ne permet pas de corriger les distorsions dues aux évanouissements profonds des canaux à trajets multiples caractérisés par une forte sélectivité en fréquence de leur fonction de transfert [12]. Pour un filtrage linéaire à réponse impulsionale finie, l'adaptation des coefficients par une méthode du type Newton (algorithme des moindres carrés exacts) procure un avantage considérable lors de la phase de convergence initiale par rapport à la méthode du gradient stochastique (algorithme des moindres carrés moyens) [6].

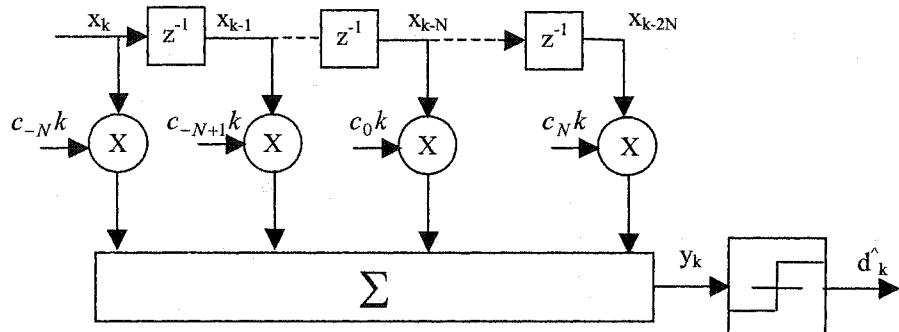


Figure 12 Égaliseur transversal

2.3.2 Égaliseur récursif

Un égaliseur récursif linéaire est composé de deux filtres : l'un est transversal et l'autre est de réponse impulsionale infinie. Dans des canaux à phase non minimale, l'algorithme LMS présente des inconvénients liés aux raisons de stabilité du filtre RII. La sortie de l'égaliseur peut s'exprimer par (Figure 13).:

$$y(kT) = \sum_{i=-N}^0 c_i(k)x(kT - iT) + \sum_{i=1}^N w_i(k)y(kT - iT). \quad (2.5)$$

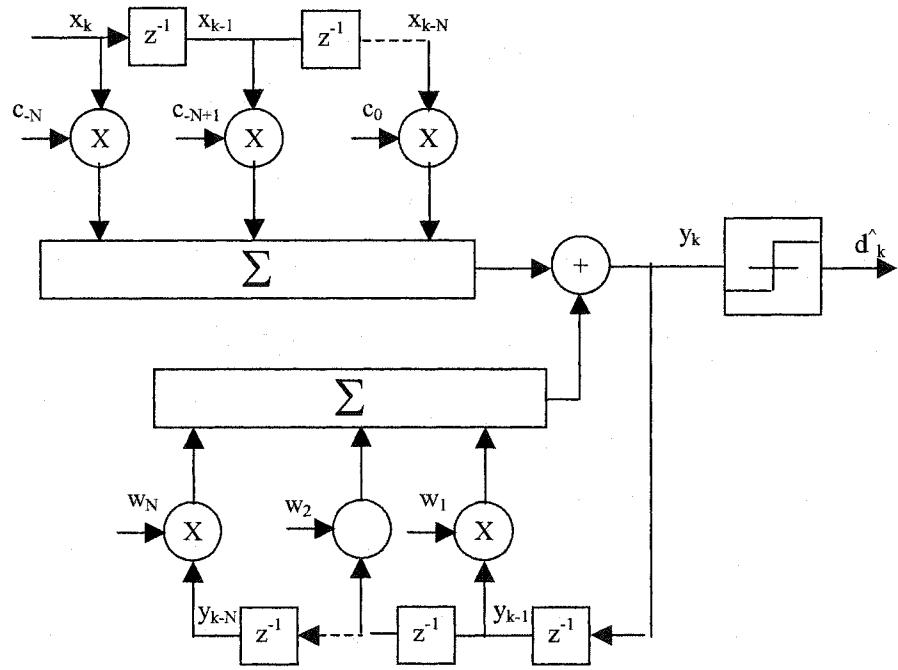


Figure 13 Égaliseur récursif

2.3.3 Adaptation de forçage à zéro

Ce type d'adaptation a été développé par Lucky [9], la réponse impulsionnelle du canal-égaliseur est donnée par l'expression suivante :

$$g(k) = \sum_i c_i x(k-i) \quad (2.6)$$

où c_i les coefficients de l'égaliseur et $x(k-i)$ les échantillons de la réponse du canal. Pour un canal dont la réponse est limitée à L échantillons et un égaliseur à N coefficients, la

somme dans l'équation 2.6 comprend $N+L-1$ termes. En introduisant cette notation, la sortie de l'égaliseur s'écrit :

$$y(k) = g_0 a(k) + \sum_{i \neq 0} g_i a(k-i) + n(k). \quad (2.7)$$

où $a(k)$ et $a(k-i)$ sont respectivement le bits transmis à l'instant k et $k-i$.

Le premier terme de l'équation ci-dessus représente le signal utile, le deuxième est l'interférence entre symboles et le troisième terme est le bruit en sortie de l'égaliseur. Le but de cet algorithme est de forcer g_0 à 1 et chaque coefficient c_i ($i \neq 0$) annule l'échantillon g_i de l'IES. L'ajustement des coefficients de l'égaliseur par l'algorithme de forçage à zéro est donné par :

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \mu_c a^*(k-i)e(k) \quad (2.8)$$

où μ_c et $a^*(k-i)$ sont respectivement le pas de l'algorithme le conjugué de $a(k-i)$.

D'après Lucky, cet algorithme peut être simplifié en n'utilisant que les signes des arguments :

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \mu_c \operatorname{sgn}(a^*(k-i)) \operatorname{sgn}(e(k)). \quad (2.9)$$

où sgn désigne le signe mathématique.

Cet algorithme est utilisé dans les applications pratiques, notamment dans le domaine des communications sans fil. Mais il présente deux inconvénients : il n'est pas basé sur une analyse mathématique rigoureuse car il provoque un problème de convergence pour les canaux d'évanouissements profonds et il ne minimise pas le rapport signal à bruit [12].

2.3.4 Algorithme du gradient stochastique

Nous allons maintenant présenter l'algorithme d'adaptation du gradient stochastique le plus communément utilisé du fait de sa simplicité de mise en œuvre [24]. Soit un égaliseur transversal du type FIR dont les coefficients sont présentés par un vecteur $c(k)$, de dimension $2N+1$ tel que :

$$c(k) = [c_{-N}, c_{-N+1}, \dots, c_0, \dots, c_N]^t. \quad (2.10)$$

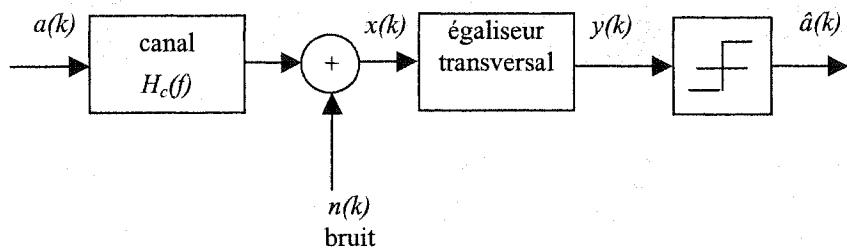


Figure 14 Égaliseur transversal dans une chaîne de transmission

La sortie de l'égaliseur transversal est donnée par l'équation :

$$y(k) = x(k)c^t(k). \quad (2.11)$$

où $c^t(k)$ désigne le vecteur transposé de $c(k)$ et $x(k)$ est le vecteur des échantillons présents dans l'égaliseur. Le problème est de trouver le vecteur $c(k+1)$ qui minimise la fonction de coût $J_k(c)$ lorsque son gradient par rapport au vecteur des coefficients est nul :

$$\nabla J(c(k)) = 0. \quad (2.12)$$

où le gradient est défini par le vecteur suivant :

$$\nabla J(c(k)) = \left[\frac{\partial J(c)}{\partial c(-N)}, \dots, \frac{\partial J(c)}{\partial c(0)}, \dots, \frac{\partial J(c)}{\partial c(N)} \right]^T. \quad (2.13)$$

L'algorithme du gradient stochastique est défini par la relation suivante :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c \hat{\nabla} J(c(k)). \quad (2.14)$$

où représente $\nabla J(c(k))$ l'estimation stochastique du gradient défini par la relation (2.12) et μ_c le pas de l'algorithme. Cet algorithme permet une adaptation itérative des coefficients de l'égaliseur. La vitesse de convergence des coefficients vers la solution optimale dépend de la valeur du pas d'adaptation. Pour garantir la stabilité de cet algorithme, le choix du pas μ_c doit être inférieur à μ_{max} [2] avec :

$$\mu_{max} = \frac{2}{N\sigma_x^2}, \quad (2.15)$$

où σ_x^2 et N sont respectivement la puissance du signal à l'entrée de l'égaliseur et le nombre de coefficients. La valeur optimale du pas qui permet une convergence rapide est donnée par :

$$\mu_{opt} = \frac{1}{N\sigma_x^2}. \quad (2.16)$$

Généralement, plus le pas est grand, plus la convergence de l'algorithme est rapide mais le risque de l'instabilité est grand et vice-versa. Donc, le choix du pas est un compromis

entre la vitesse de convergence et le bruit propre à l'état permanent. Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques algorithmes du gradient stochastique.

2.3.4.1 Algorithme adaptatif LMS-DA

Si la séquence de données est connue par le récepteur, la fonction de coût est égale à l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de l'égaliseur $y(k)$ et la donnée émise $a(k)$ [19].

$$J_{LMS-DA}(c) = E[|a(k) - y(k)|^2]. \quad (2.17)$$

L'expression des coefficients d'adaptation est donnée par :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c x^*(k)[a(k) - y(k)]. \quad (2.18)$$

Cet algorithme converge vers un minimum global de J , mais lors de l'adaptation des coefficients c_i , il génère un bruit appelé bruit de gradient. Ce bruit est d'autant plus faible que la valeur du pas d'adaptation est petite. En contrepartie, le choix d'un pas d'adaptation petit a pour effet de ralentir la vitesse de convergence de l'algorithme [19].

2.3.4.2 Algorithme adaptatif LMS-DD

Dans ce cas, la séquence de données est inconnue, donc on utilise les données décidées par le circuit de décision et la fonction objective du coût est donnée par l'expression :

$$J_{LMS-DD}(k) = E[|\hat{a}(k) - y(k)|^2]. \quad (2.19)$$

L'algorithme d'adaptation est défini par :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c x^*(k)[\hat{a}(k) - y(k)]. \quad (2.20)$$

Cet algorithme est moins performant puisqu'il génère plus de bruit (erreurs de décisions) par rapport à celui LMS-DA. De plus, lorsque la fonction de coût possède des minimums locaux et que les erreurs de décisions sont nombreuses, alors l'algorithme ne converge pas nécessairement vers la solution optimale. C'est la raison pour laquelle cet algorithme n'est pas très utilisé durant la phase d'acquisition [19].

L'algorithme du gradient LMS est plus performant que celui du forçage à zéro puisqu'il minimise l'effet conjoint du bruit additif et de l'IES. Cela est dû au fait que le terme $a(k-i)$ est remplacé par $x(k)$ dans le cas de l'algorithme du gradient LMS [12].

2.4 Égaliseur adaptatif

2.4.1 Principe de fonctionnement

L'égaliseur adaptatif est un filtre transversal composé de ligne de retard kT . Chaque intervalle de retard est connecté à un gain variable dont les échantillons seront additionnés pour déterminer la sortie du filtre $y(k)$. Les poids $c_i(k)$ sont déterminés par un processus d'optimisation défini par un algorithme d'adaptation pour la recherche des valeurs optimales qui permettent d'éliminer les interférences entre symboles engendrés par le canal. Ces coefficients permettent, à partir des échantillons de distorsion combinés reproduits lors de la transmission à travers le canal, de reproduire la séquence $a(k)$ des symboles d'information transmise après un certain délai.

2.5 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.

2.5.1 Égaliseur récursif avec décision dans la boucle (DFE)

La Figure 14 illustre le schéma synoptique d'un égaliseur récursif avec décision dans la boucle. Une amélioration importante des performances des égaliseurs peut être obtenue en ajoutant une décision dans la boucle de retour. Le principe de base de cette structure [1] est que les symboles \hat{a}_{k-1} réinjectés dans le filtre arrière sont susceptibles d'éliminer une très grande partie des interférences entre le symbole désiré et les symboles antérieurs. Cette nouvelle structure est non linéaire. Une erreur de décision fait réinjecter des valeurs fausses dans la partie récursive, donc le bruit dans la boucle de retour est augmenté au lieu d'être réduit. Ce phénomène de propagation d'erreur dégrade les performances du système surtout en présence d'un faible rapport signal à bruit [6, 12]. Si l'on supprime la boucle arrière, on se retrouve avec la structure d'un égaliseur linéaire qui consiste en un filtre transversal avant (FFF).

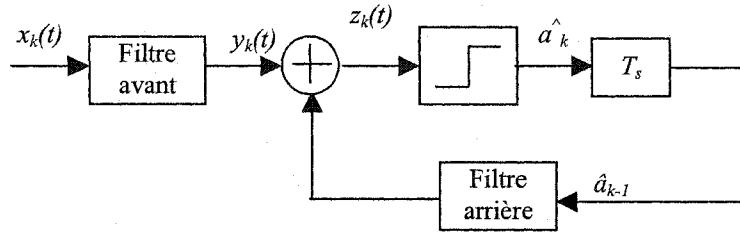


Figure 15 Égaliseur DFE

Les coefficients des deux filtres avant et arrière sont déterminés en utilisant l'algorithme du gradient :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c e(k) w(k). \quad (2.21)$$

L'erreur $e(k)$ est :

$$e(k) = y(k) - \hat{a}(k). \quad (2.22)$$

La sortie de l'égaliseur $y(k)$ s'écrit :

$$y(k) = \sum_{i=-N}^0 c_i x(k-i) + \sum_{i=1}^N w_i \hat{a}(k-i). \quad (2.23)$$

où w_i sont les coefficients du filtre arrière.

2.5.2 Probabilité maximale de vraisemblance (MLSE)

L'objectif de MLSE est de tester les séquences possibles des symboles et de choisir la séquence qui a une probabilité maximale de sortie. Un MLSE est utilisé particulièrement quand le délai du canal est élevé. Cette méthode est implémentée par l'algorithme de

Viterbi [26]. Le schéma fonctionnel d'un récepteur de MLSE basé sur le DFE (boucle de décision) est donné à la Figure 15. Le MLSE exige la connaissance des caractéristiques de canal afin de calculer la métrique (chemin) pour prendre la décision exacte. Le MLSE exige également la connaissance de la distribution statistique du bruit altérant le signal. Ainsi, la distribution de probabilité du bruit détermine la forme de la métrique pour la démodulation optimale du signal reçu.

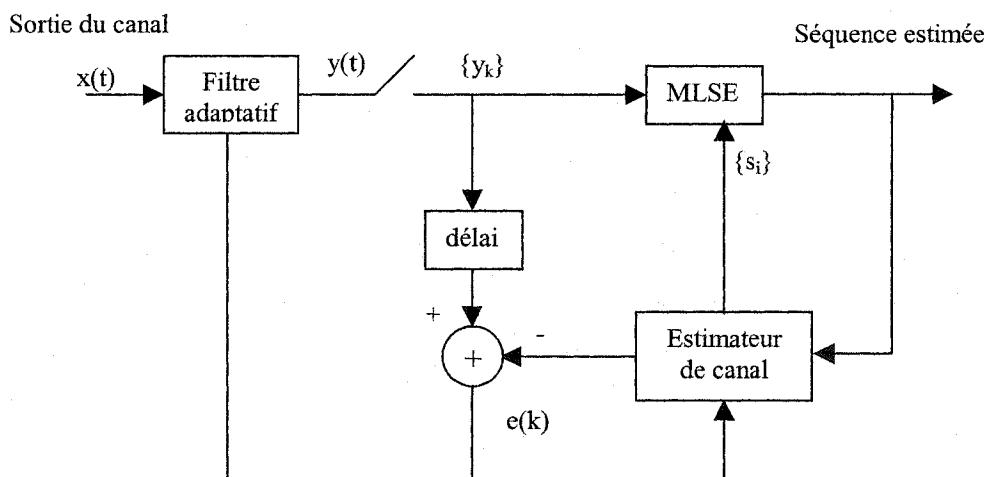


Figure 16 L'algorithme MLSE dans le circuit de réception

2.5.3 Algorithme de Godard

Le premier algorithme aveugle a été proposé par Sato [8] pour les signaux numériques modulés en amplitude. Il minimise la valeur de l'erreur quadratique moyenne :

$$J_k = y(k) - m \operatorname{sgn}[y(k)]. \quad (2.24)$$

où m est un paramètre qui représente le nombre d'états de la modulation utilisée.

