

17/621.899

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

Egaliseur DFE pour les canaux de transmission

Présenté par :

KEDADRA Salah eddine

BENNOUR Mohsen

Sous la direction de :

Mr. **GHADJATI Mohamed**

Jun 2016



*Petit mot
pour
Mama*

REMERCIEMENTS

A notre encadreur Mr GHADJATI Mohamed

Je tiens tout d'abord et bien évidemment à vous remercier de m'avoir fait l'honneur d'accepter de diriger ce travail.

Vous avez su grâce à votre modestie nous transmettre votre passion; par votre compréhension et votre sympathie, vous avez fait que ce travail soit accompli dans les meilleures conditions.

Veillez trouver ici l'expression de notre profonde gratitude et de notre sincère reconnaissance pour votre disponibilité, vos conseils et votre aide précieuse.

46/3324

Je tiens à exprimer également ma gratitude à tous nos enseignants du Département d'électronique et de télécommunications.

*Je ne saurais oublier **MES AMIS** qui ont contribué à l'excellente ambiance présente dans l'équipe.*

Je remercie chaleureusement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, Parfois au prix de quelques sacrifices, et sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

*Et surtout je remercie **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné le Courage et la volonté de mener à ce terme ce présent travail.*

D'une manière générale je remercie toutes personnes qui, de près ou de loin m'ont participé à la réalisation et l'accomplissement de ce travail.





Dédicaces

Dieu tout puissant, qui m'a donné la force d'apprendre et d'entreprendre, et qui a éclairé ma voie vers la connaissance et la découverte d'une infime partie des secrets de la nature.

A ma mère dévouée, qui n'a cessé de me conseiller et de me reconforter de son amour, de sa présence et de son attention vigilante,

A mon père affectueux et attentionné, qui m'a toujours submergé de sa tendresse et de son sens de l'organisation,

A mes frères (Amine, Salah eddine, Selma) qui m'ont encouragé et soutenu,

A mon binôme de mémoire KEDADRA Salah eddine avec qui j'ai partagé la joie de découvrir et de connaître

A mes amis : Raouf, Youness, Seif, Amir, Mehdi, Badri, Fares, Housseem, Khaled

Qui m'ont toujours accompagné et soutenu,

A tous les éléments de ma promotion qui ont contribué à l'achèvement d'une étape marquante de notre vie,

A tous ce que j'aime,

Je dédie ce mémoire de fin d'études qui représente l'aboutissement de cinq années d'études et de labeur, d'efforts et d'épreuves, de réussite et de succès.



Dédicaces

Dieu tout puissant, qui m'a donné la force d'apprendre et d'entreprendre, et qui a éclairé ma voie vers la connaissance et la découverte d'une infime partie des secrets de la nature.

A ma mère dévouée, qui n'a cessé de me conseiller et de me réconforter de son amour, de sa présence et de son attention vigilante,

A mon père affectif et attentionné, qui m'a toujours submergé de sa tendresse et de son sens de l'organisation,

A mes frères (LT.OUSSAMA, ZAKI, YACER) qui m'ont encouragé et soutenu,

A mon binôme de mémoire BENNOUR mohsen avec qui j'ai partagé la joie de découvrir et de connaître

A mes amis : Hamza (titah), Amine, Hakim, Amine(16), bilel (titanik), Bachir (Nomé), Yacine (ghol), Sid-Ahmed, kaskous, waheb, Antar, Amine(308) Qui m'ont toujours accompagné et soutenu,

A tous les éléments de ma promotion qui ont contribué à l'achèvement d'une étape marquante de notre vie,

A tous ce que j'aime,

Je dédie cette thèse de fin d'études qui représente l'aboutissement de trois années d'études et de labeur, d'efforts et d'épreuves, de réussite et de succès

Sommaire

Liste des figures

Abréviations

Introduction générale..... 1

Chapitre 1 : Généralités sur la chaîne de communication numérique

I.1. INTRODUCTION..... 3

I.2. HISTORIQUE 3

I.3. DESCRIPTION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE..... 5

I.3.2. Le codage du canal :..... 5

I.3.3. La modulation numérique : 6

I.3.3.1. Modulation d'amplitude (ASK: Amplitude Shift Keying):..... 6

I.3.3.2. Modulation de phase (PSK: Phase Shift Keying)..... 7

I.3.3.3. Démodulation cohérente d'une modulation M-QAM..... 9

I.3.3.4. Modulation de fréquence (FSK: Frequency Shift Keying)..... 9

I.3.4. Le canal de communication :..... 11

I.4. MESURE DE LA QUALITE D'UNE TRANSMISSION NUMERIQUE 12

I.5. EVALUATION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE..... 14

I.6. ORIGINE DE L'INTERFERENCE ENTRE SYMBOLE 15

I.6.1. Interférences entre symboles :..... 17

I.6.2. Condition d'absence d'IES – Critère de Nyquist 19

I.7. CONCLUSION..... 22

CHAPITRE 2 : Les filtres numériques

II.1. INTRODUCTION..... 23

II.2. LES SYSTEMES LINEAIRES DISCRETS INVARIANTS DANS LE TEMPS 23

II.2.1. Réponse impulsionnelle 24

II.2.1.1. Cas discret :..... 24

II.3. TRANSFORMEE EN Z ET ANALYSE DES SYSTEMES LTI 26

II.3.1. Transformée en Z et valeurs caractéristiques de la fonction de transfert..... 26

II.4. LA STABILITE D'UN SYSTEME LTI 27

II.5. LA REPONSE EN FREQUENCE D'UN SYSTEME LTI..... 28

II.5.1. Spectre de fréquence 29

II.6. FILTRAGE..... 30

II.6.1. Filtre RIF 30

II.6.2. Filtre RII..... 31

II.6.1. Filtre RIF	30
II.6.2. Filtre RII.....	31
II.7. COMPARAISON ENTRE RIF ET RII	32
II.8. SYNTHÈSE DES FILTRES RIF.....	33
II.9. CONCLUSION.....	33

CHAPITRE 3 : Fonction d'égalisation

III.1. INTRODUCTION	35
III.2. NOTIONS SUR LA FONCTION D'EGALISATION.....	35
III.3. CATEGORISATION D'EGALISEURS.....	36
III.4. STRUCTURE DES EGALISEURS CONVENTIONNELS	37
III.5. EGALISEUR TRANSVERSE	38
III.6. EGALISEUR A RETOUR DE DECISION (DFE)	39
III.7. CRITERES D'OPTIMISATION	40
III.7.1. L'égaliseur par «Zero-forcing»	40
III.7.2. Egaliseur à erreur quadratique minimale	42
III.8. L'EGALISATION ADAPTATIVE.....	43
III.9. CONCLUSION.....	45

Chapitre 4 : Résultats de la simulation

IV.1. INTRODUCTION	46
IV.2. SCHEMA DE BLOC	46
IV.3. Canal à phase non minimale utilisé dans la 2 ^e simulation	46
IV.3.1. Simulation des égaliseurs.....	48
IV.3.2. Le diagramme de l'œil.....	49
IV.3.3. Echantillons du signal.....	51
IV.4. CONCLUSION	54
Conclusion générale.....	55

Bibliographie

Liste des figures

Figure I.1 Historique des techniques de télécommunications.....	4
Figure I.2 Structure d'une chaîne de transmission numérique.....	5
Figure I.3 Modulation 2-ASK (<i>On Off Keying</i>).....	7
Figure I.4 Modulation 2-PSK.....	8
Figure I.5 Modulation 2-FSK.....	10
Figure I.6 Canal sélectif en fréquence (trajet multiple) à bruit additif.....	12
Figure I.7 Explication du phénomène des interférences intersymboles (IES).....	16
Figure I.8 Principe de l'égalisation dans le domaine fréquentiel.....	17
Figure I.9 Transmission en bande de base d'un signal QAM ou PAM.....	18
Figure I. Une fonction du transfert du filtre de Nyquist.....	21
Figure II.1 Pôles et réponse impulsionnelle d'un système numérique.....	25
Figure II.2 Zone de stabilité en z et lien avec la zone de stabilité en p	28
Figure II.3 Structure directe des filtres, (a) RIF , (b) RII	32
Figure III.1 Chaîne de transmission en présence d'égalisation.....	35
Figure III.2 Différents types, structures, et algorithmes d'Égaliseurs.....	37
Figure III.3 Structure d'un égaliseur transverse.....	38
Figure III.4 Égaliseur à retour de décision.....	40
Figure III.5 Égaliseur adaptatif : (1) piloté par les décisions, (2) apprentissage.....	45
Figure IV.1 schéma de simulation.....	46
Figure IV.2 Caractéristiques du canal de simulation.....	47
Figure IV.3 Courbes de convergence de l'EQM des égaliseurs LTE et DFE (LMS).....	48

Figure IV.4 Diagramme de l'œil du signal BPSK transmis (original).....49

Figure IV.5 Diagramme de l'œil du signal BPSK en sortie du canal AWGN.....49

Figure IV.6 Diagramme de l'œil du signal en sortie de l'égaliseur LTE-LMS.....50

Figure IV.7 Diagramme de l'œil du signal en sortie de l'égaliseur DFE-LMS.....50

Figure IV.8 Signal original.....51

Figure IV.9 Signal bruité (sortie du canal)52

Figure IV.10 signal égalisé LTE, (a) avant décision, (b) après décision.....52

Figure IV.11 signal égalisé DFE, (a) avant décision, (b) après décision.....53

Figure IV.12 Courbes BER des égaliseurs LTE et DFE.....53

Abréviations

BER	Bit Error Rate.
TEB	Taux d'Erreur Binaire.
ASK	Amplitude Shift Keying.
PSK	Phase Shift Keying.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
QAM	Quadratique Amplitude Modulation.
FSK	Frequency Shift Keying.
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying.
MSK	Minimum Shift Keying.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
SNR	Signal to Noise Ratio.
PAM	Pulse Amplitude Modulation.
IES	Interférence Entre Symboles.
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie.
RII	Réponse Impulsionnelle Infinie.
LTE	Linear Transversal Equalizer.
DFE	Decision Feedback Equalizer.
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation.
LMS	Least Mean Square.
RLS	Recursive Least Square.
MSE	Mean Square Error.

المُلخَص

لنقل البيانات بطريقة رقمية، غالباً ما تُستخدم تقنيات الترميز الرقمية. هذه التقنيات تستغل النطاق الترددي المفيد من قناة الإرسال بأفضل طريقة. بالمقابل مرور البيانات في قناة الإرسال يسبب التداخل بين الرموز (ISI التداخل بين الرموز). لذلك نكون قادرين على استعادة سلسلة البيانات الأصلية، لا بد من استخدام المصحح الذي من شأنه تصحيح تأثير ISI وإزالة الأخطاء الواردة في الإشارة واستعادة سلسلة البيانات الأصلية.