L'algorithme de Godard [7] ne nécessite ni la connaissance des données émises, ni celle des données décidées. La fonction de coût utilisée, appelée fonction de dispersion d'ordre p , est donnée par :

$$J^P = E \left[\left(y^P(k) - R_p \right)^2 \right]. \quad (2.25)$$

où R_p est une constante réelle définie par :

$$R_p = \frac{E \left[|a(k)|^{2p} \right]}{E \left[|a(k)|^p \right]}. \quad (2.26)$$

La fonction de dispersion d'ordre 2 ($p = 2$) est fréquemment utilisée en pratique et l'algorithme d'adaptation est alors défini par :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c \frac{\partial J^P}{\partial c(k)}, \quad (2.27)$$

Après dérivation, on trouve :

$$c(k+1) = c(k) - \mu_c x^*(k) y(k) \left(|y(k)|^2 - R_2 \right). \quad (2.28)$$

où $x^*(k)$ est le conjugué du signal d'entrée $x(k)$ du filtre adaptatif.

D'après l'équation (2.28), l'algorithme de Godard ne tient pas en considération

l'erreur de phase du canal et celle de la porteuse. Dans ce cas, l'algorithme est appelé CMA (constant modulus algorithm) puisqu'il minimise l'erreur entre la sortie de l'égaliseur et la constante R_2 définie ci-haut [18]. Il est important de noter que cet algorithme ne converge pas vers la solution optimale dû au fait que la fonction définie par l'équation 2.25 peut avoir des minimums locaux notamment pour un nombre de coefficients restreints de l'égaliseur [19].

2.5.4 Algorithme d'adaptation MCMA

Kil Nam Oh et Yong O. Cin [18] ont proposé des techniques permettant de passer de l'algorithme de Godard à l'algorithme MCMA (l'algorithme CMA modifié). Pour une dispersion d'ordre ($p = 2$), la fonction objective $J(k)$ à minimiser est modifiée et ses parties réelle et imaginaire sont séparées :

$$j(k) = J_I(k) + J_Q(k). \quad (2.29)$$

où $J_I(k)$ et $J_Q(k)$ sont respectivement la partie réelle et imaginaire de la fonction objective de la sortie de l'égaliseur : $y(k) = y_I(k) + jy_Q(k)$.

Avec :

$$\begin{aligned} y_I(k) &= E[(y_I^2(k) - R_{2,I})^2] \\ y_Q(k) &= E[(y_Q^2(k) - R_{2,Q})^2] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Les constantes $R_{2,I}$ et $R_{2,Q}$ sont exprimées par :

$$R_{2,I} = \frac{E[|a_I(k)|^4]}{E[|a_I(k)|^2]}, \quad (2.31)$$

$$R_{2,Q} = \frac{E[|a_Q(k)|^4]}{E[|a_Q(k)|^2]},$$

L'algorithme d'adaptation des coefficients complexes pour une structure d'égaliseur avant (FFF) est le même que celui de CMA (équation 2.28). Pour une structure d'égaliseur arrière, l'algorithme pour l'ajustement des coefficients est :

$$c(k+1) = c(k) + \mu_c \hat{a}^*(k) e(k). \quad (2.32)$$

où $\hat{a}^*(k) = (\hat{a}(k-1), \dots, \hat{a}(k-L))^T$.

Avec cet algorithme aveugle à la sortie de l'égaliseur, il reste une erreur de phase, soit celle du canal ou celle de la porteuse que l'on doit estimer et compenser. Il est donc nécessaire de faire suivre l'égaliseur d'un circuit de récupération de porteuse, généralement piloté par un algorithme de type MCMA.

2.6 Synchronisation

Pour chaque signal transmis, on peut lui associer un certain modèle de bruit, de déphasage et/ou de perte de puissance. Le modèle de canal le plus couramment utilisé est le canal à bruit blanc additif Gaussien. Il y a d'autres types de canaux d'évanouissement utilisés dans les communications mobiles à haut débit comme celui de Rummel, Rice et Rayleigh.

La synchronisation traite divers problèmes d'estimation de paramètres qui doivent être résolus pour qu'une chaîne de transmission fonctionne d'une manière satisfaisante. Pour une démodulation cohérente, l'estimation de la phase de la porteuse (non modulée) à l'entrée du récepteur est primordiale. Cette opération est appelée opération de synchronisation de la porteuse. Il peut être résolu de deux manières :

- Soit on superpose au signal utile émis un résidu de porteuse et on estime en continu la phase de ce dernier, cette technique implique toutefois une utilisation d'énergie importante.
- Soit on extrait la porteuse et l'horloge à partir du signal reçu.

Dans ce qui suit, l'attention sera portée essentiellement sur l'estimation de phase de la porteuse.

2.6.1 Estimation de phase

On propose deux approches pour la récupération de la phase de la porteuse :

1. On génère un signal supplémentaire qui permet au récepteur de synchroniser son oscillateur local sur la fréquence et la phase du signal transmis.
2. On estime la phase directement à partir du signal reçu. Cette dernière est la plus utilisée pratiquement.

Le détecteur de phase calcule la distance euclidienne entre le point du signal reçu et les M symboles transmis et choisit le point le plus proche de celui du signal reçu. La figure 16 montre un schéma synoptique d'un démodulateur QAM où deux filtres adaptés sont utilisés pour corréler le signal reçu avec une porteuse en quadrature de phase.

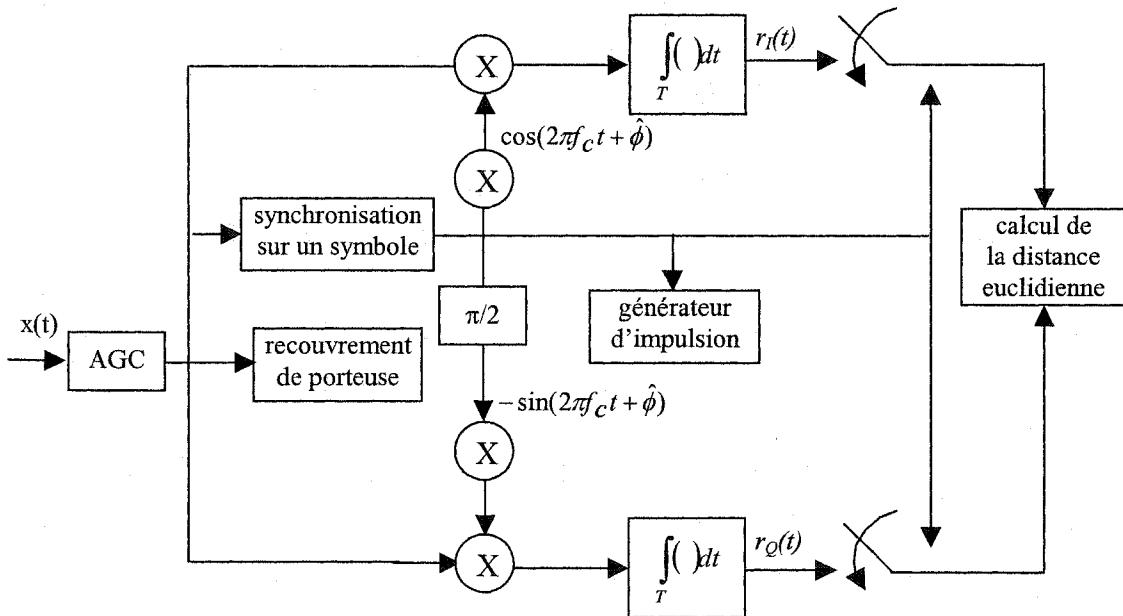


Figure 17 Schéma synoptique d'un démodulateur QAM

Considérons une modulation M-QAM où le signal transmis peut s'exprimer par :

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) - B \sin(2\pi f_c t + \phi(t)) . \quad (2.33)$$

Ce signal est démodulé par une porteuse en quadrature :

$$\begin{aligned} c_c(t) &= \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}(t)) \\ c_s(t) &= -\sin(2\pi f_c t + \hat{\phi}(t)) \end{aligned} \quad (2.34)$$

La multiplication des deux composantes de $s(t)$, respectivement par c_c et c_s , suivie d'un filtrage passe-bas donne un signal $r(t)$ en phase et en quadrature :

$$\begin{cases} r_I(t) = \frac{1}{2} A \cos(\phi(t) - \hat{\phi}(t)) - \frac{1}{2} B \sin(\phi(t) - \hat{\phi}(t)) \\ r_Q(t) = \frac{1}{2} B \cos(\phi(t) - \hat{\phi}(t)) + \frac{1}{2} A \sin(\phi(t) - \hat{\phi}(t)) \end{cases} \quad (2.35)$$

Notons que pour une modulation en amplitude, l'effet de l'erreur de phase ($\Delta\phi(t) = \phi(t) - \hat{\phi}(t)$) est de réduire la puissance du signal reçu par un facteur de $[\cos(\Delta\phi)]^2$. Alors une erreur de phase de 10° peut engendrer une perte de 0.13 dB et une erreur de 30° induit une perte de 1.25 dB. L'effet de cette erreur est plus sévère sur les performances des systèmes utilisant les modulations M-QAM et M-PSK [24]. On voit donc une dégradation des performances suite aux erreurs de phase, d'où l'intérêt d'une estimation plus précise avec des méthodes qu'on verra par la suite. Pour estimer la phase de la porteuse d'un signal transmis, deux critères sont souvent utilisés dans la littérature [24] :

- le critère du maximum de vraisemblance ML (Maximum Likelihood);
- le critère de la probabilité maximale a posteriori MP (Maximum a Posteriori).

L'approche du deuxième critère considère les paramètres à estimer comme aléatoires, ils sont caractérisés par une fonction de densité de probabilité a priori [30].

2.6.1.1 Estimation de phase par le critère du maximum de vraisemblance

Soit un signal reçu $r(t)$ tel que :

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t - \tau) + n(t) \\ s(t) &= Re[A \exp(j2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (2.36)$$

où $n(t)$ est le bruit blanc Gaussien additif, τ est le délai de propagation dû au canal de transmission et A est l'amplitude du signal modulé $s(t)$.

Le signal $r(t)$ peut s'écrire en notation complexe :

$$r(t) = Re[A \exp(j\phi) + n(t) \exp(j2\pi f_c t)]. \quad (2.37)$$

Pour le traitement suivant, on considère que les paramètres ϕ et τ sont inconnus et déterministes. On suppose que la phase est fixée sur la durée d'observation du signal reçu $r(t)$ et qu'une partie des données est connue par le récepteur.

L'estimation de la phase consiste à maximiser la fonction de vraisemblance [24] exprimée par l'expression :

$$\Lambda(\phi, \tau) = \exp \left[\frac{1}{N_0 T} \int (r(t) - s(t, \phi, \tau))^2 dt \right]. \quad (2.38)$$

où T est la période sur laquelle l'estimation est prise.

Pour déterminer la valeur de ϕ qui maximise l'équation, on suppose que le délai τ est nul et la fonction Λ s'écrit ainsi :

$$\Lambda(\phi) = \exp \left[-\frac{1}{N_0 T} \int (r(t))^2 dt + \frac{2}{N_0 T} \int [r(t)s(t, \phi)] dt - \frac{1}{N_0 T} \int [s(t, \phi)]^2 dt \right]. \quad (2.39)$$

Remarquons que le premier terme de l'équation 2.39 est indépendant de ϕ et le troisième terme, qui représente l'énergie du signal, est constant durant l'intervalle T quelle que soit la valeur de ϕ . C'est le deuxième terme qui fait intervenir explicitement la phase ϕ . La fonction Λ peut s'écrire :

$$\Lambda(\phi) = c \exp \left[\frac{2}{N_0 T} \int [r(t)s(t, \phi)] dt \right]. \quad (2.40)$$

où c est une constante.

À partir du logarithme de A , on cherche l'estimateur $\hat{\phi}$ de maximum de vraisemblance de ϕ .

$$\Lambda_{\lg}(\phi) = \frac{2}{N_0} \left[\int_T [r(t)s(t, \phi)] dt \right], \quad (2.41)$$

On remplace $s(t)$ par l'équation (2.33), l'équation (2.38) devient alors :

$$\Lambda_{\lg}(\phi) = \frac{2A}{N_0} \left[\int_T [r(t)\cos(2\pi f_c t + \phi)] dt \right]. \quad (2.42)$$

L'estimation au sens du maximum de vraisemblance s'obtient en annulant la dérivée de A par rapport à ϕ .

$$\frac{d\Lambda_{\lg}(\phi)}{d\phi} = \frac{2A}{N_0} \left[\int_T [r(t)\sin(2\pi f_c t + \hat{\phi})] dt \right] = 0, \quad (2.43)$$

$\hat{\phi}$ est donnée par :

$$\hat{\phi} = -\operatorname{tg}^{-1} \left\{ \frac{\int_T r(t)\sin(2\pi f_c t) dt}{\int_T r(t)\cos(2\pi f_c t) dt} \right\}. \quad (2.44)$$

Cette équation fournit l'estimation de la correction de phase basée sur des symboles pilotés en acquisition ou des décisions en mode de poursuite.

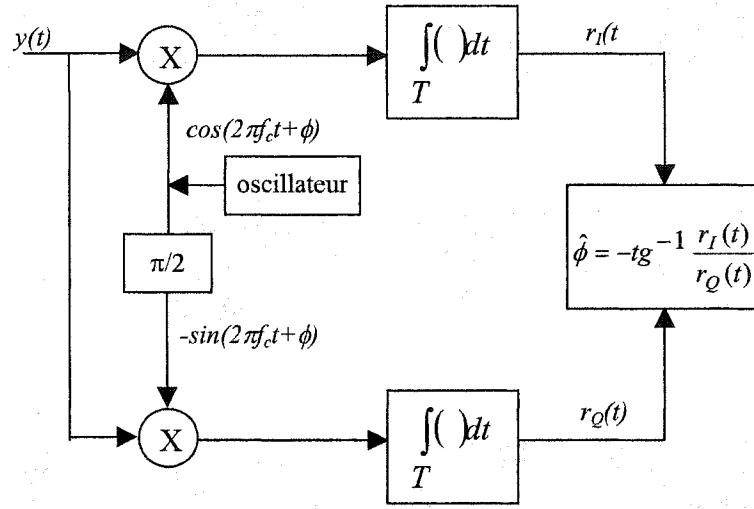


Figure 18 Estimateur ML d'une porteuse non-modulée

D'après l'équation 2.44, l'estimateur à maximum de vraisemblance de la phase $\hat{\phi}$ est obtenu en supposant que le signal $s(t, \phi)$ ne porte pas les séquences d'information a_k . Si $s(t, \phi)$ contient des séquences d'informations, deux approches ont été proposées dans la littérature pour résoudre ce problème. Pour plus de détails, le lecteur peut être référé à la référence [24]. Dans la première, à la séquence d'apprentissage ou d'acquisition, on peut envoyer une séquence de bits connus par le récepteur. L'algorithme de synchronisation qui utilise cette séquence est dit DA. Lorsqu'on utilise les décisions comme s'il s'agissait des symboles vrais $\hat{a}(k) = a(k)$, on parle d'algorithme d'estimation dirigé par les décisions DD. On distingue aussi les structures «feedforward» et les structures «feedback». La structure «feedforward» obtient l'estimation du paramètre et la fournit ensuite au bloc de correction de phase. Donc, le paramètre est estimé à partir du signal reçu et la correction est effectuée par la suite. Par contre, les structures du types «feedback» donnent une estimation de l'erreur commise sur le paramètre et fournissent une correction à la phase ou au rythme.

2.7 Conclusion

Une étude théorique des principaux algorithmes d'adaptation relatifs aux égaliseurs linéaires et non linéaires a été présentée dans ce chapitre. En plus, quelques critères d'estimation de la phase que crée la porteuse sont pris en compte dans cette étude. En effet, ces techniques servent à éliminer les IES créées par les canaux d'évanouissements et le bruit de phase que génère la porteuse. Dans le chapitre suivant, nous présenterons l'étude et la réalisation d'un égaliseur linéaire avec récupération de la phase de la porteuse.

CHAPITRE 3

ARCHITECTURE PROPOSÉE

3.1 Introduction

La plupart des signaux transmis dans un canal sont soumis au bruit blanc, aux IES, de plus, le problème de synchronisation de fréquence et de l'horloge se pose. Les récepteurs doivent donc être en mesure d'éliminer les interférences avant d'être démodulés, d'où la nécessité d'utiliser un égaliseur. Il existe plusieurs formes d'égaliseurs. Au cours de ce chapitre, nous allons présenter un modèle de système numérique émetteur-récepteur développé sous le logiciel SPW. Ce système utilise un égaliseur linéaire avec recouvrement simultané de la phase propre à la porteuse. Après une brève description du circuit de l'émetteur, nous avons fait une étude de l'égaliseur conçu ainsi que des algorithmes d'adaptation des coefficients et de l'estimation de la phase.

3.2 Circuit de l'émetteur

À l'émission, les données sont transmises sous forme de symboles de 4 bits ($n = \log_2(M)$), où $M = 16$, le nombre de signaux à transmettre avec une modulation M-aires de 16 QAM. Le système fonctionne à un taux de symbole ($R_s = 10$ Msymboles/s) et avec une fréquence d'échantillonnage de 320 MHz. À la sortie du modulateur 16 QAM, nous avons ajouté le bruit pour simuler l'effet de la gigue de la phase propre à la porteuse. Ce phénomène est causé par les variations aléatoires de la porteuse générée par l'oscillateur local. Dans le domaine fréquentiel, ce bruit apparaît comme une modulation de phase en bande latérale centrée autour de la fréquence porteuse f_c . La largeur de bande de ce bruit est approximée à 20 KHz et sa puissance est à -10 dBW. D'autre part, la transmission des symboles à travers le canal nécessite l'utilisation d'un filtre. Ce filtre permet en effet d'adapter les symboles à la bande

passante du canal. Deux filtres identiques de même paramètre sont conçus pour être utilisés au niveau de l'émetteur et du récepteur. Ces filtres sont du type racine carrée d'un cosinus surélevé. Le tableau ci-dessous présente les différents paramètres de chacun des blocs utilisé dans l'émetteur.

Tableau I

Paramètres de l'émetteur

Blocs	Paramètres
Modulateur 16 QAM	Taux de transmission : 10 Msymboles/s Fréquence d'échantillonnage : 320 MHz Nombre d'échantillons/symbole : 32
Gigue de phase en degré rms	9.4
Filtres de mise en forme	Nombre de coefficients : 128 Facteur de mise en forme α : 0.33

3.3 Récupération d'horloge

La synchronisation entre l'horloge locale et l'horloge d'émission est une fonction essentielle du récepteur dans les systèmes de transmissions numériques. La récupération de la phase de l'horloge d'émission permet de réaliser l'opération d'échantillonnage en minimisant l'IES. Dans ce travail, nous n'allons pas étudier la récupération de la phase de l'horloge. Nous limiterons notre traitement en utilisant un échantillonneur à l'entrée de l'égaliseur à deux fois le taux de symbole et un autre à la sortie de l'égaliseur au taux de symbole. La conception de notre égaliseur est basée sur des délais d'une demi-période d'un symbole. De ce fait, l'échantillonnage à deux fois la cadence des symboles est nécessaire à l'entrée de l'égaliseur. Dans le domaine temporel, chaque symbole contient 32 échantillons. L'échantillonneur à l'entrée échantillonnera le signal à chaque 16 échantillons. Pour avoir le maximum d'énergie au moment de l'échantillonnage,

l'horloge doit être retardée d'une certaine valeur comprise entre 0 et $\tau - 1$ ($\tau = 16$). Le signal sera ensuite échantillonné à l'entrée de l'égaliseur à chaque coup d'horloge. À la sortie de l'égaliseur, le signal est échantillonné de nouveau pour restituer les symboles reçus sur 32 échantillons.

3.4 Égaliseur à suréchantillonnage

L'égaliseur à suréchantillonnage consiste à échantillonner le symbole reçu par un nombre plus élevé d'échantillons, mais le choix le plus courant en pratique est d'utiliser deux échantillons par symbole qui réalise un compromis entre la complexité de calcul et les performances de l'égaliseur.

Ce type d'égaliseur possède deux avantages importants :

1. Il permet le choix avec précision de l'instant d'échantillonnage, car ce dernier influe considérablement sur les performances d'un système d'égalisation.
2. Il possède une structure optimale de réception vu un échantillonnage utilisant plusieurs points par durée de symbole, suivi d'un égaliseur synchrone (un échantillon par symbole) [6].

Le modèle de l'égaliseur choisi dans ce travail est un égaliseur linéaire à suréchantillonnage ou fractionnaire espacé (Figure 18). Les lignes de retard sont espacées à une fraction d'intervalle de symbole T . Le coefficient espacé τ doit satisfaire la condition de la largeur de bande du signal à l'entrée de l'égaliseur, soit $|f| < \frac{1}{2\tau}$.

Dans l'implémentation digitale [25], τ est de l'ordre de $\frac{KT}{M}$ où K et M sont des entiers

et $M > K$ (en pratique $\tau = \frac{T}{M}K$, $M = 2$).

La sortie de l'égaliseur est donnée par :

$$y(k) = \sum_{i=-N}^N c_i x(t_0 + kT - i \frac{T}{2}) \quad (3.2)$$

où k, i et N sont des entiers.

L'égaliseur fractionnaire espacé en vertu de son taux d'échantillonnage peut synthétiser une meilleure combinaison de caractéristiques du filtre adapté et de l'égaliseur T-espacé. Ce dernier est très sensible à l'instant d'échantillonnage du signal, alors qu'un FSE (fractionnaly spaced equalizer) peut compenser les délais de distorsion sévère et réduire le bruit d'amplitude. Ce type d'égaliseur est surtout utilisé pour les canaux à largeur de bande étroite et de réponse impulsionnelle inconnue [25].

3.5 Structure de l'égaliseur

La structure d'égaliseur que nous avons réalisé est inspirée du modèle FSE. Il est composé de 7 coefficients adaptatifs ($c_{-3}, c_{-2}, \dots, c_3$) avec des lignes de retard d'une demi-période du symbole pour qu'il s'adapte mieux aux caractéristiques du canal utilisé (voir Figure 18). La longueur de ce filtre est de 7 étages, comme le montre l'équation ci-dessous :

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=-3}^3 c_i x(kT - i \frac{T}{2}) \\ &= c_{-3} x(kT + 3 \frac{T}{2}) + c_{-2} x(kT + 2 \frac{T}{2}) + \dots + c_3 x(kT - 3 \frac{T}{2}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Les délais et les coefficients sont complexes. On notera ainsi que le nombre de coefficients de l'égaliseur est un facteur de performance déterminé par la longueur de la réponse impulsionnelle du canal.

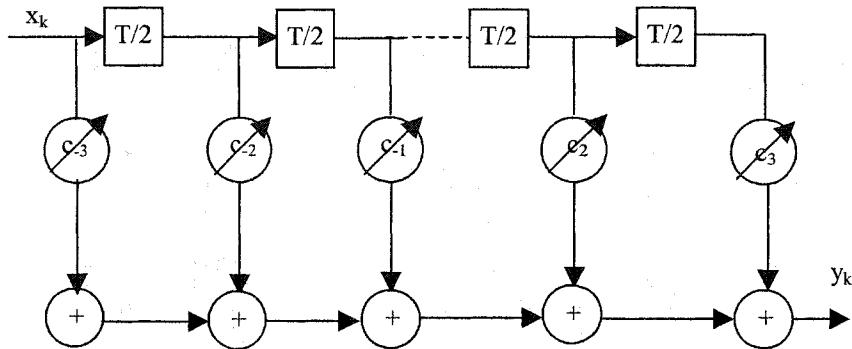


Figure 19 Structure de l'égaliseur

3.6 Algorithme d'adaptation des coefficients $c_i(k)$

Les coefficients $c_i(k)$ s'ajustent au fur et à mesure que les caractéristiques du canal changent. L'égaliseur peut se baser sur ses propres décisions pour évaluer les coefficients optimaux selon le canal à un moment précis. Ce travail est basé essentiellement sur l'algorithme de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) avec recouvrement de l'estimation de phase dans les coefficients $c_i(k)$ [7].

Le principe de l'erreur quadratique moyenne est donné par la fonction objective suivante :

$$J_k = E \left\{ |e^2(k)| \right\} = E \left\{ |z(k) - \hat{a}(k)|^2 \right\} \quad (3.4)$$

où $z(k)$ est le $k^{\text{ème}}$ échantillon du signal démodulé et $\hat{a}(k)$ la donnée estimée par le circuit de décision. La fonction J_k à minimiser est l'espérance mathématique de l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de l'égaliseur et la donnée estimée.

L'allure de la fonction J_k est une parabole à N dimensions possédant un minimum global. Pour chercher ce minimum, il faut trouver une combinaison de coefficients qui annule la dérivée de la fonction objective J_k par rapport à chacun des coefficients.

Le signal récupéré à l'entrée du circuit de décision $z(k)$ est :

$$z(k) = y(k)e^{-j\hat{\phi}(k)} \quad (3.5)$$

La dérivée de la fonction objective par rapport aux coefficients $c_i(k)$ est donnée par l'équation 3.6 :

$$\frac{\partial J_k}{\partial c_i} = 2E \left\{ e(k) \cdot \frac{\partial e^*(k)}{\partial c_i(k)} \right\} \quad (3.6)$$

où l'opérateur * indique le conjugué du signal $e(k)$.

Donc :

$$\frac{\partial e^*(k)}{\partial c_i(k)} = e^{j\hat{\phi}(k)} \frac{\partial y^*(k)}{\partial c_i(k)} \quad (3.7)$$

La sortie de $y(k)$ est donnée par l'équation suivante :

$$y(k) = \sum_{-N}^N c_i x(k - i \frac{T}{2}) \quad (3.8)$$

avec :

$$\frac{\partial y^*(k)}{\partial c_i(k)} = \frac{\partial x^*(k - i\frac{T}{2})}{\partial c_i(k)} \quad (3.9)$$

L'algorithme des coefficients $c_i(k)$ est donné par la relation :

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \mu_c \frac{\partial J_k}{\partial c_i(k)} \quad (3.10)$$

Après développement des équations ci-dessus, on trouve :

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \mu_c e(k) x^*(k - i\frac{T}{2}) e^{j\hat{\phi}(k)} \quad (3.11)$$

De façon récurrente, tous les coefficients $c_i(k)$ sont ainsi déterminés. Ces dernières valeurs correspondent donc à un fonctionnement optimal de l'égaliseur.

3.7 Algorithme d'adaptation de la phase $\phi(k)$

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne est très utilisée pour l'optimisation des fonctions dans les systèmes de communications numériques. Elle est aussi utilisée pour optimiser la phase du signal reçu en minimisant l'erreur quadratique moyenne. Pour un système de communication numérique, idéalement, on devrait avoir à la sortie du circuit de décision $a(k) = \hat{a}(k)$, mais ce résultat est loin d'être obtenu dû aux imperfections de la chaîne, du bruit du canal et de l'erreur de la phase de la porteuse. La dérivée de J_c , par rapport à ϕ , s'écrit :

$$\frac{\partial J_c}{\partial \phi(k)} = 2E \left\{ \operatorname{Re} \left[e^*(k) \cdot \frac{\partial e^*(k)}{\partial \phi(k)} \right] \right\} = 2E \left\{ \operatorname{Re} \left[e^*(k) \cdot \frac{\partial z(k)}{\partial \phi(k)} \right] \right\} \quad (3.12)$$

sachant que :

$$\frac{\partial z(k)}{\partial \phi(k)} = -jz(k) \quad (3.13)$$

En reportant (3.12) dans (3.11), l'algorithme de phase s'écrit :

$$\phi(k+1) = \phi(k) - \mu_\phi \operatorname{Im} \left(z^*(k) \hat{a}(k) \right) \quad (3.14)$$

Noter que $x^*(k)$ et $z^*(k)$ sont respectivement les conjugués de $x(k)$ et $z(k)$.

Une solution classique aux problèmes de l'IES et du recouvrement de phase consiste à utiliser deux dispositifs séparés : un égaliseur adaptatif et une boucle de verrouillage de phase (PLL). Cette dernière permet de verrouiller un oscillateur local sur la fréquence et la phase du signal appliqué à son entrée. Selon la position du circuit de PLL en aval ou en amont de l'égaliseur, nous avons différentes difficultés. En effet, si la boucle de verrouillage de phase est placée avant l'égaliseur, il fonctionne difficilement du fait des interférences entre symboles. Cependant, celle-ci se comporte comme un bruit parasite dégradant les performances du système. Dans le cas contraire, il récupère à la fois les interférences et le Doppler. Dans ce cas, aucune boucle de phase n'est nécessaire. Un tel système ne peut compenser que des décalages très faibles car la capacité de poursuite d'un égaliseur se dégrade rapidement lorsque le nombre de ses coefficients augmente.

La capacité de poursuite d'un égaliseur adaptatif se dégrade lorsqu'il y a une variation rapide de phase qui affecte de la même manière les coefficients du filtre d'égaliseur et en particulier lorsque le nombre de ses coefficients augmente [6].

Pour remédier à toutes ces difficultés citées dans la problématique, nous avons considéré le problème dans sa totalité : estimation conjointe de l'égaliseur et de la phase de la porteuse. En d'autres termes, cette estimation conjointe est composée de deux algorithmes couplés : les coefficients $c(k)$ de l'égaliseur et l'estimation de phase $\phi(k)$. Donc, on fait apparaître explicitement un paramètre global d'estimation de phase dans l'algorithme des coefficients $c(k)$ afin de ralentir la vitesse de variation des paramètres de l'égaliseur. Cela veut dire qu'il faut introduire un algorithme de récupération de phase affectant tous les coefficients de l'égaliseur.

Le pas d'égalisation μ (μ_c ou μ_ϕ) détermine la vitesse de convergence de l'adaptation. Si le pas d'égalisation est grand, il permet d'avoir une convergence plus rapide. Par conséquent, il peut avoir un risque de non convergence. Si le pas est petit, l'algorithme peut converger vers une solution optimale avec un temps de convergence plus grand par rapport au cas précédent.

3.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la structure de l'émetteur basée sur la modulation 16 QAM. Le choix des paramètres liés à l'émetteur tels que le nombre de coefficients et le facteur de mise en forme des filtres, la puissance et la largeur de bande du bruit de phase est important pour le bon fonctionnement du système. D'autre part, la récupération d'horloge demeure un point crucial dont il faut tenir compte.

CHAPITRE 4

RÉSULTATS ET ANALYSE DES PERFORMANCES

Ce chapitre présente les résultats de simulation d'un égaliseur aveugle linéaire avec recouvrement conjoint de la phase de la porteuse dans le système 16 QAM décrit précédemment. La Figure 19 montre le schéma synoptique du système conçu sous le logiciel SPW. La première partie de ce chapitre présente les résultats des simulations effectuées avec l'algorithme de récupération de la phase sans canal de transmission. Ceci a pour but de tester le fonctionnement de l'algorithme et d'ajuster ses paramètres (pas, bande passante et puissance du bruit de phase). Ensuite vient la présentation des performances obtenues en considérant le canal de transmission.

4.1 L'algorithme de récupération de la phase sans canal de transmission

Le système conçu fonctionne avec une fréquence d'échantillonnage de 320 MHz et un taux de transmission de 10 Msymboles/sec. L'estimation de la phase $\hat{\phi}(k)$ dépend de trois paramètres : le pas de l'algorithme μ_ϕ , la puissance et la largeur de bande du bruit de la phase générée à l'émetteur par le bloc du bruit de phase. Pour simuler l'effet du bruit de phase, on a choisi une largeur de bande de 20 KHz et un pas d'optimisation de 0.07. Le circuit de récupération de la phase est montré à la Figure 20 Il contient la modulation 16 QAM avec le bruit de phase en émission, le circuit de décision et l'algorithme de récupération de la phase en réception.