تقنية تصحيح قنوات الإتصال تركز على استخدام الإشارة الصادرة عن القناة بالإضافة الى المعلومات المتوفرة عنها من أجل تقدير الرسالة الأصلية. و لإن خصائص قناة الإتصال غالباً ما تكون غير معروفة، لا بد لنا من استخدام خوارزميات تكيف مع هذا التغير لإعادة تشكيل الإشارة المرسله. تكيف الخوارزمية يكون بالإعتماد على سلسلة بيانات معروفة مسبقاً من طرف المستقبل. بالإضافة إلى ذلك، فإن الأخذ بعين الإعتبار لخطية القناة يجعل أساليب التكيف التقليدية غير فعالة مثل المصحح LTE-LMS. لذلك نستخدم المصححات اللاخطية، مثل DFE ، و الذي يسمح بتذليل الخصائص اللاخطية للقناة ، على الأقل الى مستوى معين.

الكلمات الرئيسية: المعادل - قنوات غير الخطية - فلتر التكيف - ISI.

Abstract

For transmitting digital data, we often use digital modulation techniques. These techniques exploit the useful bandwidth of the transmission channel with better efficiency. On the other hand, passing the data the transmission channel causes interference between symbols called ISI (ISI: Inter Symbol Interference). In that case, to be able to recover the original data sequence, it is essential to use an equalizer that will correct the effect of ISI and eliminates errors in the received signal.

Channel equalization techniques consists of using the output of the channel and information about it to estimate the original sequence. Since the parameters of the communication channel are often unknown, we must use adaptive algorithms for the reconstitution of the transmitted signal. The equalizer adaptation with an algorithm is done using a data sequence known a priori by the receptor (supervised adaptation). In addition, taking into account the non-linearities of the channel makes conventional adaptive methods such as linear transversal filter adapted by the LMS algorithm ineffective. So we use a non-linear equalizer, namely the decision feedback equalizer, to overcome, at least to some level, the non linearities of the channel.

KEYWORDS : Equalizer - non linear channels - adaptive filter – ISI.

Résumé

Pour transmettre des données de nature numérique, on a souvent recours à des techniques de modulation numérique. Ces techniques permettent d'exploiter la bande passante utile du canal de transmission avec une meilleure efficacité. Par contre, le passage des données dans le canal de transmission provoque de l'interférence entre les symboles (ISI Interférence Inter- Symboles). Alors, pour pouvoir récupérer la séquence de données originales, il faut absolument avoir recours à un égaliseur qui corrigera l'effet de l'ISI et permet d'éliminer les erreurs sur le signal reçu.

La technique d'égalisation des canaux consiste à utiliser la sortie du canal et les informations du canal pour estimer le message original. Puisque les paramètres du canal de communication sont souvent inconnus, on doit faire appel à des algorithmes adaptatifs pour permettre la reconstitution du signal transmis. L'adaptation de l'égaliseur par l'algorithme se fait à partir d'une séquence de données connue a priori du récepteur (adaptation supervisée). De plus, la prise en compte des non linéarités du canal rend inefficace les méthodes adaptatives classiques tels le filtre transverses linéaires adaptés par l'algorithme LMS. Nous avons donc recours à un égaliseur non linéaire, à savoir l'égaliseur à retour de décision, qui permet de contourner, au moins à un certain niveau, les non linéarités du canal.

MOTS CLES : Égaliseur - canaux non linéaires - filtre adaptatif - ISI.

Introduction générale

Introduction générale

L'histoire de la téléphonie mobile a débuté réellement en 1982. La première communication expérimentale par GSM a eu lieu en 1991. Depuis cette date, nous assistons à un véritable engouement pour le développement des réseaux mobiles. Ces réseaux ont un succès tel que leur nombre d'abonnés dépasse actuellement celui des réseaux fixes. Cet engouement est du, d'une part à un besoin de mobilité, et d'autre part, à la panoplie de nouveaux services offerts, comme l'accès internet à haute vitesse et le téléchargement de fichiers audio et vidéo. De tels services ne peuvent être disponibles sans une augmentation significative du débit.

Lors d'une transmission de données, le canal de transmission peut avoir plusieurs effets sur le signal transmis de l'émetteur au récepteur. Le canal est souvent symbolisé comme une source de bruit additif. Le canal peut aussi avoir pour effet de "mélanger" les symboles transmis, on parle alors d'interférences entre symboles.

Les dispositifs utilisés pour restaurer le signal et combattre les imperfections du canal de transmission vont avoir pour effet d'égaliser l'enveloppe des signaux reçus. On parle alors d'égaliseurs de radiocommunications. Le filtrage a pour mission de permettre d'extraire d'un signal acquis un signal contenant une information qui nous intéresse. Le reste est soit lié à une autre application soit simplement du bruit.

Dans ce mémoire nous allons présenter une étude sur l'égaliseur à retour de décision, DFE (Decision Feedback Equalizer), c'est un égaliseur qui est constitué d'une section directe, un organe de décision (la raison pour laquelle cet égaliseur est considéré non linéaire) et une section de retour, chaque section est représentée par un filtre RIF.

Cet égaliseur se distingue de l'égaliseur conventionnel par la section de retour, en fait, l'idée de base de cette structure est d'utiliser la section de retour pour éliminer l'interférence entre symboles provoquée par la section directe.

Ce mémoire est configuré de la manière suivante:

Un premier chapitre dédié au ce que l'on appelle comme généralités sur la chaîne de communication numérique, on va mettre l'accent sur les canaux et notamment le canal à bruit additif gaussien, sur les modulations, notamment la BPSK vu qu'elle sera utilisée dans la simulation, et finalement on explique l'interférence entre symboles qui constitue, avec le bruit, les problèmes principaux que l'égaliseur doit résoudre.

En suite, **le deuxième chapitre** s'attachera à l'étude des filtres numériques comme classe particulière des systèmes linéaires et invariants dans le temps. Nous verrons tout d'abord quelques propriétés générales, puis nous aborderons ce qui leurs caractérise d'un point de vue système, notamment l'équation de convolution, la réponse impulsionnelle, la réponse en fréquence et sa caractérisation à partir des pôles et des zéros.

Le troisième chapitre expose les différents types d'égaliseurs (transversal et à retour de décision) et les critères d'optimisation tels que le zero-forcing, et le MMSE. Nous allons rappeler aussi l'égalisation adaptative, c'est-à-dire, un égaliseur qui change ses paramètres (les poids du filtre RIF) au fur et à mesure que les caractéristiques du canal change, et l'algorithme d'adaptation LMS.

Le dernier chapitre s'oriente à la simulation du canal, on va proposer un canal de communication satellitaire et présenter ses caractéristiques, on va choisir un type de modulation bien déterminé (soit la BPSK), et on fera une comparaison entre l'égaliseur simple et l'égaliseur à retour de décision.

Finalement on termine par une conclusion dans laquelle on propose quelques alternatives de notre égaliseur pour mieux récupérer le signal distordu, en terme de structure et en terme d'algorithme d'adaptation.



**Chapitre I : Généralités Sur
la chaîne de communication numérique**

I.1. INTRODUCTION

Le rôle d'un système de télécommunications est de transmettre à distance des informations d'un émetteur à un ou plusieurs récepteurs au travers d'un **canal** de manière fiable et à coût réduit.

Dans un système de transmission numérique, une suite finie de symboles représente l'information. Celle-ci est transmise sur le canal de transmission par un signal « réel » ou analogique. Ce signal peut prendre une infinité de valeurs différentes et est ainsi soumis à différentes formes de perturbations et d'interférences, pouvant conduire à des erreurs d'interprétations du signal recueilli par le récepteur.

Le rôle de l'ingénieur en télécommunications est donc de s'assurer que le récepteur pourra recevoir le message émis par l'émetteur sans aucune erreur, par un dimensionnement judicieux du canal de transmission et par la mise en place de techniques le rendant plus robuste.

Dans ce chapitre nous présenterons un rappel des fonctionnements de communication numériques et des phénomènes physiques à l'intérieur du canal.

La propagation de l'onde électromagnétique assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « canal de propagation », ce canal est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement. Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence, certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature, à titre d'exemple les techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal.

Aussi, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements.

I.2. HISTORIQUE

La figure I.1 présente un historique de l'évolution des techniques de télécommunications.

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, les premiers systèmes de télécommunications étaient numériques. Il s'agissait des télégraphes optiques de Chappe (1794) et électriques de Morse (1832), dans lesquels l'information était représentée par des impulsions lumineuses ou

électriques. C'est ensuite que le téléphone de Bell (1876) et les transmissions radio de Marconi (1896) qui ont ouvert l'ère des communications analogiques. Ainsi, les premiers systèmes radio mobiles étaient analogiques. Les premières bases théoriques des communications numériques datent de 1948 (Shannon), mais le numérique est finalement apparu à la fin des années 70 avec des applications telles que le CD audio, les ordinateurs personnels, les GSM...etc.

Ces dernières années ont vu une véritable explosion des systèmes et des normes de communication, principalement sans fils. Bien que les premières transmissions radio datent de plus d'un siècle, les systèmes de communication sont restés principalement filaires. Une des principales difficultés était liée aux propriétés non stationnaires du canal radio.

Un signal peut suivre plusieurs chemins pour arriver à un récepteur donné, ce qui peut conduire à distordre très fortement le signal reçu. Ainsi, le canal de transmission radio a un impact néfaste sur la qualité du signal transmis.

Il est donc essentiel de mettre en place des circuits et des algorithmes permettant de fiabiliser la transmission. Néanmoins, même si des ingénieurs et des chercheurs avaient déjà imaginé des solutions, leur mise en œuvre était difficile voire impossible faute de technologies suffisamment performantes sur lesquels elles pouvaient être implantées.

Le « boom » de l'industrie de la microélectronique à partir des années 70 et à l'évolution constante des performances des circuits intégrés a rendu possible le développement récent des systèmes de télécommunications. [1]

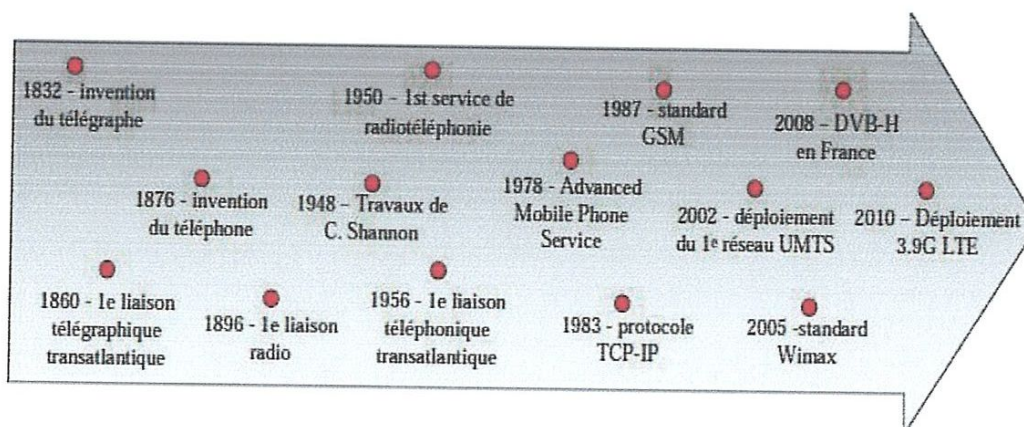


Figure I.1 Historique des techniques de télécommunications.

I.3. DESCRIPTION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE

La Figure I.2 décrit une vue d'ensemble d'une chaîne de communication numérique. Les différents modules sont ainsi détaillés. Dans notre étude, nous considérons une source d'information générale. Elle délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués $\{dn\}$. [2]

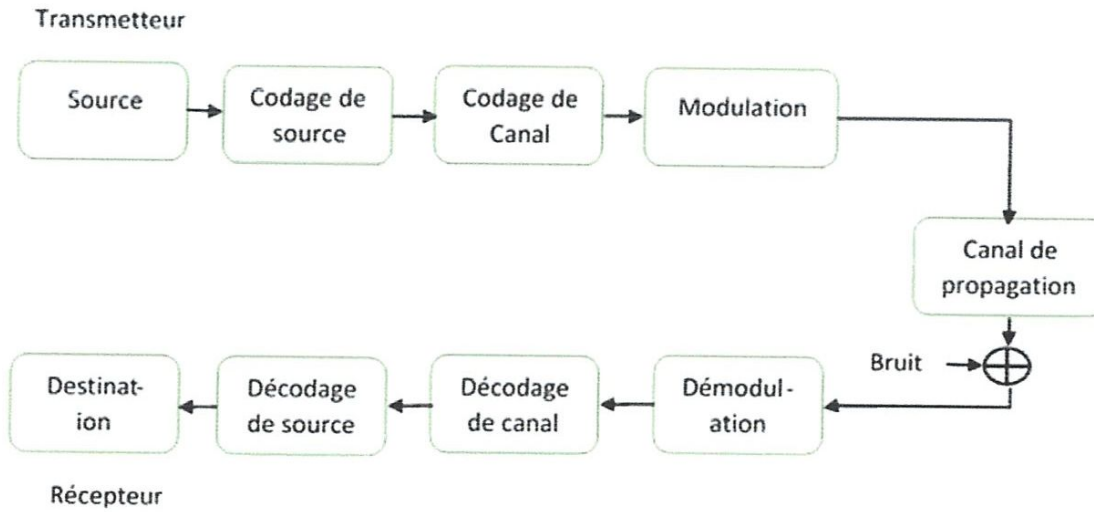


Figure I.2 Structure d'une chaîne de transmission numérique.

I.3.1. Le codage de source :

La séquence transmise par la source doit être la plus courte possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système.

Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs.

Le principe du codage de source a été publié par Shannon.

I.3.2. Le codage du canal :

Lors du passage à travers le canal de transmission, le signal est soumis à divers interférences, introduisant des erreurs en réception. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codage de canal introduit une redondance dans la séquence d'information.

Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées [3].

I.3.3. La modulation numérique :

Pour transmettre des données sur un canal physique, il faut leur associer un signal physique qui porte l'information relative à ces données et qui est bien adapté au canal.

On distingue en pratique les transmissions dites en bande de base, qui s'effectuent dans une bande de fréquences incluant la fréquence nulle et ne mettent pas explicitement en œuvre de porteuse, et les transmissions sur fréquence porteuse, qui effectue une transmission dans une bande de fréquence centrée autour de la fréquence porteuse non nulle[4].

Dans ce cas, la séquence de symboles à émettre module une porteuse en modifiant l'un ou plusieurs de ses paramètres, d'amplitude, de phase ou de fréquence, éventuellement de polarisation. Dans certains cas, la transmission peut s'effectuer en modulant simultanément plusieurs porteuses.

I.3.3.1. Modulation d'amplitude (ASK: Amplitude Shift Keying):

Dans une modulation ASK, à chaque symbole s_i est associée une amplitude A_i . Ainsi le signal modulé ASK s'écrit :

$$u(t) = \sum_k \alpha_k \cos(2\pi f_c t) r(t - kT) \quad (1.1)$$

Où $r(t)$ est une impulsion d'énergie finie. Le cas le plus simple correspond à une impulsion rectangulaire de durée T , et α_k représente l'amplitude A_i émise dans l'intervalle kT . On peut écrire :

$$u(t) = z_I(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.2)$$

Où $Z_I(t)$ est un signal PAM-NRZ à M niveaux, ainsi le signal modulé ASK s'obtient par une modulation d'amplitude analogique de la porteuse par un signal NRZ à M niveaux.

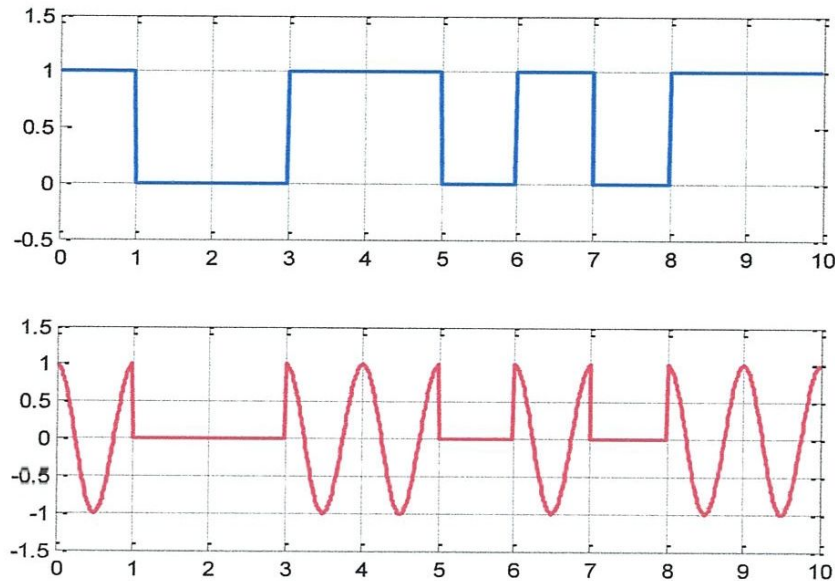


Figure I.3 Modulation 2-ASK (*On Off Keying*).

I.3.3.2. Modulation de phase (PSK: Phase Shift Keying)

Dans une modulation PSK, à chaque symbole s_i est associée une phase φ_i . Le signal modulé PSK s'écrit :

$$u(t) = \sum_k \cos(2\pi f_c t + \varphi_k) r(t - kT) \quad (1.3)$$

Où φ_k représente la phase émise dans l'intervalle k . Cette expression peut se réécrire sous la forme :

$$u(t) = z_I(t) \cos(2\pi f_c t) - z_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.4)$$

Avec :

$$z_I(t) = \sum_k \cos(\varphi_k) r(t - kT) \quad (1.5)$$

$$z_Q(t) = \sum_k \sin(\varphi_k) r(t - kT) \quad (1.6)$$

Le signal $u(t)$ modulé PSK est obtenu en combinant linéairement deux modulations

d'amplitude en quadrature : le signal $Z_I(t)$, modulant la porteuse $\cos(2\pi f_c t)$, et le signal $Z_Q(t)$, modulant la porteuse en quadrature (déphasée de $\pi/2$) $\sin(2\pi f_c t)$.

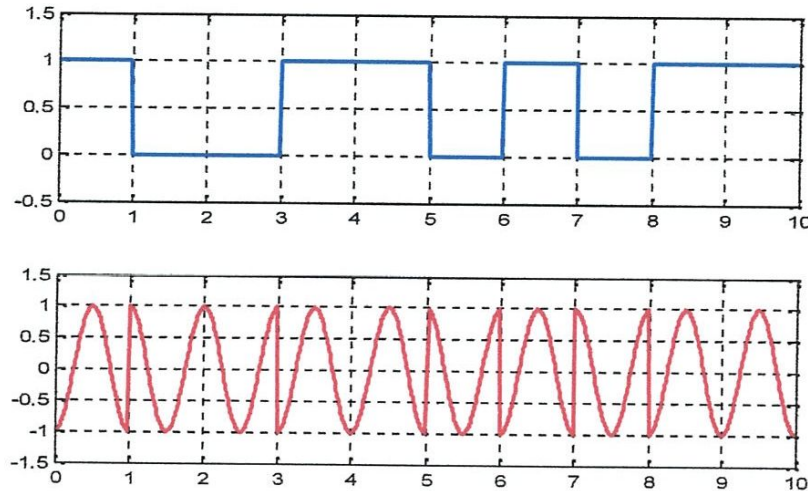


Figure I.4 Modulation 2-PSK

Les deux modulations précédentes sont combinées, et produisent une modulation M-aire de phase et d'amplitude s'appelle la modulation **M-QAM** (*Quadratique Amplitude Modulation à M niveaux*), on associe ici à chaque symbole s_i une amplitude A_i et une phase φ_i . Le signal modulé à M niveaux d'amplitude et de phase, souvent appelé M-QAM s'écrit :

$$u(t) = \sum_k \alpha_k \cos(2\pi f_c t + \varphi_k) r(t - kT) \quad (1.7)$$

$u(t)$ peut se réécrire sous la forme de l'équation (1.4) avec :

$$z_I(t) = \sum_k \alpha_k \cos(\varphi_k) r(t - kT) \quad (1.8)$$

$$z_Q(t) = \sum_k \alpha_k \sin(\varphi_k) r(t - kT) \quad (1.9)$$

Où α_k et φ_k représentent l'amplitude A_i et la phase φ_i émises dans l'intervalle k . Il est à noter que les modulations QAM sont des modulations par saut d'amplitude ou de phase ou d'amplitude et de phase combinées.

Quand seule l'amplitude de la porteuse porte l'information, il s'agit d'une ASK. Quand seule

la phase de la porteuse porte l'information, il s'agit d'une PSK.

Lorsque l'information est transmise par des sauts de phase et d'amplitude, combinées, on l'appelle modulation QAM.

I.3.3.3. Démodulation cohérente d'une modulation M-QAM

On appellera démodulation, l'opération consistant à ramener en bande de base le signal reçu, c'est-à-dire récupérer les signaux $Z_I(t)$ et $Z_Q(t)$.

On appelle démodulation cohérente, une modulation effectuée en utilisant la connaissance parfaite de la porteuse (en amplitude, fréquence et en phase).

Pour démoduler de façon cohérente, on peut opérer de deux manières : soit par translation en fréquence puis filtrage passe-bas, soit par filtrage de Hilbert puis translation en fréquence.

I.3.3.4. Modulation de fréquence (FSK: Frequency Shift Keying)

Dans ce cas c'est la fréquence instantanée du signal modulé qui peut prendre un certain nombre de valeurs associées aux états possibles de l'information à transmettre.

Le signal modulé en 2-FSK s'écrira donc sous la forme :

$$u(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.10)$$

$\varphi(t)$ est la phase à l'instant t . La fréquence instantanée $f(t)$ est obtenue par dérivation de la phase par rapport au temps et division par 2π , soit :

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.11)$$

Le second terme du second membre de (1.11) est la déviation de la fréquence par rapport à sa valeur moyenne, égale à f_0 . Compte tenu que cette déviation prend les valeurs $\pm \Delta f / 2$ selon l'élément binaire transmis, on pourra encore écrire :

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Delta f}{2} \sum_k \alpha_k r(t - kT) \quad (1.12)$$

α_k Prenant les valeurs ± 1 , soit encore, introduisant l'indice de modulation m :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \pi \cdot \Delta f \sum_k \alpha_k r(t - kT) = \frac{m\pi}{T} \sum_k \alpha_k r(t - kT) \quad (1.13)$$

Puisque la phase est la primitive de la fréquence, elle n'est définie qu'à une constante d'intégration près. Partant de l'équation (1.12), on obtient par intégration :

$$\varphi(t) = \pi \cdot \Delta f \cdot \alpha_k (t - kT) + \theta_k = \frac{m\pi}{T} \alpha_k (t - kT) + \theta_k \quad (1.14)$$

Avec $t \in [kT, (k+1)T]$, l'équation (1.14) montre donc que la phase varie linéairement sur l'intervalle $t \in [kT, (k+1)T]$ et que la variation est de $\pm m\pi$, selon la valeur de l'élément binaire transmis. La constante θ_k est déterminée par les conditions initiales, c'est-à-dire qu'elle est égale à $\varphi(kT)$.