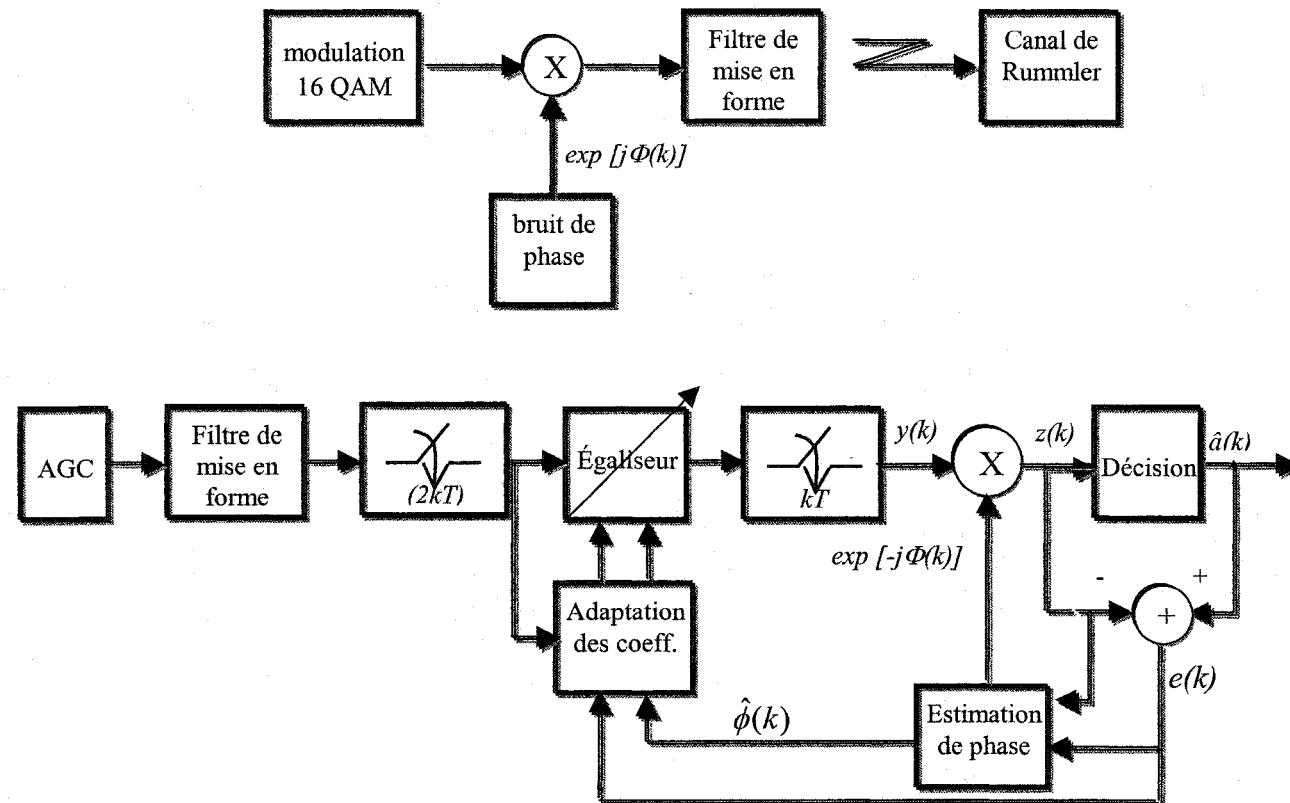


Figure 20 Circuit de l'émetteur et du récepteur

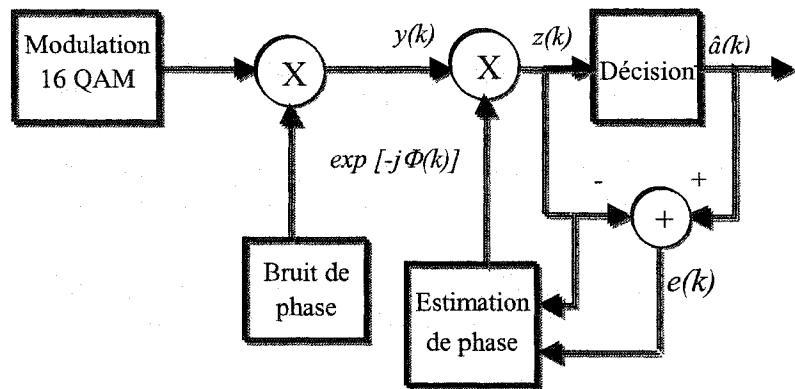


Figure 21 Schéma synoptique du circuit de récupération de la phase

Pour montrer le bon fonctionnement du circuit, la Figure 22 montre une constellation 16 QAM en présence d'un bruit de phase et une autre constellation obtenue avec la récupération de la phase. La puissance du bruit choisie est de -40 dB

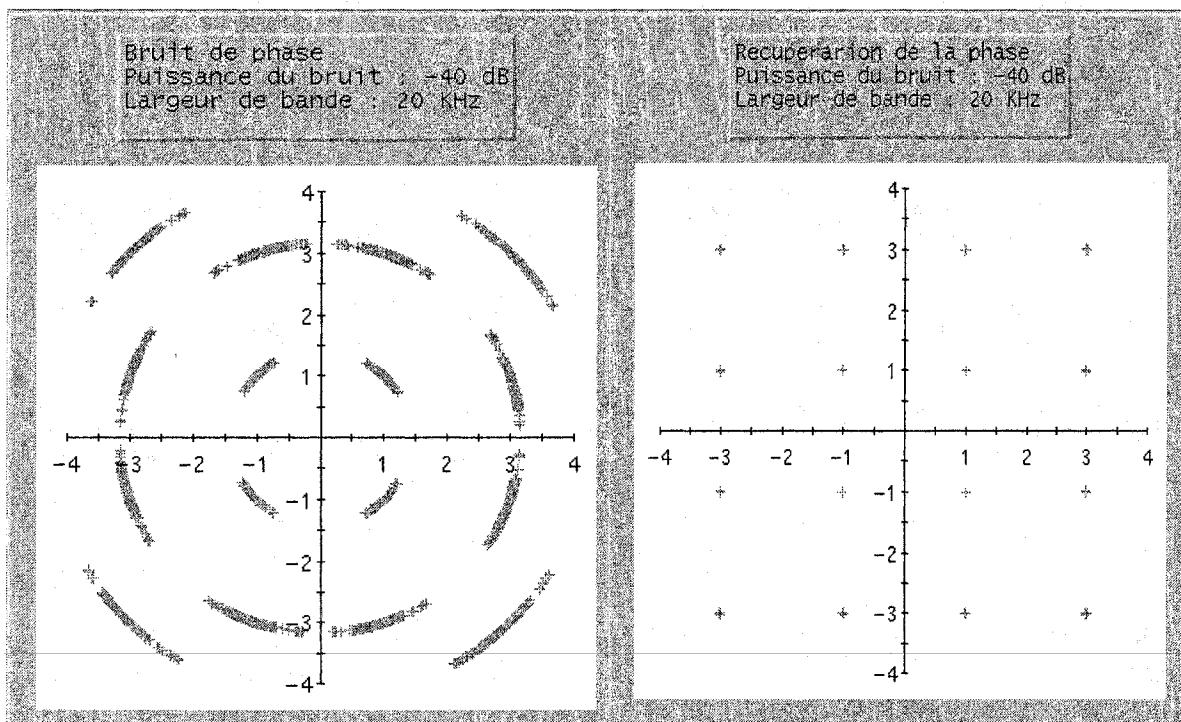


Figure 22 Constellations de bruit de phase et de sa récupération

Le bruit de phase a un grand effet sur la rotation des points de la constellation, donc la puissance du signal reçu diminue et la probabilité d'erreur par bit (BER) augmente. La figure 23 montre le signal du bruit de phase pour une puissance de -5 dB. La première courbe à partir d'en haut représente le bruit de phase à l'émission en degré. La deuxième montre le bruit de phase en émission en radian, et la dernière donne l'estimation du bruit de phase en réception. Il est clair, d'après cette figure, que l'algorithme de récupération de phase avec la méthode basée sur la minimisation de l'EQM fonctionne convenablement puisque les deux signaux sont identiques malgré la puissance élevée du bruit.

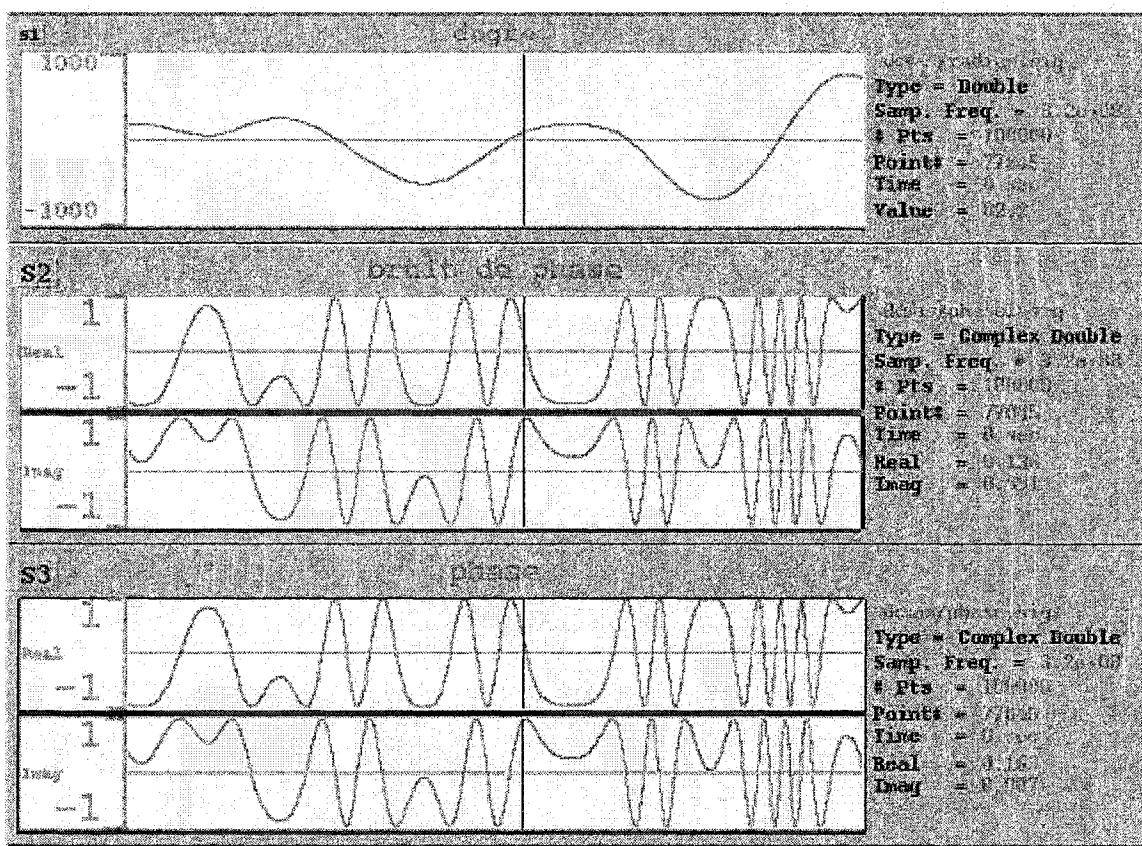


Figure 23 Bruit de phase en émission et son estimation en réception

4.2 Choix des paramètres de l'algorithme d'égalisation

Afin de fixer les paramètres de l'égaliseur, nous avons effectué des simulations en considérant un évanouissement du canal de 15 à 20 dB. Le but de cette première étape est d'ajuster les paramètres de tout le système comprenant l'émetteur et le récepteur. Ces paramètres sont le pas de l'algorithme d'égalisation, le coefficient α (Roll-Off) et le nombre de coefficients des filtres de mise en forme, l'instant d'échantillonnage, etc. Le premier choix du paramètre μ_c était fixé à 10^{-5} . Cependant, après l'ajustement précis de tous les paramètres, le choix de μ_c a été changé afin d'avoir de meilleurs résultats. Pour que l'égaliseur fonctionne correctement et converge vers une solution globale optimale avec un grand nombre d'itérations (plus d'un million), le pas d'adaptation μ_c est choisi pour une valeur de 10^{-3} en utilisant l'algorithme du gradient de minimisation de l'*EQM*. Une fois le pas de l'algorithme choisi, on initialise tous les coefficients de l'égaliseur à 0, sauf la partie réelle du coefficient central qui est initialisée à 1. Les coefficients $c(k)$ et l'erreur $e(k)$ s'adaptent à chaque 16 échantillons car le signal d'entrée d'égaliseur est échantillonné à deux fois le taux de symbole, soit 16 échantillons avec un retard qui varie entre 5 et 8 échantillons à l'intérieur des deux échantillonneurs. Le nombre de coefficients des filtres du type racine carrée de cosinus surélevé en émission et en réception est de 128.

4.3 Diagramme de l'œil

Pour montrer les performances de l'égaliseur avec recouvrement simultané de la phase en fonctionnement réel, nous avons généré un bruit de phase de -10 dB (9.4° rms) à l'émission et utilisé un canal de transmission avec un évanouissement de 28 dB. La Figure 24 montre les résultats obtenus.

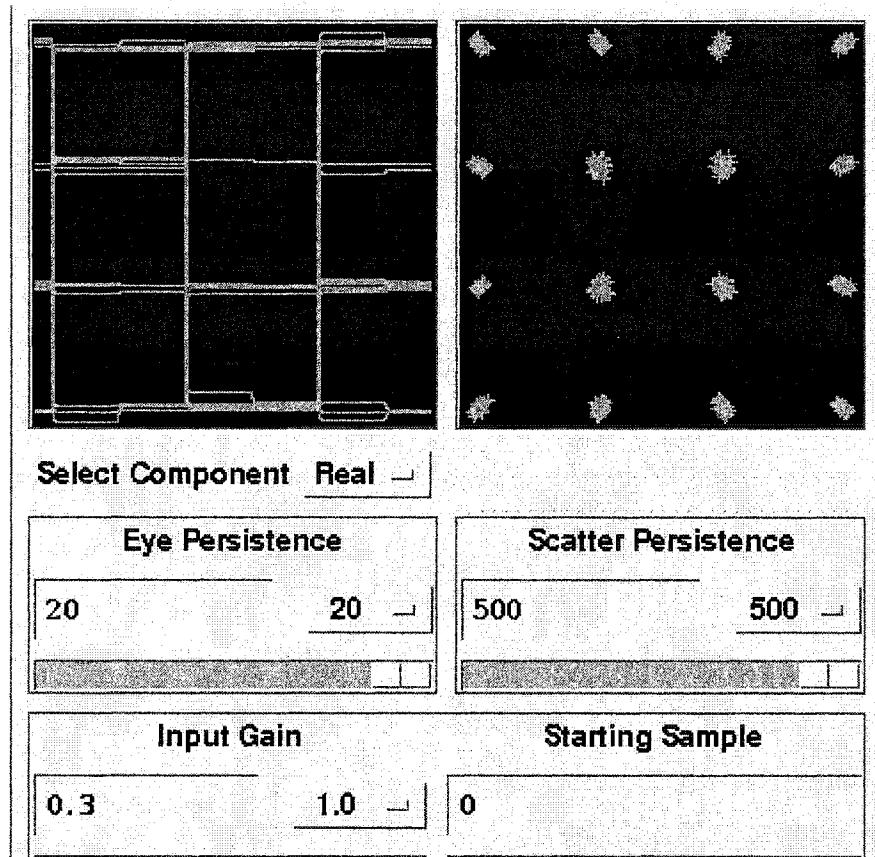


Figure 24 Diagramme de l'œil et Constellation

On remarque, dans la courbe gauche de la figure, que le diagramme de l'œil est bien ouvert, ce qui indique qu'il n'y a pas d'interférences entre symboles à la sortie d'un égaliseur. Ceci est montré également dans la courbe droite de la figure qui montre la constellation obtenue à la réception.

4.4 Erreur quadratique moyenne (EQM)

Dans tout système de communication numérique, l'objectif est de transmettre l'information avec le minimum d'erreurs possible. Afin de quantifier cette erreur, on peut utiliser l'erreur quadratique moyenne (EQM). La figure 25 montre la courbe de l'*EQM* en fonction du nombre d'itération, obtenue avec un évanouissement de canal de 28 dB, une puissance de bruit de -10 dB et un pas de l'algorithme de $\mu = 10^{-3}$.