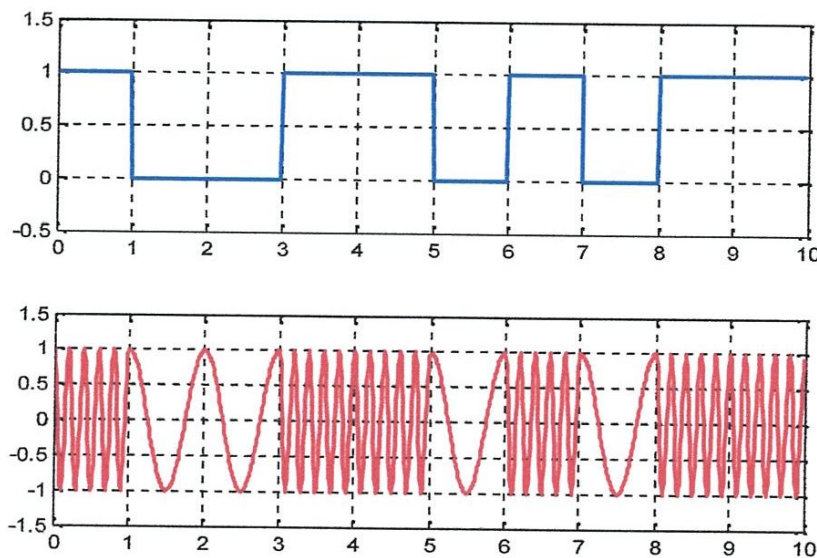


Figure I.5 Modulation 2-FSK

On sera amené à distinguer deux cas importants, *les modulations à phase discontinue* et *les modulations à phase continue*, telles que, la modulation *CPFSK* (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*), la modulation *MSK* (*Minimum Shift Keying*) qui est une modulation *CPFSK* d'indice de modulation $m=0.5$.

Son nom provient de l'utilisation de l'écart (Δf) minimum permettant d'obtenir des fréquences orthogonales, et la modulation *GMSK* (*Gaussian Minimum Shift Keying*) qui est une modulation *MSK* à laquelle on a ajouté un filtre passe-bas gaussien dans le but de diminuer l'occupation spectrale du signal modulé. Il y a aussi les modulations multiporteuses.

Leur nom provient de l'utilisation de plusieurs porteuses ensemble, on cite entre autres la modulation *OFDM*[5].

I.3.4. Le canal de communication :

Un canal de communications est un medium physique utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Quel que soit le mode de transmission, des perturbations aléatoires non prévisibles affectent le signal transmis avant sa réception.

Un des problèmes communs est la présence de bruits additifs ; ils ont diverses causes tels que le bruit thermique des composants constituant l'appareil récepteur par exemple. L'effet du bruit peut être atténué par l'augmentation de la puissance du signal transmis. Toutefois, certaines limitations peuvent l'empêcher. La bande passante disponible est également une limitation majeure, due, non seulement, aux composants physiques, mais à cause de la demande très élevée pour cette ressource limitée [6]. On s'intéresse dans ce cadre du canal multi trajet à bruit blanc additif gaussien.

a. Bruit additif

Le bruit définit les signaux aléatoires non désirés, voire parasites, se superposant aux signaux utiles. Le bruit additif est l'un des problèmes les plus communément rencontrés dans la transmission. Il est généré par les composants internes du système de communication, et principalement par le bloc radio fréquence du récepteur. De plus, il est généralement modélisé par un bruit blanc Gaussien additif ayant une puissance constante.

b. Évanouissements et trajets multiples

Un signal émis par une antenne radio se propage soit dans toutes les directions (si l'antenne est omnidirectionnelle), soit dans un ensemble de directions bien précis, si l'antenne est directive. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, des diffusions autour des obstacles se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination.

Comme exemples des obstacles, nous citons les bâtiments, les arbres, les voitures, pour l'environnement d'extérieur, sinon pour l'intérieur, nous citons les meubles, les murs etc.

Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards. Un tel canal est modélisé par un filtre RIF, et exerce, ainsi, une opération de convolution sur le signal transmis [7].

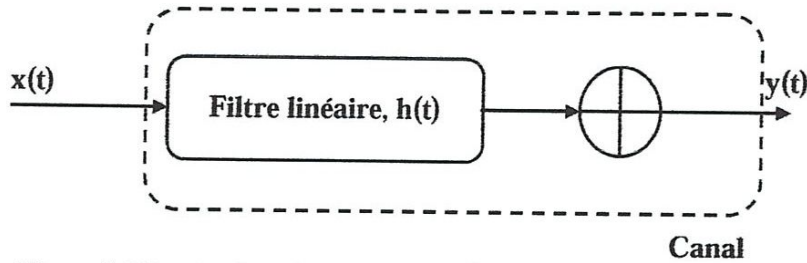


Figure I.6 Canal sélectif en fréquence (trajet multiple) à bruit additif

I.4. MESURE DE LA QUALITE D'UNE TRANSMISSION NUMERIQUE

La qualité d'une transmission dépend de la fidélité avec laquelle les éléments binaires du message sont restitués au destinataire. Elle se mesure en général en évaluant la probabilité d'erreur par élément binaire, notée P_{eb} définie comme la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire.

Cette probabilité d'erreur n'est jamais strictement nulle, mais cela ne signifie pas pour autant que la transmission est de mauvaise qualité ; en effet, il suffit qu'elle prenne une valeur suffisamment faible pour satisfaire à un certain critère de fidélité, cette valeur dépendant du type d'information transmise (parole, son, image, données,...) et du niveau de fidélité exigé : une probabilité d'erreur de 10^{-6} par exemple pourrait être jugée tout à fait satisfaisante pour la transmission de la parole en téléphonie.

Désignons par α_k l'élément binaire émis à l'instant kT_b . En tenant compte du fait que les éléments binaires α_k issus de la source sont indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0,1\}$, la probabilité d'erreur par élément binaire P_{eb} est égale à :

$$P_{eb} = P(\alpha_k = 1) P(\hat{\alpha}_k = 0 / \alpha_k = 1) + P(\alpha_k = 0) P(\hat{\alpha}_k = 1 / \alpha_k = 0) \quad (1.15)$$

Où $\hat{\alpha}_k$ représente le résultat de la décision prise sur l'élément binaire α_k .

Pour un canal perturbé par un bruit additif $B(t)$ stationnaire, cette probabilité d'erreur par élément binaire ne dépend pas de l'indice k considéré.

La mesure en laboratoire de cette probabilité d'erreur est réalisée en émettant une séquence de N éléments binaires connue du destinataire, puis en évaluant en réception le rapport entre le nombre n d'éléments binaires erronés et le nombre N d'éléments binaires émis. Ce rapport, appelé *Taux d'Erreur Binaire* (*Bit Error Rate* en anglais) TEB est sous certaines conditions,

une bonne estimation de la probabilité d'erreur P_{eb} .

On Peut écrire :

$$TEB = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k \quad (1.16)$$

Où X_k est une variable aléatoire discrète qui prend la valeur 1 avec la probabilité P_{eb} si l'élément binaire α_k est mal décodé et la valeur 0 avec la probabilité $(1-P_{eb})$ dans le cas contraire ; il s'agit donc d'une variable qui suit la loi de Bernoulli de paramètre P_{eb} .

Le taux d'erreur binaire est donc aussi une variable aléatoire que l'on peut caractériser au second ordre par sa moyenne m_{TEB} et sa variance σ_{TEB}^2 :

$$m_{TEB} = E[TEB] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E[X_k] \quad (1.17)$$

$$\sigma_{TEB}^2 = E[(TEB - E[TEB])^2] \quad (1.18)$$

La grandeur $\sigma(TEB) = E[TEB] - P_{eb}$ est appelée le « biais » de l'estimateur ; elle mesure en quelque sorte l'erreur systématique, la variance de l'estimateur mesurant la précision de la mesure. Un bon estimateur a bien entendu un biais nul et une variance faible.

En tenant compte du fait que l'espérance de la variable X_k est égale à P_{eb} , et ceci quel que soit l'indice k considéré, la valeur moyenne du taux d'erreur est égale à la probabilité d'erreur.

$$m_{TEB} = E[TEB] = P_{eb} \quad (1.19)$$

L'estimateur TEB est donc sans biais. Si les erreurs de transmission sont indépendantes, les variables X_k sont aussi indépendantes et la variance est égale :

$$\sigma_{TEB}^2 = \frac{P_{eb}(1-P_{eb})}{N} \quad (1.20)$$

L'estimation de la probabilité d'erreur P_{eb} à partir de la mesure du TEB est donc entachée d'une erreur de mesure qui est fonction du nombre N d'éléments binaires utilisés et de la probabilité d'erreur considérée. Cette erreur peut être évaluée à partir de l'erreur quadratique

relative ε^2 , égale à :

$$\varepsilon^2 = \frac{\sigma_{TEB}^2}{m_{TEB}^2} = \frac{1 - P_{eb}}{NP_{eb}} \approx \frac{1}{NP_{eb}} \quad \text{Si } P_{eb} \ll 1 \quad (1.21)$$

L'expression ci-dessus permet de déterminer le nombre N d'éléments binaires (et donc la durée N/D pour un débit D) nécessaire pour mesurer un TEB avec une erreur de mesure ε donnée. Le temps nécessaire à la mesure d'un TEB petit peut donc devenir rapidement important, pour une transmission à faible débit. Ainsi pour estimer une probabilité d'erreur $P_{eb}=10^{-6}$ avec une erreur de mesure inférieure à 10 % ($\varepsilon^2 < 10^{-2}$), il faudra mesurer le TEB à partir d'un échantillon de $N=10^8$ éléments binaires, ce qui nécessitera une seconde pour un débit de 100 Mbit/s , mais 10^5 seconde soit plus d'une journée, pour un débit de 1 kbit/s !

On notera que enfin que, d'après (1.19) et (1.21), on peut écrire :

$$E[n] = \frac{1}{\varepsilon^2} \quad (1.22)$$

Ceci signifie que, si l'on veut une erreur de mesure inférieure à 10 %, il faut compter, en moyenne, $n=100$ erreurs. Cette valeur est intéressante à connaître quand on fait des mesures de TEB par simulation.

Il importe de souligner, que les résultats établis ci-dessus ne sont valables que lorsque les erreurs successives soient indépendantes [8].

I.5. EVALUATION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE

L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation.

Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

- ✚ **Le taux d'erreur binaire (BER)** permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- ✚ **Erreur quadratique moyenne (MSE)** détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.

✚ Le **rapport signal sur bruit** (SNR) est généralement adopté en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors du passage dans le canal. Le RSBest déterminé par le rapport E_b / N_0 Avec N_0 la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et E_b est l'énergie moyenne par bit du signal modulé [2].

✚ Diagramme de l'œil

La quantité d'IES affectant une communication peut être visualisée en observant le faisceau de tracés du signal reçu sur un multiple de la durée symbole, c'est-à-dire la superposition des intervalles $[y(iT_s) \ y((i+k)T_s)]$.

Le résultat visuel s'appelle *diagramme de l'œil*, en raison de sa ressemblance avec un œil humain, pour la transmission de symboles binaires. Ce diagramme de l'œil fournit des informations intéressantes sur les performances de la chaîne de transmission. La hauteur de l'œil (ouverture verticale) définit la marge dont on dispose en termes de bruit additif. En effet, la présence de bruit causera une erreur de décision, avec une probabilité d'autant plus grande que cette hauteur sera petite. L'instant d'échantillonnage correspond à l'abscisse de plus grande ouverture.

La largeur de l'œil (ouverture horizontale) donne la marge dont on dispose en écart de temps entre l'instant d'échantillonnage idéal et un autre instant.

La pente de la fermeture (ou ouverture) de l'œil détermine la sensibilité à une erreur par rapport à cet instant optimal. Lorsque l'effet de l'IES est très grave, l'œil est complètement fermé. Il faut alors trouver une technique pour corriger cet effet, cette technique s'appelle *l'égalisation* [9].

I.6. ORIGINE DE L'INTERFERENCE ENTRE SYMBOLE

La facilité avec laquelle le récepteur détectera les signaux qui lui sont destinés dépend de la réponse du canal de transmission qui, lorsque idéal, pourra être assimilé à un retard pur.

La forme temporelle du signal ne sera affectée par son passage dans le canal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal est une impulsion de Dirac et sa réponse en fréquence est constante et de phase linéaire, avec une largeur de bande infinie.

Considérons un canal dont la largeur de bande est finie et que nous modéliserons par un filtre

linéaire ayant une réponse en fréquence équivalent passe-bas $C(F)$, nulle pour $|f| > W$, et à laquelle, suivant le principe de dualité temps-fréquence, correspond une réponse impulsionnelle $c(t)$ de durée infinie. En pratique cependant, la réponse impulsionnelle est considérée finie et c'est de cette durée réelle que dépendra la présence ou l'absence d'interférence intersymboles (IES).

Si elle n'excède pas la durée de symbole T_s , le signal à la sortie du canal sera tel qu'il sera facile d'identifier les impulsions transmises. Part contre, dans le cas contraire, le signal sera composé d'une superposition d'impulsion transmises, rendant ainsi difficile l'identification du train d'impulsion original. Dans ce cas, nous dirons que nous sommes en présence « d'interférence intersymboles ».

Dans la figure suivante, on comparera deux canaux de durée différente. Le canal 1 aura une durée inférieure à la durée d'un symbole, ce qui implique qu'il n'y a pas d'interférence entre symboles, alors que sur le canal 2, sa réponse est supérieure à T d'où l'existence des interférences entre symboles.

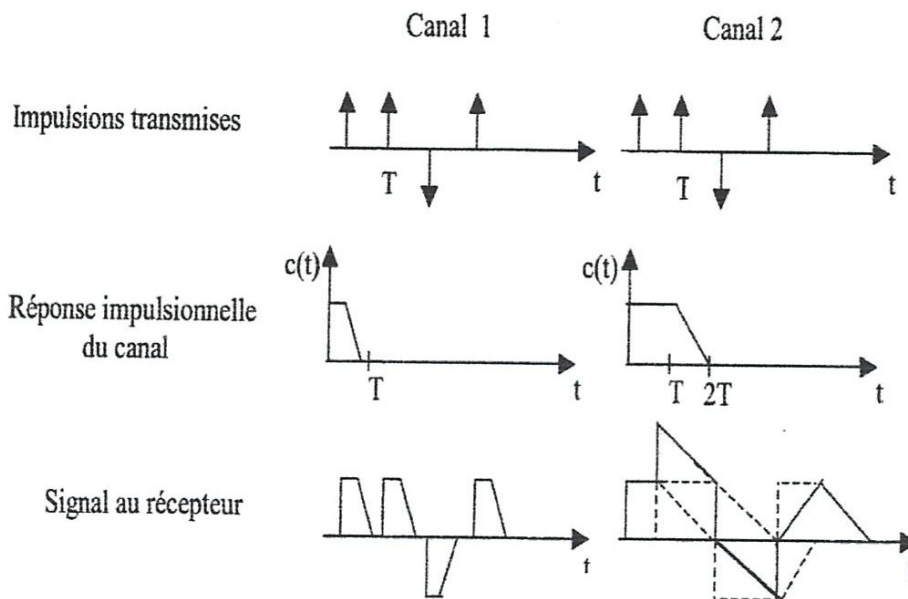


Figure I.7 Explication du phénomène des interférences intersymboles (IES)

Le problème de la minimisation de l'interférence intersymboles peut être abordé sous deux angles, selon la connaissance que l'on a des caractéristiques du canal de transmission. Si ces caractéristiques sont connues, on peut faire la conception d'un émetteur et d'un récepteur propre à minimiser l'interférence intersymboles.

Si elles sont inconnues ou variantes, comme c'est le cas la plupart du temps, il sera impossible d'établir a priori des structures optimales fixes pour l'émetteur et le récepteur. Il faut alors se contenter d'agir sur le signal reçu et déterminer une structure qui s'adapte au canal pour corriger les erreurs et minimiser les interférences intersymboles ; cette structure est appelée « Égaliseur ».

En gros, l'égaliseur consiste à ramener la réponse impulsionnelle de la chaîne canal-égaliseur le plus près possible d'une impulsion de Dirac, ou bien une constante dans le domaine fréquentiel [4].

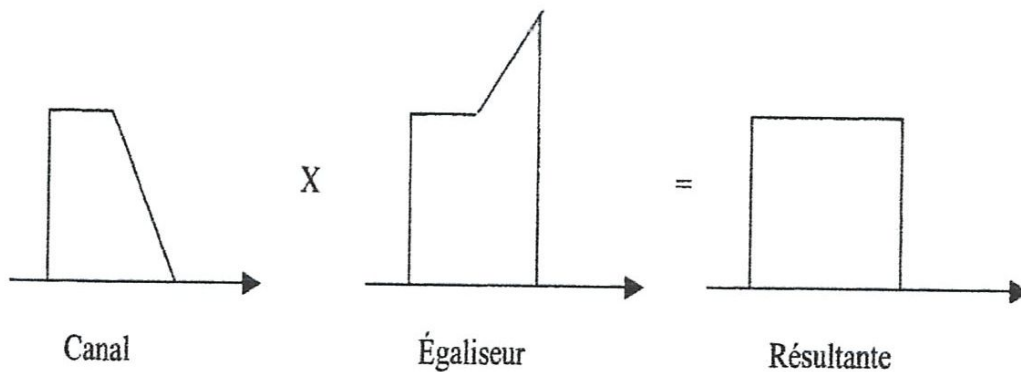


Figure I.8 Principe de l'égalisation dans le domaine fréquentiel

I.6.1. Interférences entre symboles :

Nous ne considérons pas la suite un système de transmission avec une modulation de type QAM (liaison modélisée en bande de base) ou PAM (Pulse amplitude modulation) schématisé comme suit (figure I.9).

Le modulateur transforme la séquence binaire et produit le signal transmis :

$$x(t) = \sum_i a_i s(t - iT_s) \quad (1.23)$$

Le signal est ensuite modifié par le canal de propagation de réponse impulsionnelle $b(t)$.

De plus, le canal introduit un bruit additif au signal à l'entrée du récepteur.

Celui-ci reçoit donc le signal $Z(t) = x(t) * c(t) + n(t)$.

Ce signal $Z(t)$ est alors passé dans un filtre de réception de réponse $r(t)$.

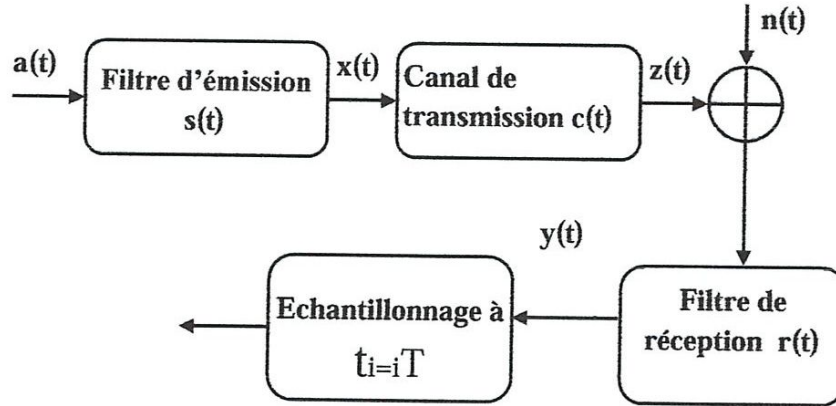


Figure I.9 Transmission en bande de base d'un signal QAM ou PAM.

La sortie $y(t) = r(t) * z(t)$ est alors échantillonnée de façon synchrone avec l'émetteur (avec des instants d'échantillonnée de fixés par une horloge déterminée à partir du signal $y(t)$).

Finalement, un dispositif de décision reconstruit les données symboles de l'entrée à partir de cette sortie échantillonnée. En particulier il doit décider du symbole émis à l'instant i , C'est-à-dire fournir \hat{a}_i .

La sortie du filtre de réception s'écrit :

$$y(t) = \sum_i a_i p(t - iT_s) + w(t) \quad (1.24)$$

Avec :

$$a(t) = \sum_i \alpha_i \delta(t - iT) \quad (1.25)$$

$$p(t) = s(t) * c(t) * r(t) \text{ et } w(t) = n(t) * r(t) \quad (1.26)$$

La sortie $y(t)$ est échantillonnée aux instants $t_i = iT$, ce qui donne :

$$y(t_i) = p(0) a_i + \sum_{k \neq i}^{+\infty} a_k p((i-k)T) + w(t_i) \quad (1.27)$$

Dans cette expression :

- ✓ Le premier terme $p(0) a_i$ représente la contribution du i^e symbole transmis ;
- ✓ Le second terme représente l'effet résiduel de tous les autres symboles transmis sur le

décodage du i^e symbole. Cet effet résiduel dû aux impulsions arrivant avant et après l'instant t_i est appelé *Interférence Entre Symboles* (IES).

✓ Le dernier terme $w(t_i)$ représente le bruit à l'instant t_i .

En absence du bruit et d'IES, on voit que : $t(t_i) = p(0) a_i$, ce qui montre que dans les conditions idéales, le i^e symbole est décodé correctement (Si $p(0) \neq 0$).

La présence inévitable d'IES et de bruit dans le système introduit des erreurs dans le dispositif de décision. Par conséquent, dans la conception des filtres de transmission et de réception, l'objectif est de minimiser le bruit et l'IES.