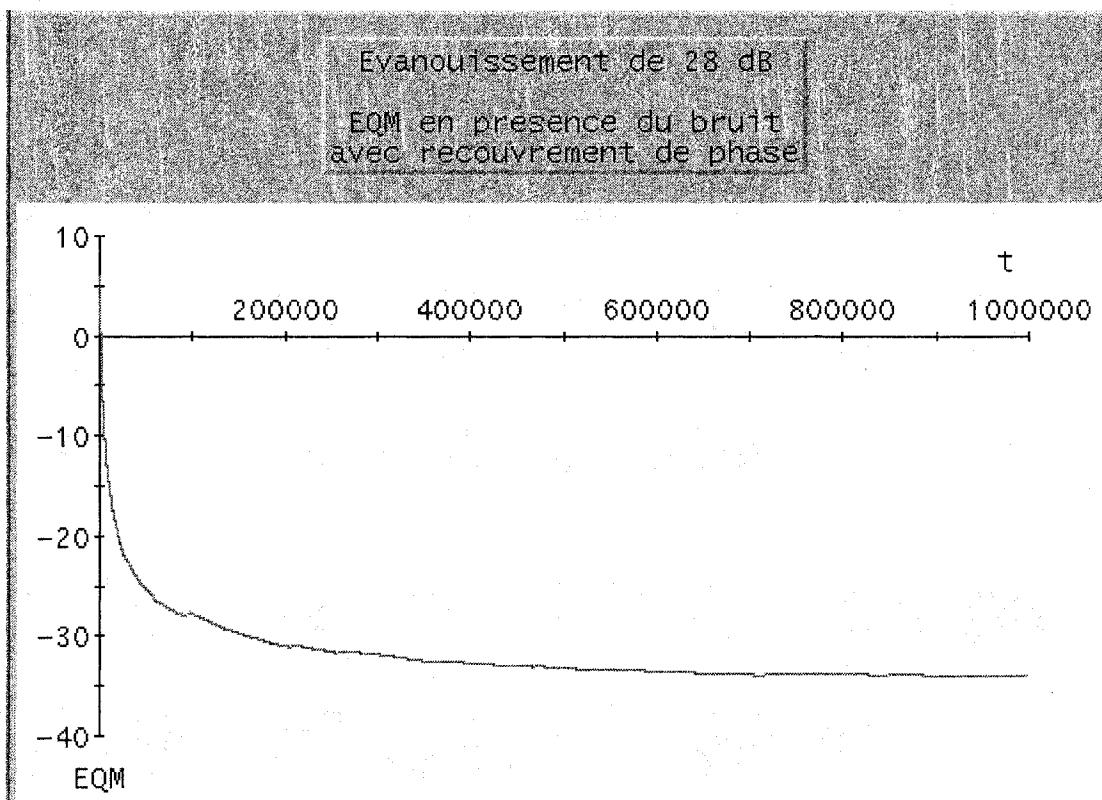


Figure 25 EQM de 28 dB d'évanouissement et bruit de phase de -10 dB

On remarque que dans les premières itérations, l'*EQM* décroît rapidement pour atteindre la valeur de -20 dB en 20 000 itérations. Ensuite, l'erreur diminue lentement pour

arriver à -33.6 dB en 1 000 000 d'itérations. Le Tableau II montre les résultats obtenus de l'*EQM* avec un égaliseur sans bruit de phase pour un million d'itérations.

Tableau II

Égalisation de canal sans bruit de phase

Gain de réflexion β	Évanouissement du canal (dB)	EQM (dB)
0.80	13.98	-57.90
0.85	16.48	-57.40
0.86	17.07	-57.30
0.87	17.72	-57.20
0.88	18.42	-53.60
0.89	19.17	-52.80
0.90	20.00	-52.10
0.91	20.91	-50.70
0.92	21.94	-49.70
0.93	23.09	-47.60
0.94	24.43	-44.40
0.95	26.02	-40.10
0.96	27.96	-36.30
0.965	29.19	-34.10
0.968	29.90	-31.30
0.97	30.46	-29.60
0.977	32.76	-22.70
0.979	33.55	-20.00
0.98	33.98	-19.50
0.982	34.90	-17.30

D'après ces résultats, l'erreur quadratique moyenne augmente au fur et à mesure que l'évanouissement du canal augmente. Ainsi, pour un évanouissement de 14 dB, on obtient une erreur de -57.90 dB. À partir de 34 dB d'évanouissement, l'*EQM* devient supérieure à -20 dB.

4.4 Égalisation de canal

Afin de montrer les performances du système, nous avons fait une étude comparative en considérant les cas suivants :

1. Absence du bruit de phase à l'émission avec recouvrement de phase dans l'égaliseur.
2. Absence du bruit de phase à l'émission sans recouvrement de phase dans l'égaliseur.
3. Présence du bruit de phase à l'émission avec recouvrement de phase dans l'égaliseur.
4. Présence du bruit de phase à l'émission sans recouvrement de phase dans l'égaliseur.

Dans chacun des cas, nous avons considéré deux pas différents : $\mu_1 = 10^3$ et $\mu_2 = 10^5$.

4.4.1 Égalisation avec recouvrement de phase en l'absence du bruit

Le Tableau III donne les résultats trouvés dans le cas d'un égaliseur sans bruit de phase avec la phase connectée.

Tableau III

EQM avec recouvrement de phase en l'absence du bruit

Gain de réflexion β	Évanouissement du canal (dB)	EQM $\mu_1=10^{-3}$	EQM $\mu_2=10^{-5}$
0.80	13.98	-57.90	-43.50
0.85	16.48	-57.40	-43.50
0.86	17.07	-57.30	-42.80
0.87	17.72	-57.20	-40.50
0.88	18.42	-53.60	-40.50
0.89	19.17	-52.80	-40.30
0.90	20.00	-52.10	-40.00
0.91	20.91	-50.70	-38.00
0.92	21.94	-49.70	-37.60
0.93	23.09	-47.60	-36.70
0.94	24.43	-44.40	-35.00
0.95	26.02	-40.10	-32.10
0.96	27.96	-36.30	-27.20
0.965	29.19	-34.10	-25.60
0.968	29.90	-31.30	-22.30
0.97	30.46	-29.60	-19.70
0.977	32.76	-22.70	-10.40
0.979	33.55	-20.00	-5.00
0.98	33.98	-19.50	-4.86
0.982	34.90	-17.30	-4.68

Nous constatons que pour un pas $\mu_1=10^{-3}$, l'EQM limite est inférieure à celle obtenue pour $\mu_2=10^{-5}$, de 5 à 15 dB. La figure 26 montre bien ce résultat.

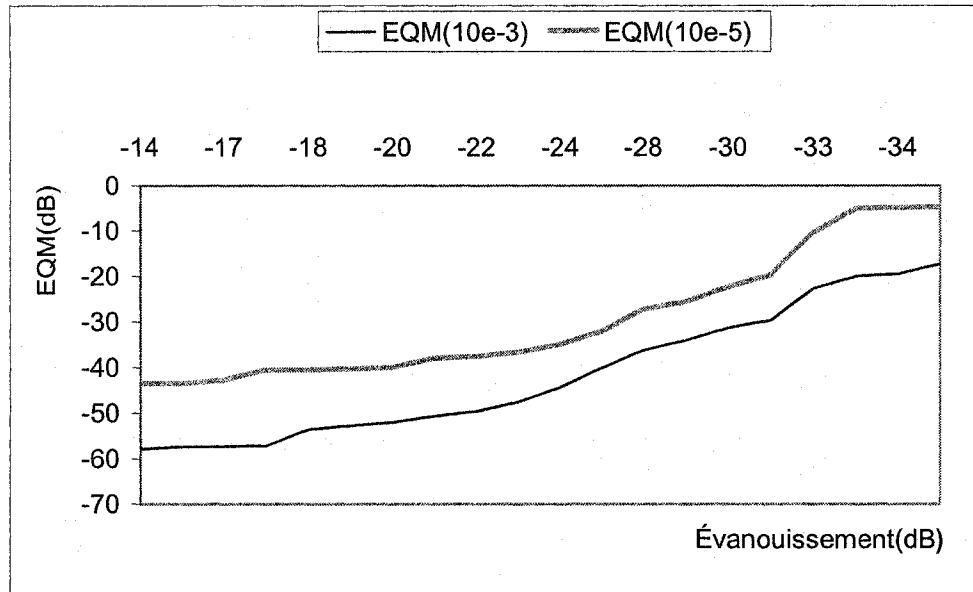


Figure 26 EQM en fonction de l'évanouissement avec recouvrement de phase en l'absence du bruit

On remarque, d'après cette figure, que pour que le système utilisant un pas de 10^{-5} arrive aux mêmes performances que celles obtenues avec un pas de 10^{-3} , il doit utiliser un nombre d'itérations 10 fois plus grand. Donc, la convergence de l'*EQM* dans le premier cas nécessite moins d'itérations pour arriver au minimum global de la fonction objective. Pour mettre en évidence l'effet du pas de l'algorithme sur les performances du système, la figure 27 illustre les deux courbes de l'*EQM* en fonction du nombre d'itérations pour chacun des pas $\mu_1 = 10^{-3}$ et $\mu_2=10^{-5}$. Les courbes sont obtenues dans le cas d'un évanouissement du canal de 28 dB.

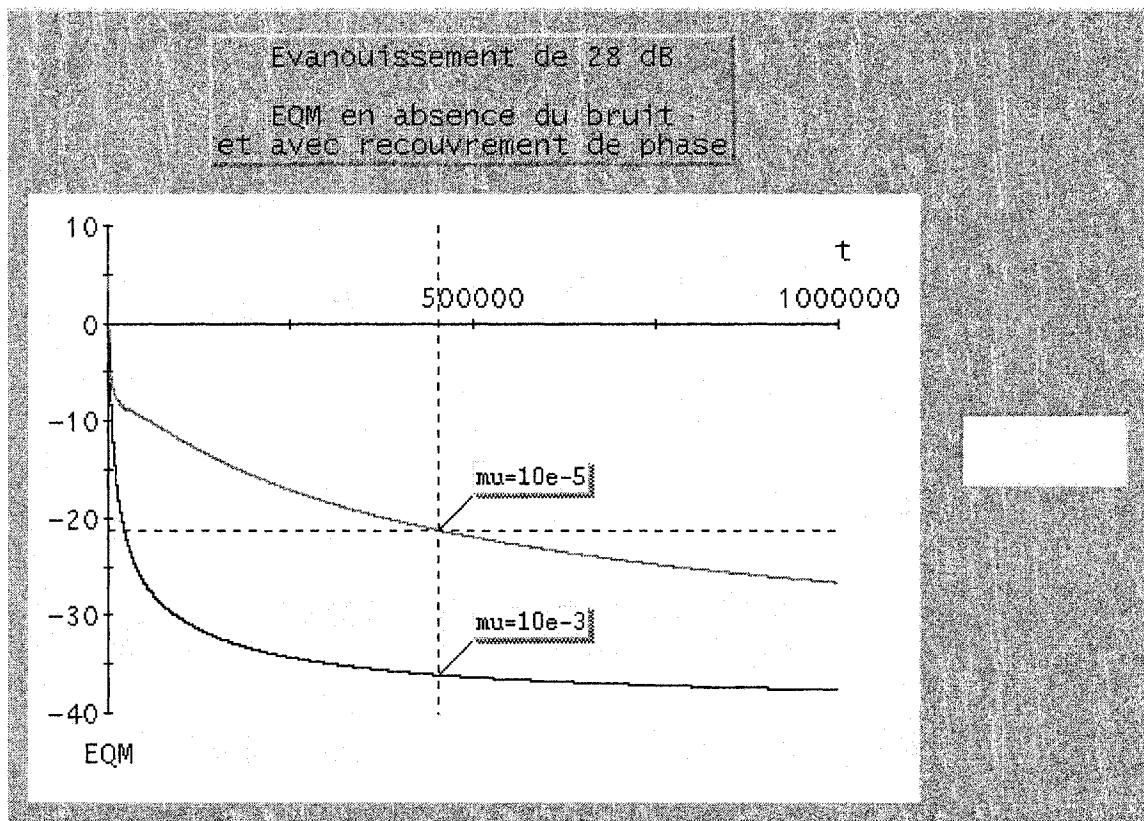


Figure 27 EQM avec recouvrement de phase en l'absence du bruit

On constate que l'erreur quadratique moyenne utilisant un pas de 10^{-3} converge plus rapidement par rapport à celle utilisant un pas de 10^{-5} , et ce à partir des premières itérations.

4.4.2 Égalisation sans recouvrement de phase en l'absence du bruit

Le Tableau IV donne les résultats trouvés dans le cas d'un égaliseur sans recouvrement de phase en l'absence du bruit.

Tableau IV

EQM sans recouvrement de phase en l'absence du bruit

Gain de réflexion β	Évanouissement du canal (dB)	EQM $\mu_1=10^{-3}$	EQM $\mu_2=10^{-5}$
0.80	13.98	-57.40	-54.90
0.85	16.48	-57.40	-54.90
0.86	17.07	-57.10	-54.75
0.87	17.72	-57.00	-54.40
0.88	18.42	-53.10	-54.00
0.89	19.17	-52.50	-45.90
0.90	20.00	-52.40	-45.50
0.91	20.91	-50.30	-45.50
0.92	21.94	-49.00	-45.00
0.93	23.09	-47.70	-43.00
0.94	24.43	-44.00	-39.70
0.95	26.02	-40.30	-35.30
0.96	27.96	-38.30	-29.60
0.965	29.19	-38.20	-25.40
0.968	29.90	-31.60	-6.44
0.97	30.46	-29.50	-5.20
0.977	32.76	-23.00	-4.34
0.979	33.55	-21.00	-4.10
0.98	33.98	-19.00	-3.94
0.982	34.90	-17.00	-3.43

Les résultats obtenus sont semblables à ceux du Tableau III (égalisation de canal avec recouvrement de phase en absence du bruit) pour le pas $\mu_1=10^{-3}$. La seule différence réside dans le cas où l'évanouissement du canal est inférieur à 26 dB. Ceci est dû au fait qu'à de petits évanouissements, l'erreur de phase introduite par le canal est petite. Dans ce cas, l'égaliseur n'a pas besoin de l'estimation des phases pour adapter ses coefficients. La figure 28 illustre bien ces remarques.

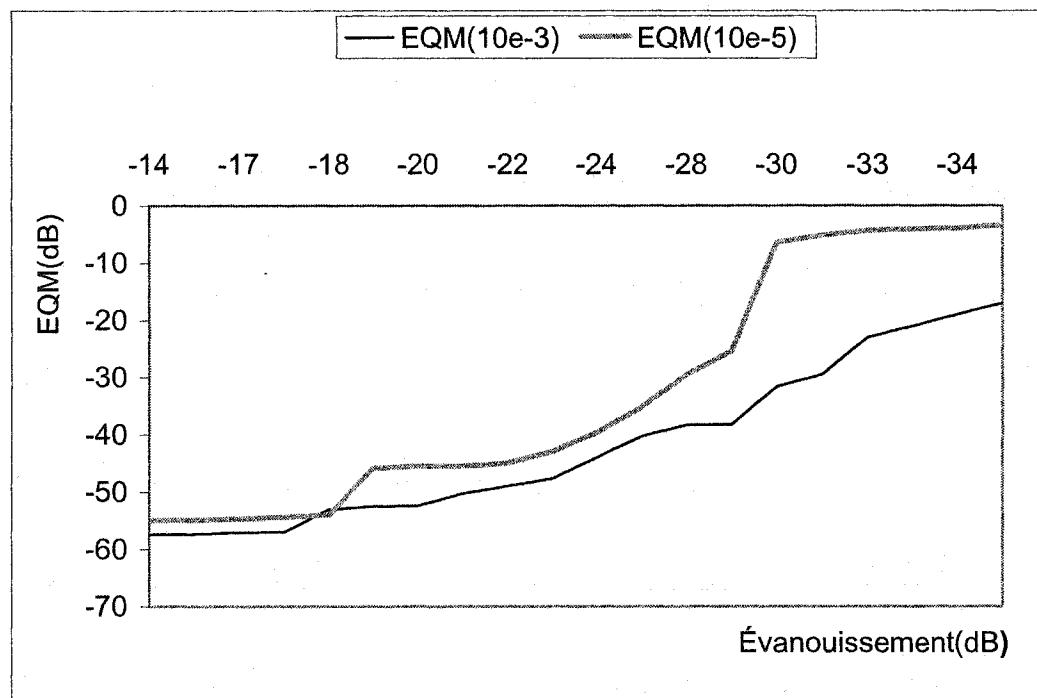


Figure 28 EQM en fonction de l'évanouissement sans recouvrement
de phase en l'absence du bruit

La Figure 29 illustre l'erreur quadratique moyenne sans recouvrement de phase et en l'absence de bruit.