Lorsque le rapport signal sur bruit est élevé, comme dans le cas du système téléphonique, le fonctionnement du système est beaucoup plus limité par l'IES que par le bruit ; en d'autres termes, il est possible, en première approximation, de négliger le bruit $n(t_i)$. Dans ce paragraphe, nous nous placerons dans ce cas et nous nous intéresserons uniquement à l'IES et aux techniques qui permettent de la contrôler. En particulier, nous chercherons à déterminer les caractéristiques de la réponse impulsionnelle $p(t)$ ou de la réponse fréquentielle $P(f)$ telle que l'IES soit totalement éliminée.

I.6.2. Condition d'absence d'IES – Critère de Nyquist :

A partir de l'équation (1.27), il est facile de déterminer la condition sur $p(t)$ pour laquelle il n'y aura pas d'IES (en absence de bruit). Cette condition est appelée *critère de Nyquist en temps*.

$$p((i-k)T) = \begin{cases} p(0) & \text{pour } i = k \\ 0 & \text{pour } i \neq k \end{cases} \quad (C1)$$

Si cette condition est remplie :

$$y(t_i) = p(0) a_i \quad (1.28)$$

Et il n'y pas d'IES.

Le filtre $p(t)$ qui représente le canal total (depuis la source dans symboles α_k jusqu'à l'entrée de l'organe de décision du récepteur) est dit canal de Nyquist s'il vérifie cette condition C1.

Nous pouvons réécrire cette condition de reconstruction parfaite en l'absence de bruit dans le domaine fréquentiel.

Considérons le signal $p_e(t)$ représentant la réponse impulsionnelle du canal $p(t)$ échantillonnée tous les: T_s :

$$P_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} p(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (1.29)$$

La transformée de Fourier de ce signal $p_e(t)$ s'écrit :

$$P_e(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} P\left(f - \frac{k}{T_s}\right) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} p(nT_s) \delta(t - nT_s) \right) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.30)$$

La condition écrite précédemment implique :

$$P_e = \int p(0) \delta(t) e^{-2\pi ft} dt = p(0) \quad (1.31)$$

Soit la nouvelle condition :

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} P\left(f - \frac{k}{T_s}\right) = p(0) T_s \quad (C2)$$

La réponse fréquentielle $P(f)$ élimine l'IES sur des échantillons pris à intervalles constants t_s si elle satisfait la condition C2 (appelée critère de Nyquist en fréquence). La réponse « repliée » du canal correspondant à l'échantillonnage en temps au rythme symbole doit être constante.

Considérons que le canal $H(f)$ est de largeur B ($H(f) = 0$ pour $|f| > B$).

On peut distinguer trois cas :

- ✓ $\frac{1}{T_s} > B$: le spectre replié consiste en répliques de $P(f)$ séparées de $1/T_s$, qui ne se recouvrent pas. On ne peut concevoir $P(f)$, et donc $S(f)$ et $R(f)$, tels qu'il n'y ait pas IES. Autrement dit si le rythme symbole est supérieur à deux fois la largeur de bande, il y a nécessairement de l'IES et il faut avoir recours à des techniques d'égalisation pour compenser ces effets.

- ✓ $\frac{1}{T_s} = B$: la condition de Nyquist n'est réalisée que pour $P(f) = p(0) T_s$ pour $|f| < B$.
- ✓ $\frac{1}{T_s} = 2B$ est le débit maximum (appelé débit de Nyquist) que l'on peut espérer transmettre sans IES sur un canal de largeur B . Inversement $B = 1/2T_s$ (largeur de bande de Nyquist) est la largeur de bande minimale pour pouvoir transmettre sans IES une information numérique au débit $1/T_s$. Bien que ce canal de Nyquist permette d'éliminer l'IES avec une largeur de bande minimale, il y a deux difficultés pratiques qui le rendent non utilisable dans la conception des systèmes :
 - Le gabarit parfaitement rectangulaire de $P(f)$ n'est pas réalisable ;
 - La fonction $p(t)$ décroît en $1/|t|$ pour les grandes valeurs de $|t|$, ce qui entraîne une erreur importante si on commet une petite erreur d'échantillonnage.
- ✓ $\frac{1}{T_s} < B$: Le spectre consiste en répliques de $P(f)$ avec recouvrement et il existe de nombreux choix possibles sur $P(f)$ pour assurer le critère de Nyquist en fréquence. Généralement, on peut considérer que $P(f) = 0$ pour $|f| > \frac{1}{T_s B}$ (c'est-à-dire $< \frac{1}{T_s}$). la condition (C2) peut alors d'écrire :

$$p(f) + P\left(f - \frac{1}{T_s}\right) = p(0)T_s \quad (1.32)$$

Nous donnerons dans le paragraphe qui suit la description d'une classe de fonctions $p(f)$, appelées fonctions en cosinus surélevé, qui sont largement utilisés en pratique dans les filtres d'émission et réception des systèmes de communication numérique [9].

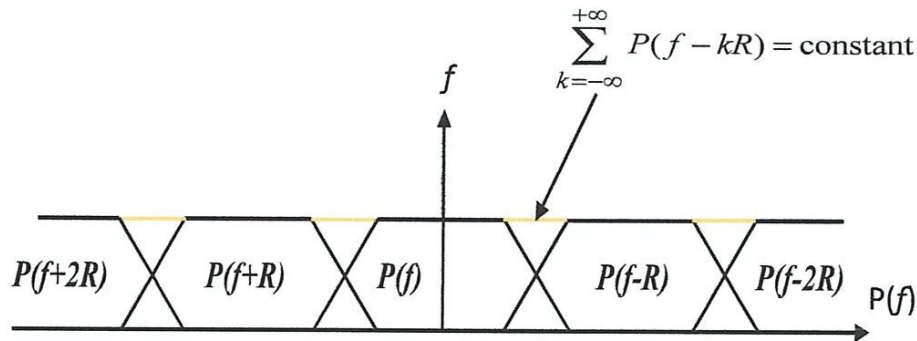


Figure I.10 Une fonction du transfert du filtre de Nyquist

I.7. CONCLUSION

Nous avons présentée dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire.

Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications pour combattre les évanouissements.

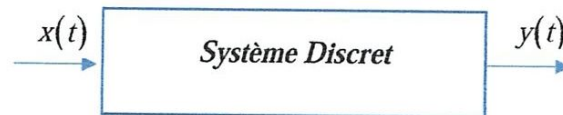
CHAPITRE II : Les filtres numériques

II.1. INTRODUCTION

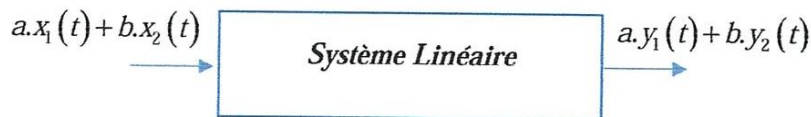
Dans cette partie nous étudierons les filtres numériques comme classe particulière des systèmes linéaires invariants dans le temps. Nous verrons tout d'abord quelques propriétés générales, puis nous aborderons ce qui les caractérise du point de vue système, notamment l'équation de convolution. Nous nous bornerons aux systèmes possédant une seule entrée et une seule sortie.

II.2. LES SYSTEMES LINEAIRES DISCRETS INVARIANTS DANS LE TEMPS

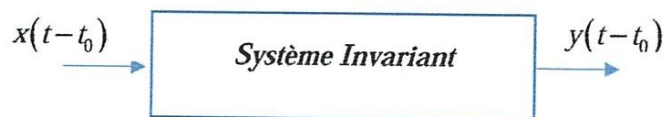
Un système est discret, si à la suite d'entrée discrète $x(t)$ correspond une suite de sortie discrète $y(t)$.



Un système est linéaire, si à la suite $ax_1(t) + bx_2(t)$ correspond la suite $ay_1(t) + by_2(t)$.



Un système invariant dans le temps signifie que la relation reliant $y(t)$ à $x(t)$ est toujours la même quel que soit l'instant t . [10]



Alors on a la relation, pour un signal d'entrée retardé de t_0

$$y(t - t_0) = x(t - t_0) \quad (2.1)$$

Ainsi quel que soit l'instant t_0 , la sortie du système \mathcal{L} correspondant à un signal d'entrée x sera toujours y . Les filtres sont un cas des systèmes linéaires et invariants dans le temps.

On peut décrire le comportement des systèmes LTI (**Linear Time Invariant systems**) soit en temps, soit en fréquence. Dans la suite nous aborderons successivement ces deux types de description. [11]

II.2.1. Réponse impulsionnelle

II.2.1.1. Cas discret :

On définit $\delta(n)$ Le KRONECKER qui est une impulsion de poids 1.

$$\begin{cases} \delta(0) = 1 \\ \delta(n) = 0 \end{cases} \quad \forall n \neq 0 \quad (2.2)$$

Si on applique ce signal à l'entrée d'un système, on obtient en sortie de celui-ci un signal $h(n)$ Ce que l'on peut écrire par :

$$h(n) = \mathcal{L}[\delta(n)] \quad (2.3)$$

Si maintenant on considère en entrée du système un KRONECKER affecté d'un coefficient multiplicatif a . On a donc en sortie du système $L[\mathcal{L}\delta(n)]$. Du fait de la propriété de linéarité cette sortie peut s'exprimer

$$L[\mathcal{L}\delta(n)] = a\mathcal{L}[\delta(n)] = ah(n) \quad (2.4)$$

Considérons maintenant un train de deux KRONECKER survenant consécutivement. Étant donné la définition du KRONECKER (2.2), on peut exprimer mathématiquement ce signal par la somme suivante :

$$\sum_{k=0}^1 \delta(n-k) \quad (2.5)$$

La sortie du filtre ayant un tel signal en entrée est alors, du fait de la linéarité du système :

$$\mathcal{L}\left[\sum_{k=0}^1 \delta(n-k)\right] = \sum_{k=0}^1 \mathcal{L}[\delta(n-k)] = \sum_{k=0}^1 h(n-k) \quad (2.6)$$

Considérons maintenant une séquence $x(n)$, chacun des échantillons de cette séquence peut être exprimé comme un KRONECKER pondéré de l'amplitude de l'échantillon. Ce signal discret peut alors s'écrire :

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (2.7)$$

La réponse du filtre à une telle séquence est alors donné par :

$$y(n) = \mathcal{L} \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \delta(n-k) \right] \quad (2.8)$$

En appliquant la propriété de linéarité, il vient :

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \mathcal{L} [\delta(n-k)] \quad (2.9)$$

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) h(n-k) \quad (2.10)$$

Cette dernière expression correspond au produit de convolution, qui permet d'exprimer la sortie d'un système linéaire en fonction de l'entrée et du signal qui caractérise complètement le filtre, la réponse impulsionnelle, ici $h(n)$.