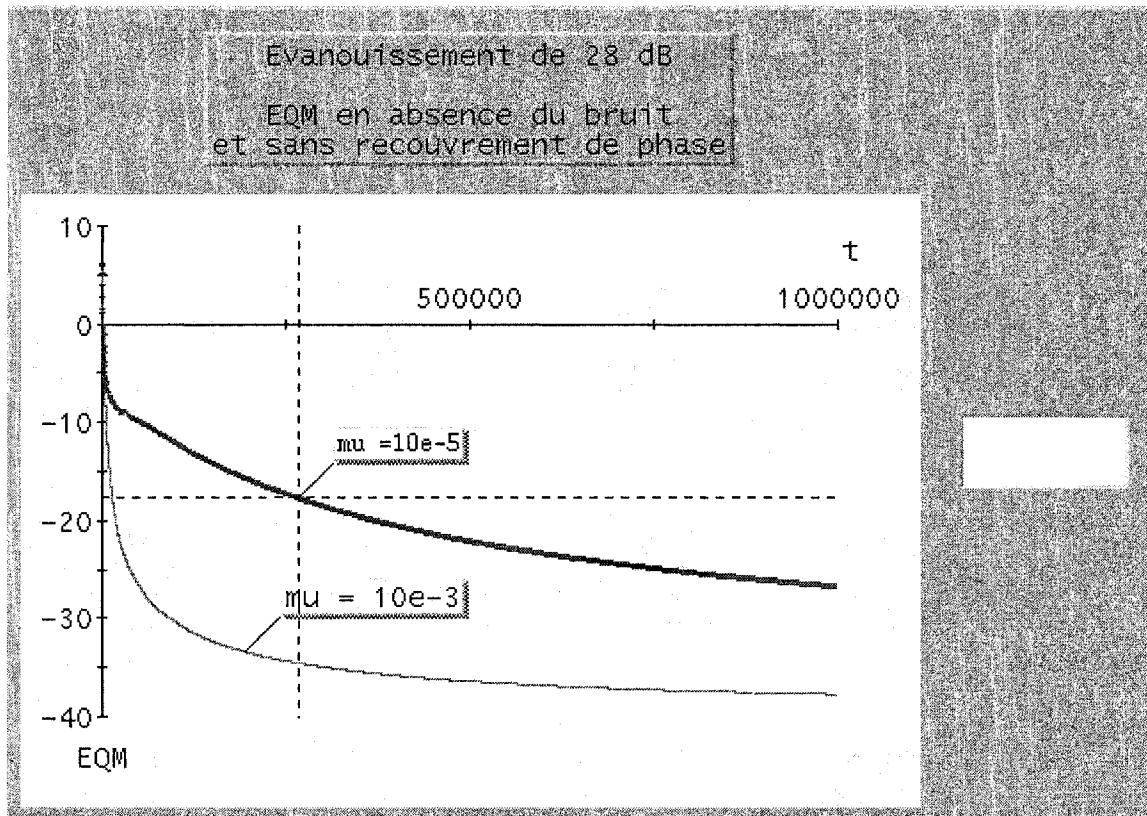


Figure 29 EQM sans recouvrement de phase en l'absence du bruit

On remarque, d'après les courbes de cette figure, que les performances obtenues sont semblables à celles présentées à la figure 27. En effet, lorsque que nous avons des évanouissements inférieurs à 30 dB, l'erreur de phase introduite par le canal est petite. Dans ce cas, l'égaliseur n'a pas besoin de réaliser le recouvrement de phase.

4.4.3 Égalisation avec recouvrement de phase en présence du bruit

Le Tableau V donne les résultats trouvés dans le cas d'un égaliseur avec recouvrement de phase en présence de bruit.

Tableau V

EQM avec recouvrement de phase en présence du bruit

Gain de réflexion β	Évanouissement du canal (dB)	EQM $\mu_1=10^{-3}$	EQM $\mu_2=10^{-5}$
0.80	13.98	-42.00	-41.50
0.85	16.48	-42.00	-41.50
0.86	17.07	-42.00	-41.50
0.87	17.72	-42.00	-41.50
0.88	18.42	-42.00	-41.50
0.89	19.17	-41.10	-41.30
0.90	20.00	-40.00	-39.90
0.91	20.91	-39.40	-38.00
0.92	21.94	-39.20	-37.60
0.93	23.09	-39.00	-36.70
0.94	24.43	-37.10	-35.00
0.95	26.02	-35.30	-32.00
0.96	27.96	-32.70	-27.60
0.965	29.19	-31.20	-24.50
0.968	29.90	-29.10	-20.80
0.97	30.46	-27.80	-18.80
0.977	32.76	-21.30	-11.60
0.979	33.55	-19.30	-8.60
0.98	33.98	-18.30	-8.42
0.982	34.90	-16.20	-5.23

On s'intéressera particulièrement, lors de l'analyse des performances, aux cas d'évanouissements profonds allant de 29 à 35 dB. Les résultats obtenus nous montrent l'efficacité de l'égaliseur en présence du bruit. D'abord, pour un grand pas

d'optimisation μ_1 et dans le cas d'évanouissements supérieurs à 28 dB, les résultats des deux tableaux III et V, en terme d'erreur quadratique moyenne, sont pratiquement similaires avec une différence de 2 à 3 dB seulement. Par contre, si l'évanouissement du canal est inférieur à 28 dB, l'égaliseur converge avec une vitesse très lente pour atteindre une valeur d'EQM de -42 dB après un million d'itérations, voir Figure 30. Les résultats obtenus s'expliquent par le fait que, quand le pas d'adaptation $\mu_1 = 10^3$ est grand, cela veut dire que la largeur de bande de l'égaliseur est grande par rapport à celle du bruit. L'égaliseur dans ce cas arrive à suivre les variations du bruit par l'intermédiaire de l'estimation du bruit de phase estimé $\hat{\phi}$.

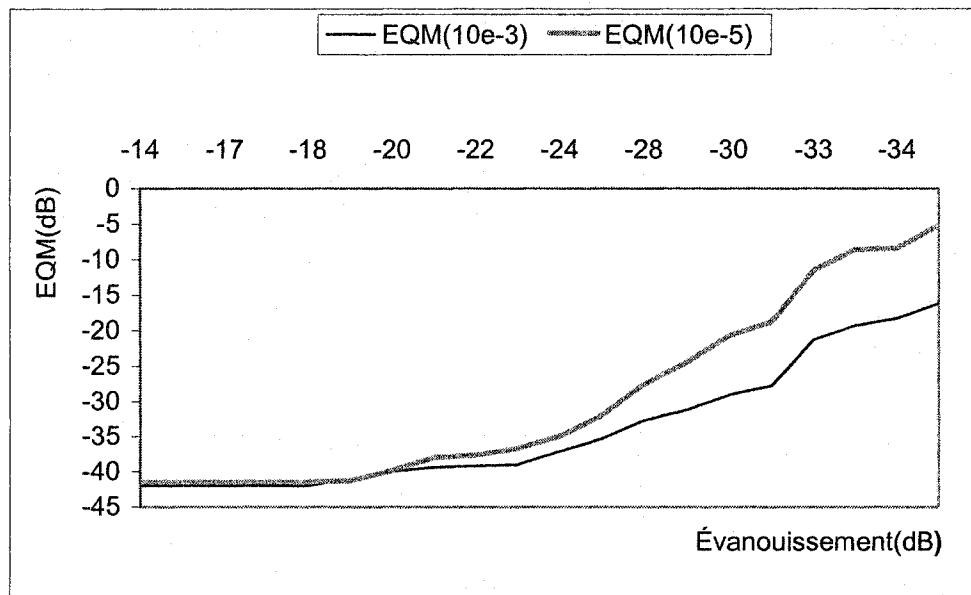


Figure 30 EQM en fonction de l'évanouissement avec recouvrement de phase en présence du bruit

Si nous comparons les résultats obtenus au Tableau V pour les deux pas $\mu_1=10^{-3}$ et $\mu_2=10^{-5}$ avec des évanouissements du canal supérieurs à 28 dB, nous constatons une différence de 7 à 11 dB en terme d'erreur quadratique moyenne et de convergence.

En conclusion, la convergence de l'égaliseur dépend de la valeur de sa largeur de bande en présence du bruit de phase. Si elle est grande par rapport à celle du bruit, l'égaliseur converge bien, par contre si elle est petite, l'égaliseur devient moins performant. Si les évanouissements du canal sont inférieurs à 28 dB, les résultats obtenus, avec les deux pas, diffèrent légèrement. La Figure 30 illustre bien ce résultat.

La Figure 31 montre que l'erreur quadratique moyenne utilisant un pas de 10^{-3} converge beaucoup plus rapidement par rapport à celle utilisant un pas de 10^{-5} , et ce à partir des premières itérations. Ceci est dû au fait que plus la largeur de bande de l'égaliseur est grande par rapport à celle du bruit, plus l'égaliseur peut facilement annuler le bruit de phase engendré à son entrée, donc sa convergence est meilleure.

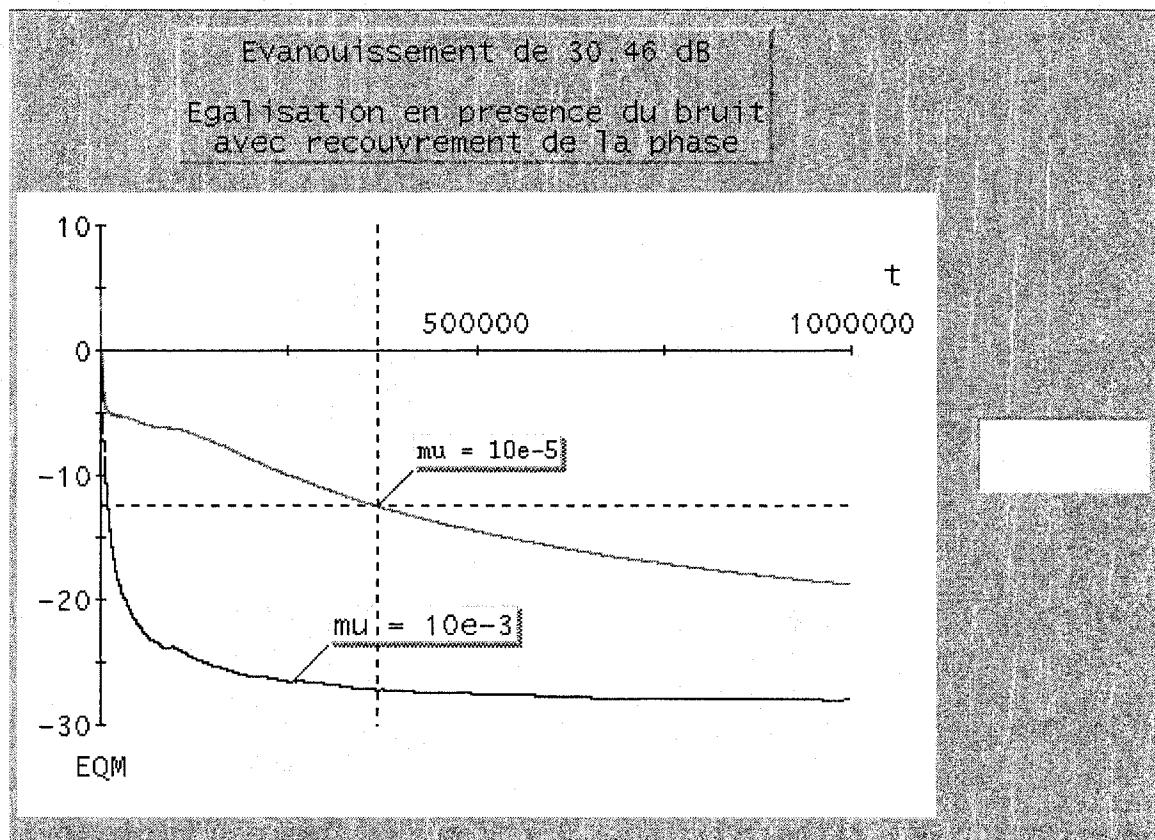


Figure 31 EQM avec recouvrement de phase en présence du bruit

4.4.4 Égalisation en présence du bruit sans recouvrement de phase

Le Tableau VI donne les résultats trouvés dans le cas d'un égaliseur sans recouvrement de phase en présence du bruit.

Tableau VI

EQM sans recouvrement de phase en présence du bruit

Gain de réflexion β	Évanouissement du canal (dB)	EQM $\mu_2=10^{-5}$
0.80	13.98	-40.30
0.85	16.48	-40.30
0.86	17.07	-40.30
0.87	17.72	-38.90
0.88	18.42	-38.60
0.89	19.17	-37.10
0.90	20.00	-29.70
0.91	20.91	-29.00
0.92	21.94	-28.50
0.93	23.09	-25.70
0.94	24.43	-21.70
0.95	26.02	-16.50
0.96	27.96	-9.90
0.965	29.19	-7.04
0.968	29.90	-5.83
0.97	30.46	-5.55
0.977	32.76	-5.29
0.979	3.55	-5.02
0.98	3.98	-4.97
0.982	34.90	-4.87

Pour analyser ces résultats, nous comparons les résultats des tableaux V et VI avec un pas de 10^{-5} . Dans cette analyse, on considère deux cas différents :

1. Lorsque la phase est connectée à l'égaliseur linéaire avec recouvrement simultané de la phase. Dans ce cas, l'égaliseur est capable de suivre les variations rapides de bruit de phase et l'égaliseur converge (voir Figure 31).

2. Lorsque la phase est déconnectée de l'égaliseur, ce dernier n'effectue plus de recouvrement de la phase. Il converge, dans ce cas, avec une vitesse plus lente par rapport au premier cas.

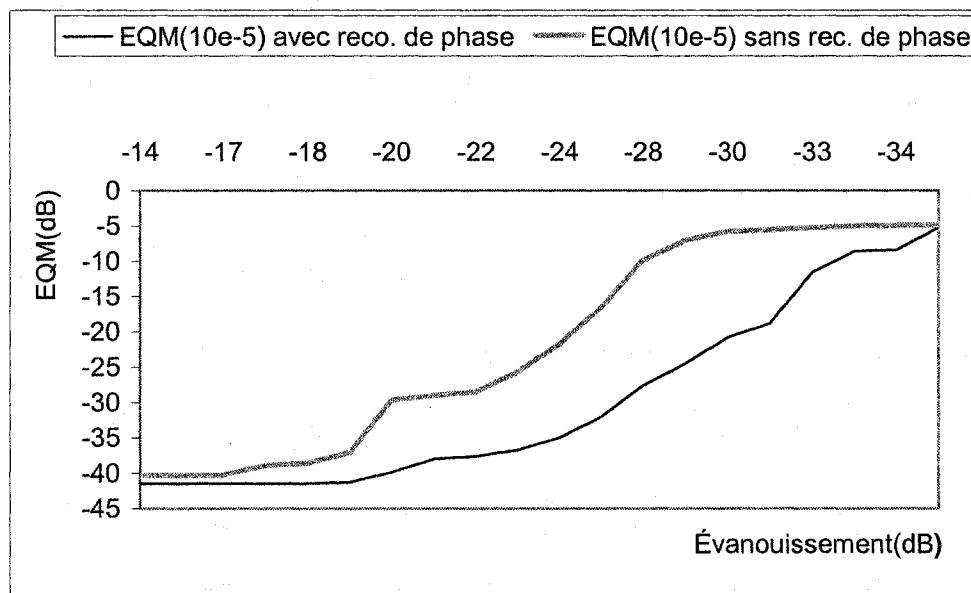


Figure 32 EQM en fonction de l'évanouissement avec et sans recouvrement de phase en présence du bruit

Dans le cas d'un pas de l'égaliseur de 10^{-3} , celui-ci diverge complètement. Pour régler ce problème, nous avons diminué le pas de l'algorithme de phase de 0.07 à 0.001. Dans ce cas, on obtient une convergence, mais l'erreur quadratique moyenne ne dépasse pas -4 dB, quel que soit l'évanouissement du canal. Les résultats obtenus sont prévisibles, car lorsque le pas de l'algorithme de phase est égal à 0.07, l'égaliseur diverge, vu que la largeur de bande du bruit de phase est supérieure à celle de l'égaliseur. Ce dernier ne peut pas éliminer le bruit de phase sur toute sa largeur de bande sans recouvrement de phase. Ceci cause alors la divergence de l'égaliseur. Par contre, lorsque nous avons diminué la valeur du pas à 10^{-3} , les largeurs de bandes de l'égaliseur et celle du bruit de phase sont devenues égales et l'égaliseur converge vers une valeur très faible de l'erreur

quadratique moyenne (-4 dB). Ce résultat s'explique par le fait que l'égaliseur converge et suit les variations du bruit de phase, sauf qu'il n'a pas la possibilité d'éliminer le bruit de phase généré à l'émission puisque la phase estimée est déconnectée de l'égaliseur et le pas μ_ϕ n'est pas bien ajusté par rapport à sa valeur initiale de 0.07.

La figure 33 montre l'efficacité d'utilisation de l'algorithme de recouvrement de phase dans l'égaliseur en présence du bruit.

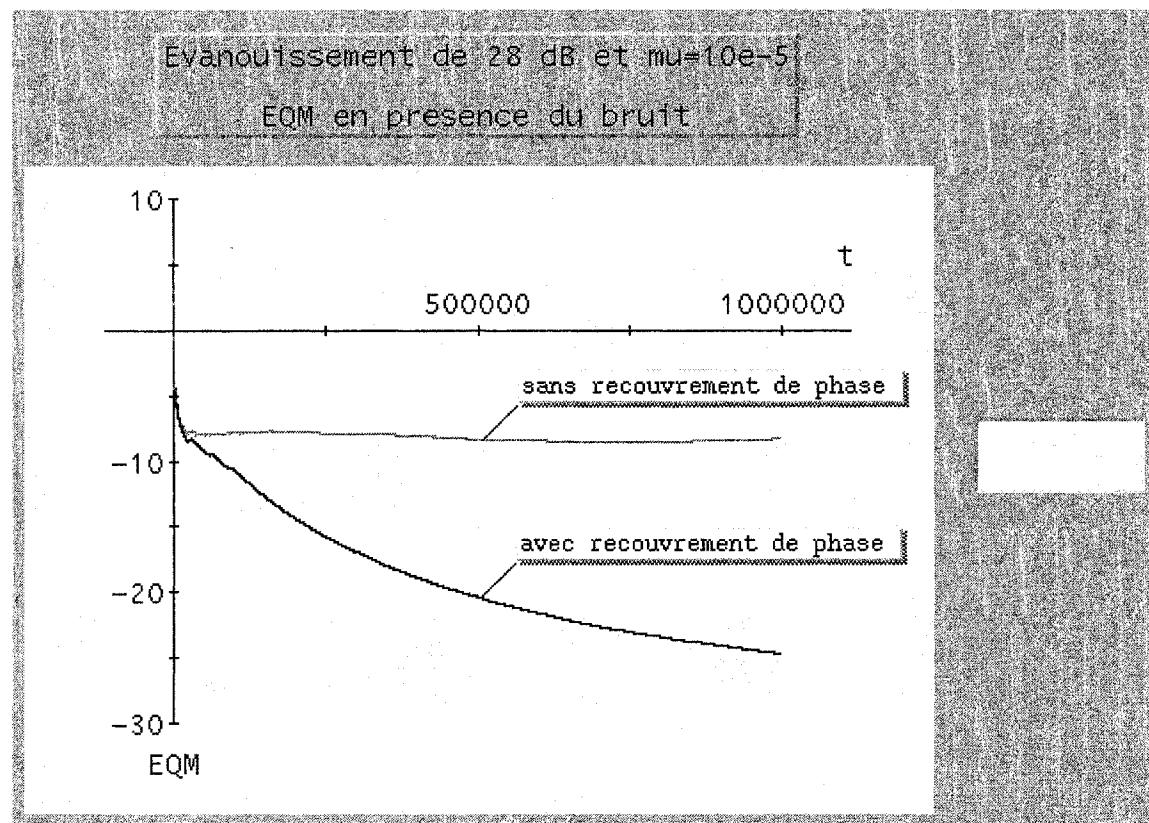


Figure 33 EQM avec et sans recouvrement de phase en présence du bruit

Comme expliqué dans la section 4.4.3, lorsque la largeur de bande de l'égaliseur est supérieure à celle du bruit, l'égaliseur converge correctement avec le recouvrement de

phase. Cependant, dans le cas contraire, l'égaliseur peut converger sans recouvrement de phase mais les performances obtenues sont nettement plus faibles. Voir la Figure 33.

4.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la performance de l'égaliseur en présence et absence de bruit de phase et connectant et déconnectant l'estimation de la phase à l'égaliseur. Nous avons analysé et interprété les résultats obtenus dans des conditions de fonctionnement contraignantes en considérant des niveaux de puissance de bruit de phase élevés avec des largeurs de bande importantes.

Il apparaît clairement que le système conçu pour réaliser simultanément l'égalisation aveugle et le recouvrement de la phase peut fonctionner de manière satisfaisante jusqu'à des évanouissements du canal de 35 dB. Les performances obtenues ont été comparées à celles d'un égaliseur aveugle classique et on a obtenu une amélioration allant jusqu'à 10 dB en terme d'erreur quadratique moyenne (Figure 32).

CONCLUSION GÉNÉRALE

Avec le développement des systèmes numériques de communications sans fil, de plus en plus d'applications adoptent ce support et on assiste à une explosion de la demande en termes de débit de transmission. Dans ce contexte, l'augmentation de l'efficacité spectrale est devenue un facteur majeur pour répondre à ce besoin. Dans cette perspective, nous avons étudié et conçu un système qui permet de réaliser, simultanément, une égalisation aveugle afin d'éliminer les IES, et le recouvrement de la phase de la porteuse, afin d'immuniser l'égaliseur contre les effets de bruit de la phase. En effet, l'utilisation d'une égalisation aveugle a pour avantage de ne pas nécessiter de séquences d'entraînement. Ceci permet d'utiliser toute la bande de fréquence pour ne transmettre que de l'information utile.

Dans notre travail, nous avons considéré deux approches. La première considère un égaliseur suivi d'un étage de recouvrement de phase et la deuxième approche utilise un égaliseur linéaire avec recouvrement simultané de la phase. Dans le premier cas, les coefficients de l'égaliseur et ceux de la phase sont indépendamment adaptés et l'égaliseur ne tient pas compte de la correction de la phase. Dans le deuxième cas, les deux coefficients sont conjointement estimés.

La première étape des simulations a porté sur le choix des paramètres du système de transmission et de réception en supposant qu'il n'y a pas de bruit de phase. Ces paramètres sont : le pas de l'algorithme, l'instant d'échantillonnage, le nombre de coefficients de l'égaliseur avec leur initialisation, le facteur de mise en forme et le nombre de coefficients des filtres d'émission et de réception.

Dans l'étape suivante, nous avons conçu l'égaliseur qui réalise simultanément le recouvrement de phase en présence d'un bruit en émission. Avec cette structure, notre système fonctionnait adéquatement jusqu'à un évanouissement du canal de -35 dB pour

un bruit de phase de -10 dBm dans une largeur de bande de 20 KHz. Comparé à un système qui utilise séparément une égalisation et un recouvrement de phase, notre système démontrait une performance supérieure, en terme d'erreur quadratique moyenne, allant jusqu'à 10 dB pour des évanouissements profonds du canal.

Travaux futurs

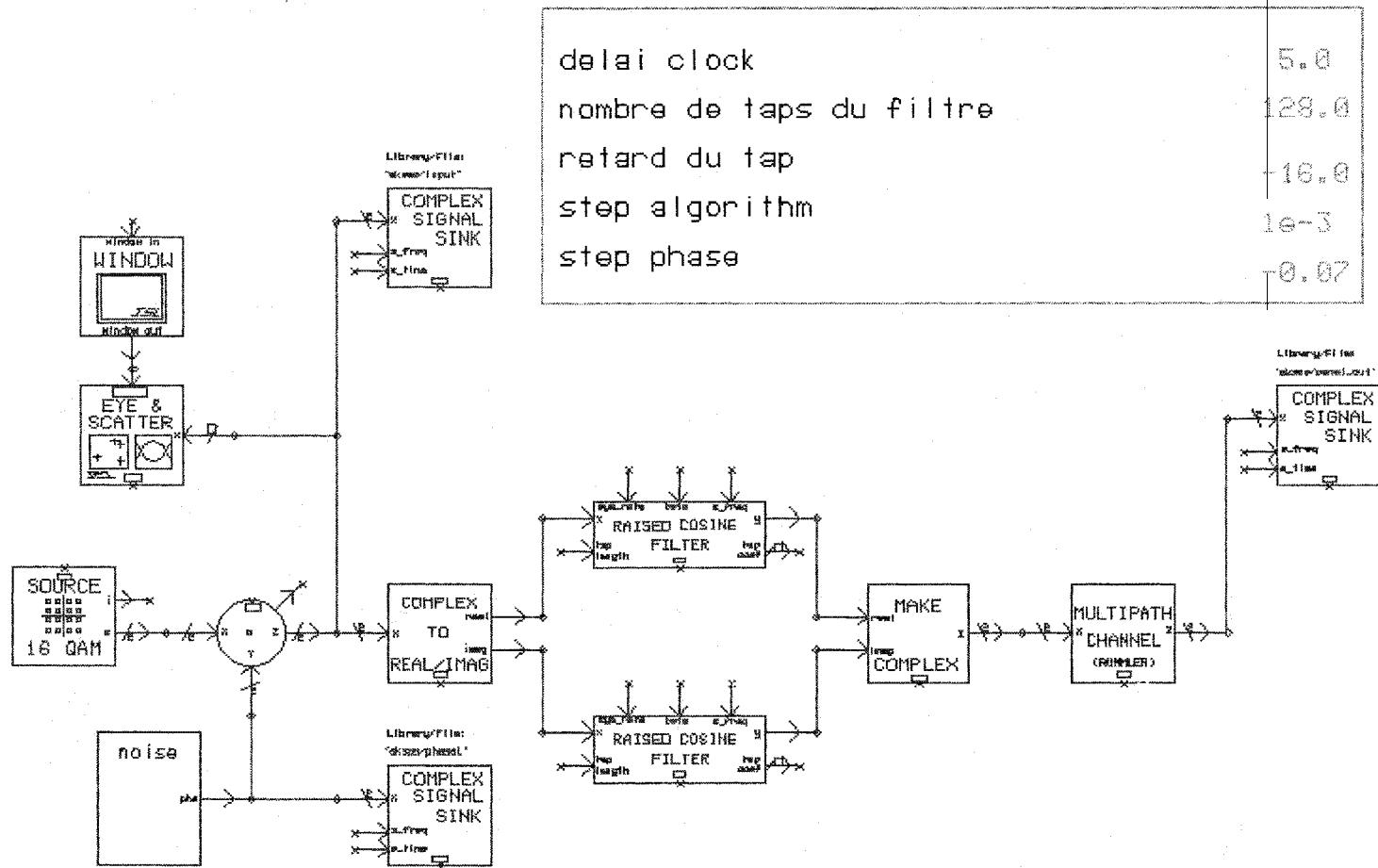
Suite à ce travail, voici quelques suggestions de travaux qui peuvent faire l'objet de projets de recherche. On recommande ainsi :

1. Conception d'un système qui utiliserait, en plus du recouvrement simultané de la phase, un recouvrement de l'horloge.
2. Appliquer cette approche aux modulations QAM d'ordre supérieur (32 , 64 , 256 , 1024) ainsi qu'aux autres types de modulation et étudier le comportement de ce système dans ces conditions.
3. Étudier les performances de cette approche pour un égaliseur DFE.

Il serait intéressant de réaliser une implémentation matérielle du système conçu afin de vérifier pratiquement les performances obtenues.

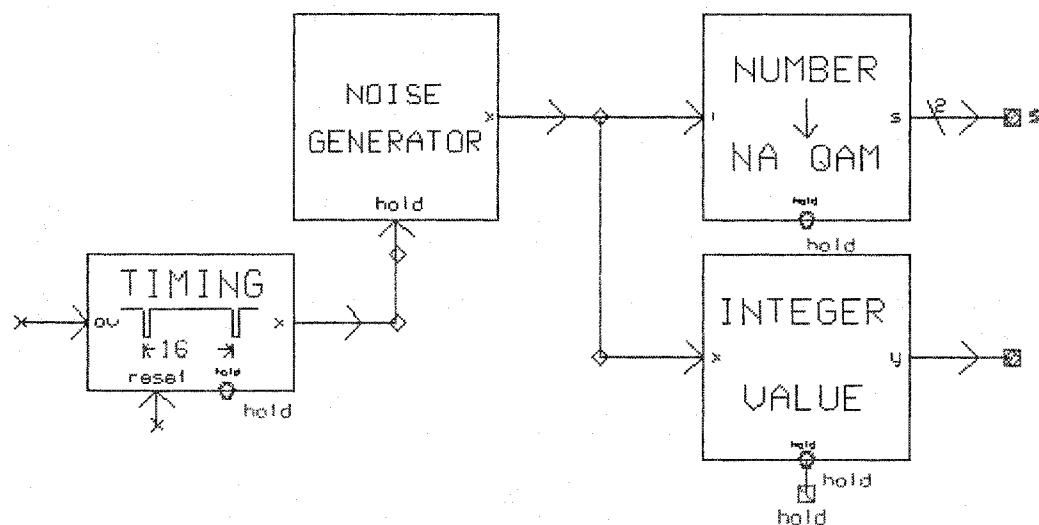
ANNEXE

Structure de l'émetteur

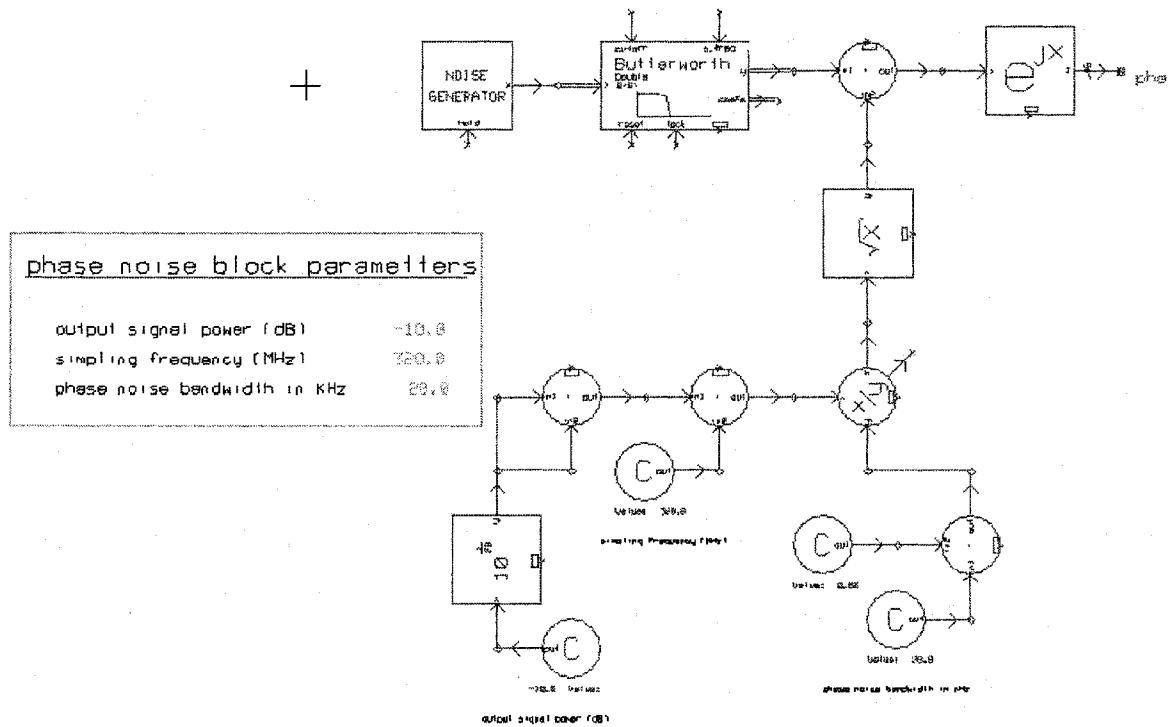


Modulateur 16 QAM

M-QAM SOURCE BLOCK PARAMETERS	
MAIN PARAMETERS:	
Baud rate	1.0
Sampling frequency	16.0
Normalize power ('yes' or 'no')	'no'
If yes, normalized output power	1.0
If no, minimum constellation distance	2.0
MISCELLANEOUS PARAMETERS:	
Initial value	0.0
NA	