On peut obtenir une formulation alternative du produit de convolution en effectuant le changement de variable $m = n - k$, (2.10) se réécrit alors : [11]

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(n-m) h(m) \quad (2.11)$$

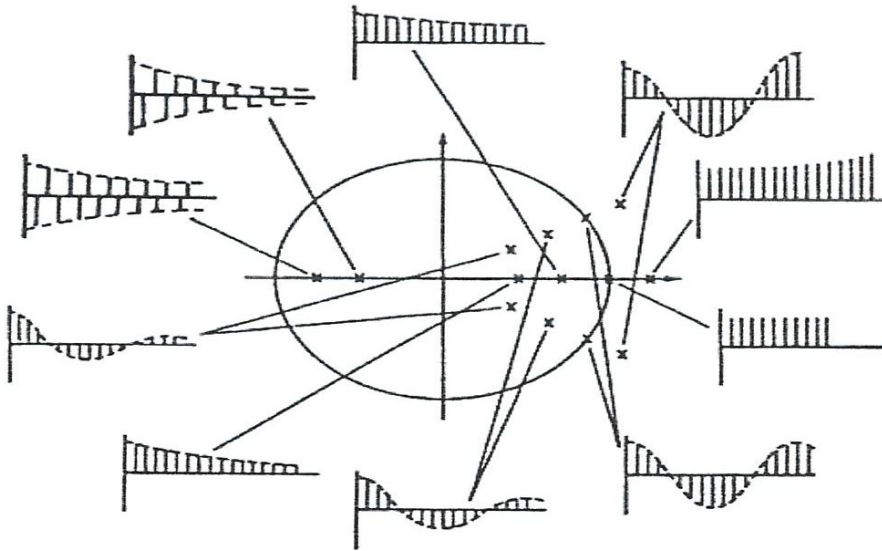


Figure II.1 Pôles et réponse impulsionnelles d'un système numérique

II.3. TRANSFORMÉE EN Z ET ANALYSE DES SYSTÈMES LTI

La TZ va permettre d'évaluer la fonction de transfert d'un filtre numérique. Soit par exemple l'équation aux différences d'un filtre d'ordre 1 :

$$y(n) = b_0 x(n) + a_1 y(n-1) \quad (2.12)$$

On obtient facilement la TZ de cette équation en appliquant le théorème du retard :

$$Y(z) = b_0 X(z) + a_1 z^{-1} Y(z) \quad (2.13)$$

On aboutit à la fonction de transfert en réarrangeant les termes de cette équation

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0}{1 - a_1 z^{-1}} \quad (2.14)$$

L'évaluation de la fonction de transfert (ou réponse fréquentielle) à partir de la transformée en Z se fait en effectuant le changement de variable $z = e^{pT_e} = e^{j2\pi f T_e}$:

$$H(e^{j2\pi f T_e}) = \frac{b_0}{1 - a_1 e^{-j2\pi f T_e}} \quad (2.15)$$

La fonction de transfert est une fonction de $e^{j2\pi f T_e}$.

II.3.1. Transformée en Z et valeurs caractéristiques de la fonction de transfert

La transformée en Z est un outil qui permet d'évaluer le comportement d'un système LTI discret.

Prenons comme exemple un filtre défini par une équation aux différences d'ordre 2 :

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 b_k x(n-k) + \sum_{k=1}^2 a_k y(n-k) \quad (2.16)$$

Pour résoudre cette équation aux différences (détermination de la sortie en fonction de l'entrée) on utilise la TZ et le théorème du retard.

On obtient alors :

$$Y(z) = \sum_{k=0}^2 b_k z^{-k} X(z) + \sum_{k=1}^2 a_k z^{-k} Y(z) \quad (2.17)$$

Puis :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^2 b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^2 a_k z^{-k}} \quad (2.18)$$

Que l'on peut exprimer sous forme factorisée :

$$H(z) = \frac{b_0 \prod_{i=0}^1 (1 - z_i z^{-1})}{\prod_{i=0}^1 (1 - p_i z^{-1})} \quad (2.19)$$

Les racines du numérateur, $z = z_i$, sont appelées «zéros» de la fonction de transfert $H(z)$ car elles l'annulent ou créent des minima.

Les racines du dénominateur, $z = p_i$, sont appelées «pôles» car elles provoquent des maxima de $H(z)$.

Clairement tous les pôles doivent se situer à l'intérieur du cercle unité pour la stabilité du filtre, comme n'importe quel système à temps discret. [11]

II.4. LA STABILITE D'UN SYSTEME LTI

La stabilité est un critère important dans l'implémentation des systèmes. Un système instable ne répondra pas selon les critères définis et donnera des erreurs à la sortie. Dans des cas graves, des systèmes électroniques instables peuvent endommager des équipements. On doit porter une attention particulière à la stabilité des systèmes.

- Pour un système causal, les racines du dénominateur (les pôles) doivent être à l'intérieur du cercle de rayon 1 dans le plan z pour avoir un système stable.
- pour déterminer si un système analogique continu de transmittance $T(p)$ est stable on calcule les pôles qui sont les valeurs de p annulant le dénominateur.
- le système est stable si les pôles sont négatifs ou complexes avec une partie réelle négative

si on place ces pôles dans le plan complexe, ils se trouvent tous dans le demi-plan de gauche. [12]

Ce critère de stabilité reste valable pour les transmittance $T(p)$ des systèmes échantillonnés.

- un système échantillonné de transmittance $T(p)$ est stable si tous ses pôles sont négatifs ou complexes à partie réelle négative ($a_1 < 0$).
- La ROC (Région Of Convergence ; région de convergence) d'un système stable doit toujours inclure le cercle de rayon unitaire.
- Pour un système $h(n)$, la réponse impulsionnelle doit être absolument sommable :

$$\sum_{n=0}^{\infty} |H(n)| < \infty \quad (2.20)$$

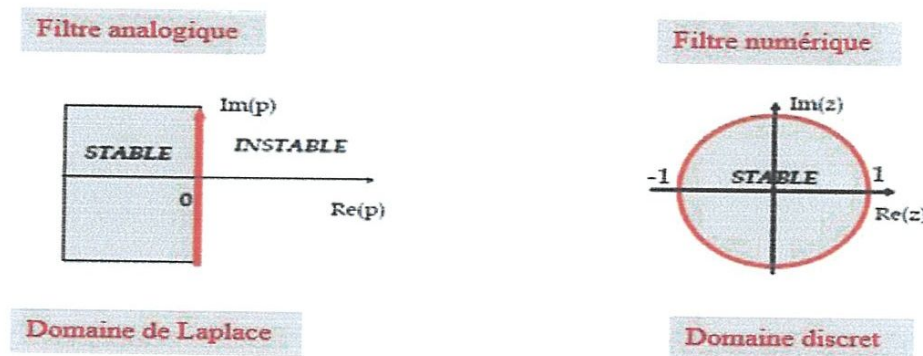


Figure II. 2 Zone de stabilité en z et lien avec la zone de stabilité en p .

II.5. LA REPONSE EN FREQUENCE D'UN SYSTEME LTI

Si l'on applique maintenant le théorème de la convolution relatif à la transformée de Fourier à la relation (2.20), on obtient :

$$Y(\omega) = X(\omega)H(\omega) \quad (2.21)$$

Où $X(\omega) = \mathcal{F}[x(t)]$, $Y(\omega) = \mathcal{F}[y(t)]$ et $H(\omega) = \mathcal{F}[h(t)]$. $H(\omega)$ est appelée réponse en fréquence. On a donc :

$$H(\omega) = \mathcal{F}[h(t)] = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (2.22)$$

En prenant la transformée de Fourier inverse de la relation (2.21), on obtient pour expression du signal de sortie :

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.23)$$

On voit ainsi que la réponse impulsionnelle $h(t)$ ou la réponse en fréquence $H(\omega)$ définit complètement le système LTI. [13]

II.5.1. Spectre de fréquence

La réponse en fréquence $H(\omega)$ est une propriété caractéristique d'un système LTI. Il s'agit généralement d'une quantité complexe, qui peut s'écrire sous la forme :

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\theta_h(\omega)} \quad (2.24)$$

Dans le cas d'un SLIT dont la réponse temporelle $h(t)$ est à valeurs réelles, $H(\omega)$ satisfait la relation de symétrie-conjugaison:

$$H(-\omega) = H^*(\omega) \quad (2.25)$$

Ce qui est équivalent à :

$$|H(-\omega)| = |H(\omega)| \quad (2.26a)$$

$$\theta_h(-\omega) = -\theta_h(\omega) \quad (2.26b)$$

Ce qui montre que l'amplitude $|H(\omega)|$ est une fonction paire de la fréquence, tandis que la phase $\theta_h(\omega)$ est une fonction impaire de la fréquence. Posons

$$Y(\omega) = |Y(\omega)| e^{j\theta_y(\omega)} \quad X(\omega) = |X(\omega)| e^{j\theta_x(\omega)} \quad (2.27)$$

On peut alors écrire la relation (2.30) sous la forme :

$$\begin{aligned} |Y(\omega)| e^{j\theta_y(\omega)} &= |X(\omega)| e^{j\theta_x(\omega)} |H(\omega)| e^{j\theta_h(\omega)} \\ &= |X(\omega)| |H(\omega)| e^{j[\theta_x(\omega) + \theta_h(\omega)]} \end{aligned} \quad (2.28)$$

On a donc

$$|Y(\omega)| = |X(\omega)| |H(\omega)| \quad (2.29a)$$

$$\theta_y(\omega) = \theta_x(\omega) + \theta_h(\omega) \quad (2.29b)$$

Remarquons au passage que le spectre d'amplitude du signal de sortie est le produit du spectre d'amplitude du signal d'entrée par celui de la réponse impulsionnelle, tandis que le spectre de phase du signal de sortie est la somme du spectre de phase du signal d'entrée et de celui de la réponse impulsionnelle. On peut donc dire qu'un système SLIT filtre le signal d'entrée qui lui est appliqué. On utilise le mot *filtre* pour désigner un système qui présente une certaine sélectivité dans le domaine des fréquences. [13]

II.6. FILTRAGE

Un filtre numérique est un algorithme de calcul qui fait correspondre à une suite d'échantillons $x(n)$ une autre suite d'échantillons $y(n)$:

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) + \sum_{j=1}^N a_j y(n-j) \quad (2.30)$$

II.6.1. Filtre RIF

Les filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF ou FIR). Les coefficients a_j sont nuls :

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) \quad (2.31)$$

La fonction de transfert des filtres RIF s'écrit :

$$H(z) = \sum_{i=0}^M b_i z^i \quad (2.32)$$

$H(z)$ est aussi la transformée en Z de la réponse impulsionnelle

$$H(z) = \sum_{i=0}^M b_i z^i \quad (2.33)$$

- $b_i = h(i)$ et les coefficients $h(k) = 0$ pour $k > M$
- d'où filtre à réponse impulsionnelle finie
- filtre toujours stable car la sortie revient toujours à zéro après suppression de l'excitation

II.6.2. Filtre RII

Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII ou IIR). Les coefficients a_j sont non-nuls :

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) + \sum_{j=1}^N a_j y(n-j) \quad (2.34)$$

La fonction de transfert des filtres RII s'écrit :

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^M b_i z^i}{1 - \sum_{j=1}^N a_j z^j} \quad (2.35)$$

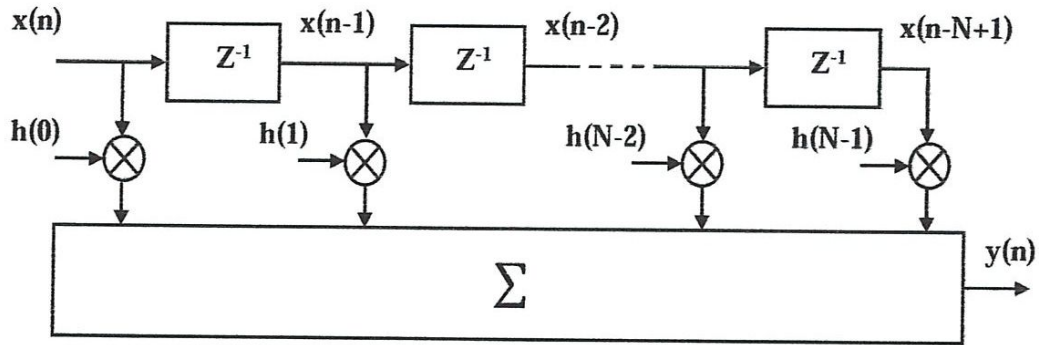
La réponse impulsionnelle de ces filtres est infinie. [14]

Pour qu'un filtre à réponse impulsionnelle infinie soit réalisable, il est nécessaire qu'il soit causal et stable. Un filtre causal est stable si les pôles de sa fonction de transfert en z sont à l'intérieur du cercle unité.