Circuit du bruit de phase

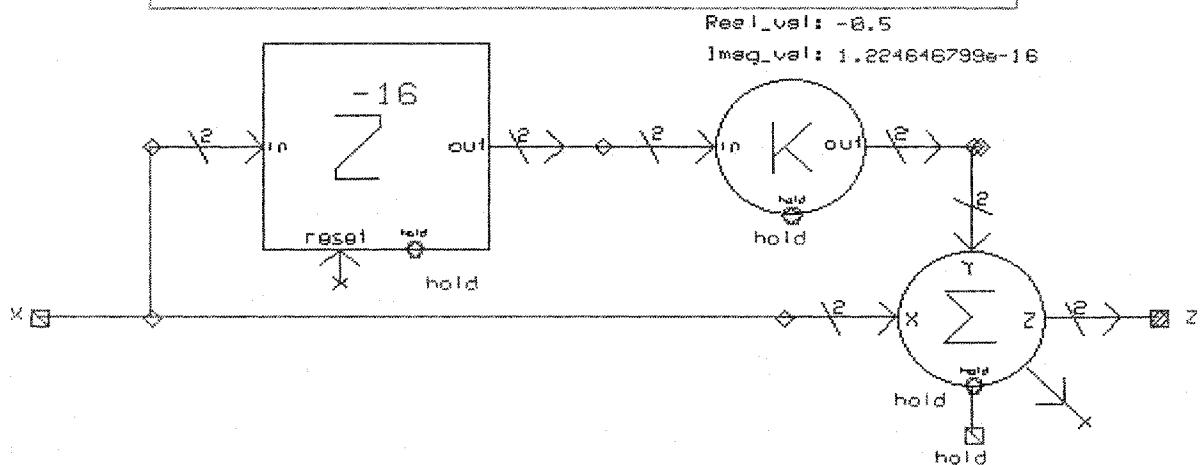


Caractéristiques du filtre cosinus surélevé

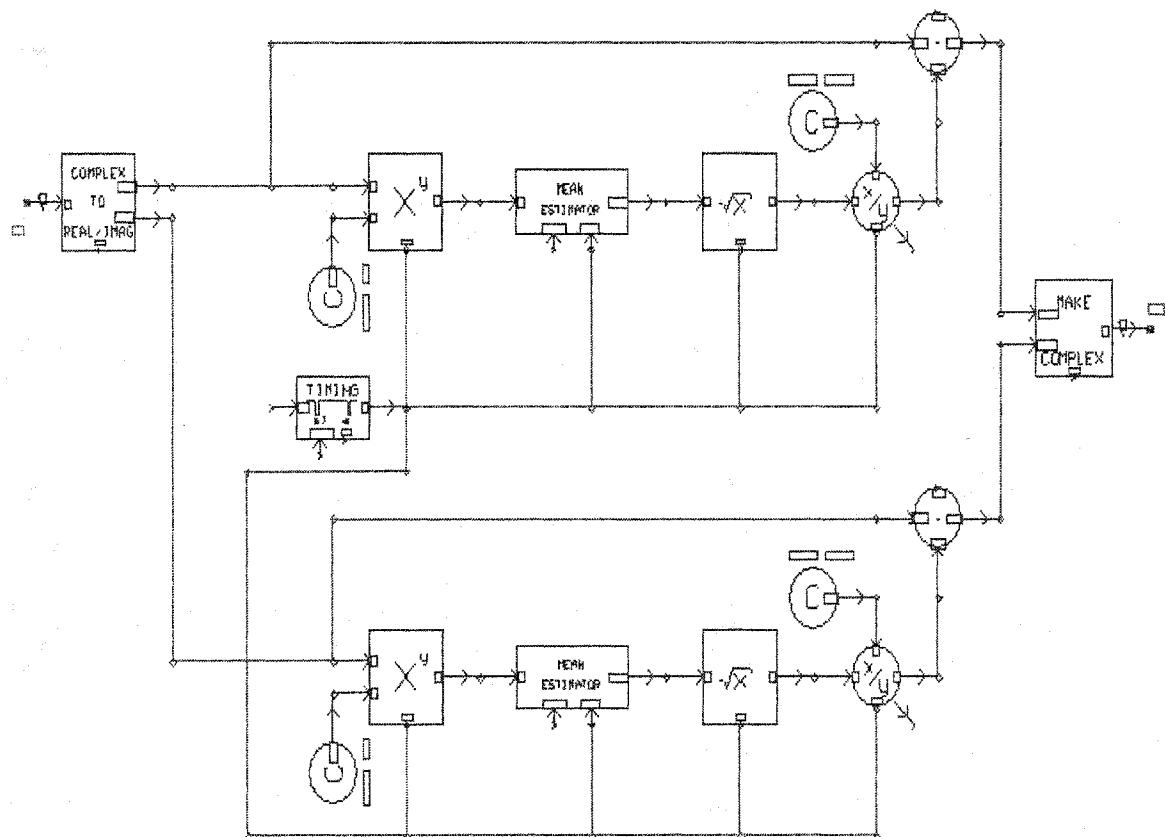
RAISED COSINE FILTER BLOCK PARAMETERS	
MAIN PARAMETERS:	
Number of tap length (#)	33
Window type (blackman, bartlett, hamming, hamming, rectangular)	'rectangular'
Sampling frequency in Hz	19200.0
Symbol rate in Hz (or in bps)	2400.0
Roll off factor (beta)	0.25
Square-root raised cosine (yes/no)	'no'
Sample input (i.e., cascade T/sinc) (yes/no)	'no'
If yes! First input sample time (Sec.)	0.0
MISCELLANEOUS PARAMETERS:	
Overflow value	0.0
Error count before action	1
Action taken (stop or continue)	'stop'
#1 Set this value to the maximum number of filter order that will be used if the filter_order input is used	

Canal de Rummel

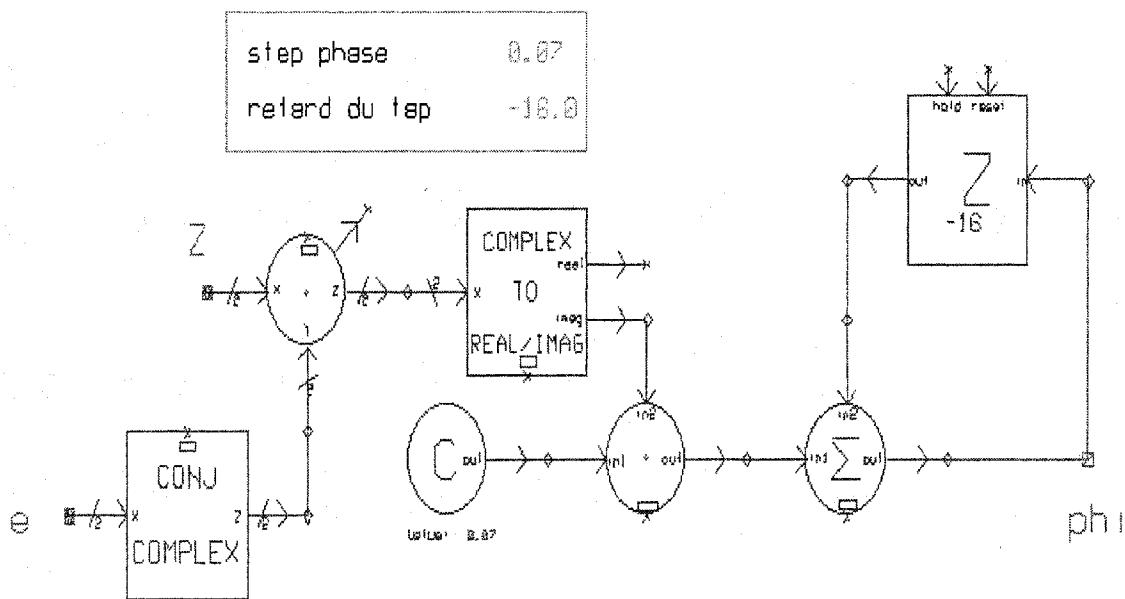
MULTIPATH CHANNEL BLOCK PARAMETERS	
MAIN PARAMETERS:	
Sampling frequency	16.0
Reflected arm delay (sec.)	1.0
Reflected arm gain	0.5
Null frequency (Hz)	1.0
MISCELLANEOUS PARAMETERS:	
Initial value	0.0
Overflow value	0.0
Error count before action	1
Action taken (stop or continue)	'stop'



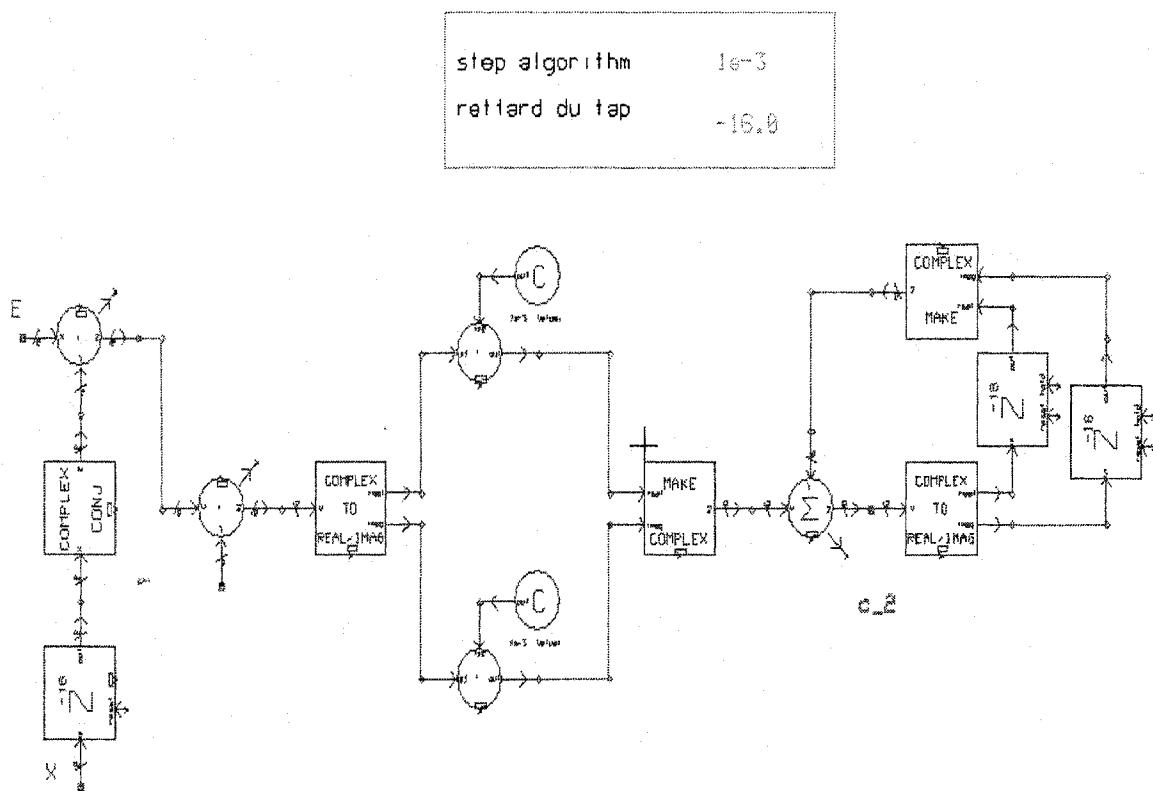
Control automatique du gain (AGC)



Algorithme de recouvrement de la phase



Algorithme d'adaptation des coefficients $c(k)$



BIBLIOGRAPHIE

- [1] Austin M. (Aug. 1976). *Decision feed back equalization for digital communication over dispersive channels. Technical report 461, Mit research laboratory of electronicsBlind*
- [2] Bellanger M. (c1996). Traitement numérique du signal : théorie et pratique (Masson 5^{ème} éd.)
- [3] Belouchrani A., R. W. (Jul. 1997). Blind carrier phase tracking with guaranteed global convergence. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7), 1889-1894.
- [4] Berrouard, J. (1993). *Simulation de système de communication numérique*. École de Technologie Supérieure Université de Québec, Montréal.
- [5] Bolla M., L. R., A. Spalvieri, A. D'Andrea. (Jun 12-15 1988). *Design of a fully digital adaptive equalizer for a 256 QAM modem*. Paper presented at the IEEE International Conference on Communications '88: Digital Technology - Spanning the Universe., Philadelphia, PA, Piscataway NJ.
- [6] Brossier, J. M. (1997). *Signal et communication numérique* (Édition Hermes ed.).
- [7] Dominique, N. G. (Nov. 1980) Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE transactions on communications*, com-28(11), 1867-1875.
- [8] G. Pichi, G. Prati (Nov. 1987). *Blind equalization and carrier recovery using a stop and go decision directed algorithm.tracking in two-dimensional data communication systems*. *IEEE transactions on communications*, com-28(11), 1867-1875.
- [9] Glavieux Alain, M. J. (c1996). *Communications numériques* (Paris : Masson ed.).
- [10] Hatzinakos, D. (May 14-17 1991). *Carrier phase recovery issues in polyspectra-based equalizers*. Paper presented at the Proceedings - ICASSP, IEEE International conference on acoustics, speech and signal processing, Toronto, Ont, Can. Piscataway NJ.
- [11] Heinrich Meyr, M. M., Stefan A. Fechtel. (1998). *Digital communication receivers : synchronization, channel estimation, and signal processing* (Wiley series in telecommunications and signal processing ed.). New York, N.Y.
- [12] Hikmet, S.transmission des signaux numériques. *technique de l'ingénieur, traité télécom*.

- [13] Hikmet S., M. (Jun 12-15 1988). *Improved carrier acquisition in 64 QAM systems.* Paper presented at the IEEE International Conference on Communications '88: Digital Technology - Spanning the Universe., Philadelphia PA Piscataway NJ.
- [14] Hikmet S., M. S. (Sep. 1988). New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems. *IEEE Transactions on Communications*, 36(9), 1035-1043.
- [15] Hikmet S., S. M., Desperben L., Vandamme P. (Mar. 1986). Baseband Equalization and Carrier Recovery in Digital Radio Systems. *IEEE Transactions on Communications*, Com-35, 1460-1465.
- [16] Ibrahimi, A. (5 Mars 2001). *Etude, conception et simulation d'un égaliseur DFE pour un système multiniveau.* École de technologie supérieure Université de Québec, Montréal.
- [17] John R. T., L., Fellow, Michael G. L., Jeffrey C. H. (Oct.1998). Practical blind demodulators for high-order QAM signals. *Proceedings of the IEEE*, 86, 1907-1926.
- [18] Kil Nam Oh, Y. O. C. (Jun. 1995). *Modified constant modulus algorithm: Blind equalization and carrier phase recovery algorithm.* Paper presented at the Proc. IEEE Int. Conf. Commun, Seattle, WA.
- [19] Laot, C. (1997). *Égalisation autodidacte et turbo-égalisatio.* Université de rennes 1.
- [20] Luise M., R. R. (Feb-Apr. 1995). Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions. *IEEE Transactions on Communications*, 43, 1169-1178.
- [21] Moridi S., H. S. (Jun.1985). Analysis of Four Decision-Feedback Carrier Recovery Loops in the Presence of Intersymbol Interference. *IEEE Transactions on Communications*, Com-33(6), 543-550.
- [22] Oh Kil Nam, C. Y. (1995, Jun 18-22 1995). *Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm.* Paper presented at the IEEE International Conference on Communications, Seattle WA Piscataway NJ.
- [23] Osborne, W., Kopp, B. (1993). *An analysis of carrier phase jitter in an M-PSK receiver utiliaing MAP estimation.* Paper presented at the International conference communication.
- [24] Proakis, J. G. (1995). *Digital communications* (New York :McGraw-Hill ed.).
- [25] Qureshi. (Sep. 1985). Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, 73 (9).

- [26] Rappaport, T. S. (1999). *Wireless communications : principles and practice* (New York : Institute of Electrical and Electronics Engineers ; Upper Saddle River, N.J. : Prentice-Hall ed.).
- [27] Richard D. Giltin, F. J. H., Weinstein Stephen B. *Data communications principles* (Plenum Publishing Corporation ed.). New York.
- [28] Rummler, W. D. (1978). Multipath Channel Model for Line-of-Sight Digital Radio Systems. *Conference Record - International Conference on Communications*.
- [29] Sari, S. M. H. (1983). *Analysis of decision-feedback carrier aecovrey loops with application to 16 Qamdigital radio systems*. Paper presented at the Conference Record - International Conference on Communications, Boston, MA New York, NY.
- [30] Simon, M. K. (1978). *Furhter results on optimum receiver structures for digital phase and amplitude modulated signals*.
- [31] Smith, D. R. (c1993). *Digital transmission systems* (New York, N.Y. : Van Nostrand Reinhold ed.).
- [32] Stremler, F. G., Éditeur: , & Collection: . (c1990). *Introduction to communication systems* (Reading, Mass. : Addison-Wesley series in electrical engineering ed.).
- [33] Z., D.*Joint blind equalization and carrier recovery of QAM systems*. Paper presented at the Proceedings of the 25th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, MD, USA.