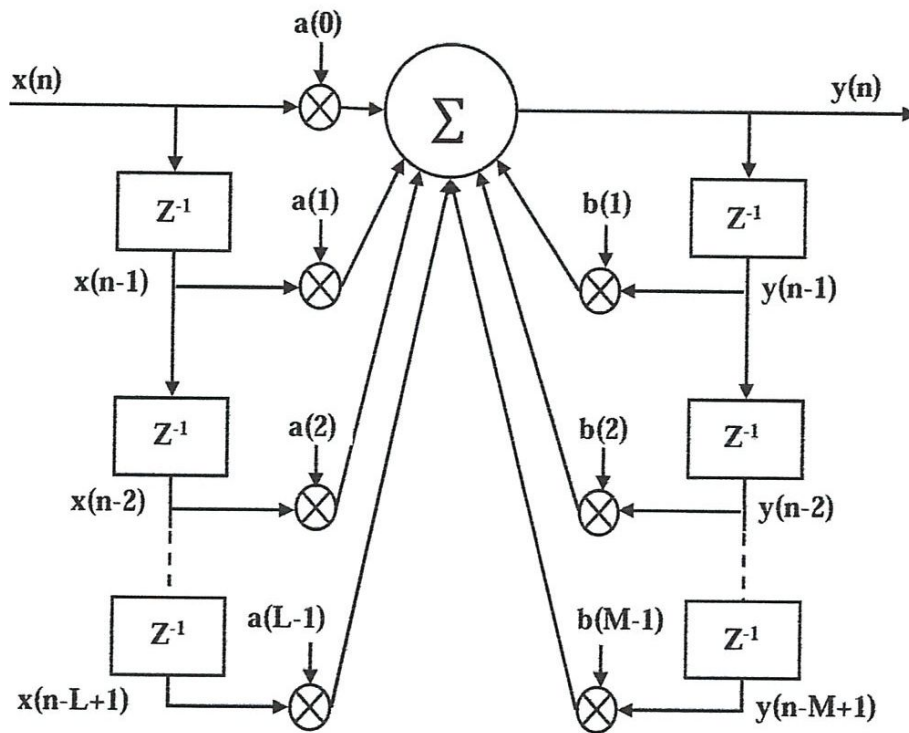
On notera qu'un filtre possédant tous ses pôles et ses zéros à l'intérieur du cercle unité est appelé *filtre à phase minimale*, tandis qu'un filtre possédant tous ses zéros à l'extérieur du cercle unité est appelé *filtre à phase maximale*.

La structure d'un filtre numérique est choisie en se basant sur plusieurs critères, dans certains cas, tels que pour les filtres RII, la stabilité dépend du choix convenable de cette structure.

La **figure II.3** montre les filtres RIF et RII en structure directe. [5]



(a)



(b)

Figure II.3 Structure directe des filtres, (a) RIF, (b) RII

II.7. COMPARAISON ENTRE RIF ET RII

Le critère déterminant sera souvent la phase. Si l'on veut imposer une phase (une phase linéaire en particulier), le RIF s'impose, sinon, le plus faible nombre de coefficients des filtres R.I.I. sera préféré.

Il faudra tout de même regarder si le nombre de coefficients plus grand du R.I.F. n'est pas compensé par l'apport de la TFD rapide ou par le filtrage multi-cadence. [15]

Critère	R.I.F	R.L.I.
Maîtrise de la phase	Oui	Non
Complexité	Très faible Calcul possible par TFD	Faible
Stabilité	Toujours	Risque de problème en cas de précision de calcul insuffisante
Nombre de coefficients nécessaires	Moyen	faible
Précision nécessaire pour les calculs	Moyenne	Assez grande
Adapté au multi-cadence	Oui	Non

II.8. SYNTHÈSE DES FILTRES RIF

Nous avons vu précédemment les expressions mathématiques à mettre en œuvre et les principaux types et structures de filtres pour effectuer le filtrage numérique. Le problème majeur est la détermination des coefficients apparaissant dans les relations (2.16) ou les valeurs $g(k)$ de la réponse impulsionnelle dans (2.11) de manière à ce que le filtrage effectué satisfasse les spécifications données. Les spécifications d'un filtre sont usuellement données dans le domaine fréquentiel. C'est pourquoi la relation (2.21) est d'une importance capitale. Elle permet de contrôler entièrement le filtrage. Par exemple dans un cas particulier, il peut être exigé du filtre, d'atténuer le plus possible toutes les composantes d'un signal en dessous d'une certaine fréquence. un tel filtre est appelé filtre passe-haut, puisqu'il atténue les basses fréquences et laisse passer les hautes fréquences. . [16]

II.9. CONCLUSION

Un filtre numérique est un système linéaire invariant dans le temps ou un algorithme de calcul qui fait correspondre à une suite d'échantillons une autre suite d'échantillons.

La structure d'un filtre numérique est choisie en se basant sur plusieurs critères, qui peuvent conditionner sa stabilité.

Les Filtres RIF ou FIR (filtres à réponse impulsionnelle finie) possèdent une fonction de transfert polynomiale. Ils présentent l'inconvénient de nécessiter un grand nombre de

coefficients pour obtenir les mêmes caractéristiques fréquentielles. Mais par contre, ils sont inconditionnellement stables.

On peut synthétiser des filtres RIF à phase linéaire, c'est-à-dire à temps de propagation de groupe constant.

Les Filtres RII ou IIR (Filtres à réponse impulsionnelle infinie) n'auront pas une phase linéaire; ils sont obtenus par transposition d'un filtre continu.

CHAPITRE III : Fonction d'égalisation

III.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous détaillons la fonction d'égalisation avant de présenter les différentes catégories d'égaliseurs et les principales structures d'égaliseurs conventionnels tels que l'égaliseur transversal linéaire LTE (Linear Transversal Equalizer), et l'égaliseur à retour de décision DFE (Decision Feedback Equalizer).

Nous terminerons le chapitre par les critères d'optimisation du signal et l'égalisation adaptative.

III.2. NOTIONS SUR LA FONCTION D'EGALISATION

L'objet de la fonction d'égalisation est de permettre de retrouver à partir de la séquence reçue $x(n)$, présentant de l'interférence entre symboles (*IES*) introduite par la sélectivité du canal, la séquence émise $a(n)$. Une chaîne de transmission numérique, en présence d'égalisation, peut être représentée par le schéma de principe de la **Figure III.1**.

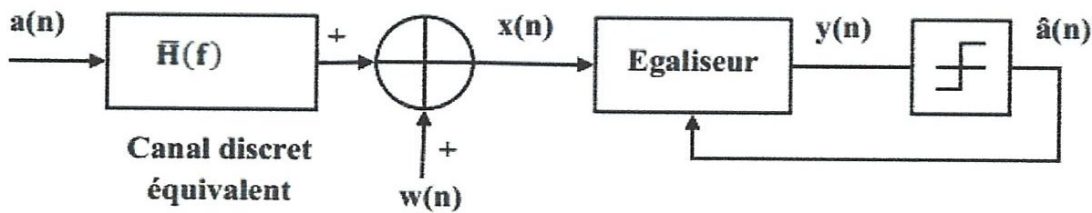


Figure III.1 Chaîne de transmission en présence d'égalisation

L'ensemble modulateur, milieu de transmission, démodulateur est modélisé par **un canal discret équivalent de réponse $H(z)$** .

Cette modélisation correspond au cas où les données $d[n]$ sont émises tous les T secondes et le signal reçu en sortie du démodulateur est échantillonné à la fréquence $1/T$. La quantité T est appelée **la durée symbole** et $1/T$ représente la rapidité de modulation. [5]

En principe, si le canal est parfaitement connu, il est possible de rendre l'interférence entre symboles arbitrairement faible, ou même de l'éliminer complètement, en utilisant une paire de filtre d'émission et de réception tels que :

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

C'est-à-dire que la chaîne complète vérifie le critère de Nyquist (le filtre global

$S(f)C(f)R(f)$ est un filtre de Nyquist).

En pratique, cependant, on ne connaît que très rarement les caractéristiques exactes du canal, et tout au plus des valeurs moyennes.

Par ailleurs, il subsiste des erreurs dans la correction de l'interférence entre symboles, en raison des imperfections sur l'implantation du filtre s et r .

Enfin, le canal peut ne pas être stationnaire, c'est-à-dire que ces caractéristiques varient au cours du temps. L'effet de ces différents facteurs est une interférence entre symboles (éventuellement résiduelle), qu'il faut compenser, à l'aide d'un dispositif appelé égaliseur, ce dispositif pouvant également être variable dans le temps.

En bande de base, si les filtres d'émission et de réception sont fixés (et forment ensemble un filtre de Nyquist), le rôle de l'égaliseur est simplement de compenser la réponse du canal.

En notant ainsi $e(t)$ la réponse impulsionnelle de l'égaliseur et $E(f)$ sa fonction de transfert, il faut obtenir :

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

Comme la paire des filtres d'émission et de réception forment un filtre de Nyquist, on a «égalisé» la réponse du canal. [17]

III.3. CATEGORISATION D'EGALISEURS

Les techniques d'égalisation se divisent en deux grandes catégories: linéaires et non linéaires. Les techniques linéaires sont généralement les plus simples à mettre en œuvre. Cependant, les techniques d'égalisation linéaire souffrent généralement de l'amplification du bruit plus que les égaliseurs non linéaires, et ne sont donc pas utilisées dans la plupart des applications sans fil.

Parmi les techniques d'égalisation non linéaire, l'égaliseur à retour de décision (DFE) est le plus populaire, car il est simple à mettre en œuvre et présente généralement des bons résultats.

Toutefois, sur les canaux à faible SNR, le DFE souffre de la propagation d'erreur lorsque les bits sont décodés faussement, conduisant à des performances médiocres.

La technique d'égalisation optimale est l'estimation de séquence au sens du maximum de

vraisemblance (MLSE, pour Maximum Likelihood Sequence Estimation).

Malheureusement, la complexité de cette technique se développe de façon exponentielle avec la longueur du canal, elle est donc inutilisée sur la plupart des canaux d'intérêt. Toutefois, la performance du MLSE est souvent utilisée comme une borne supérieure pour les autres techniques d'égalisation.

La figure III.2 résume les différents types d'égaliseurs, avec leurs structures correspondantes et les algorithmes d'adaptation.

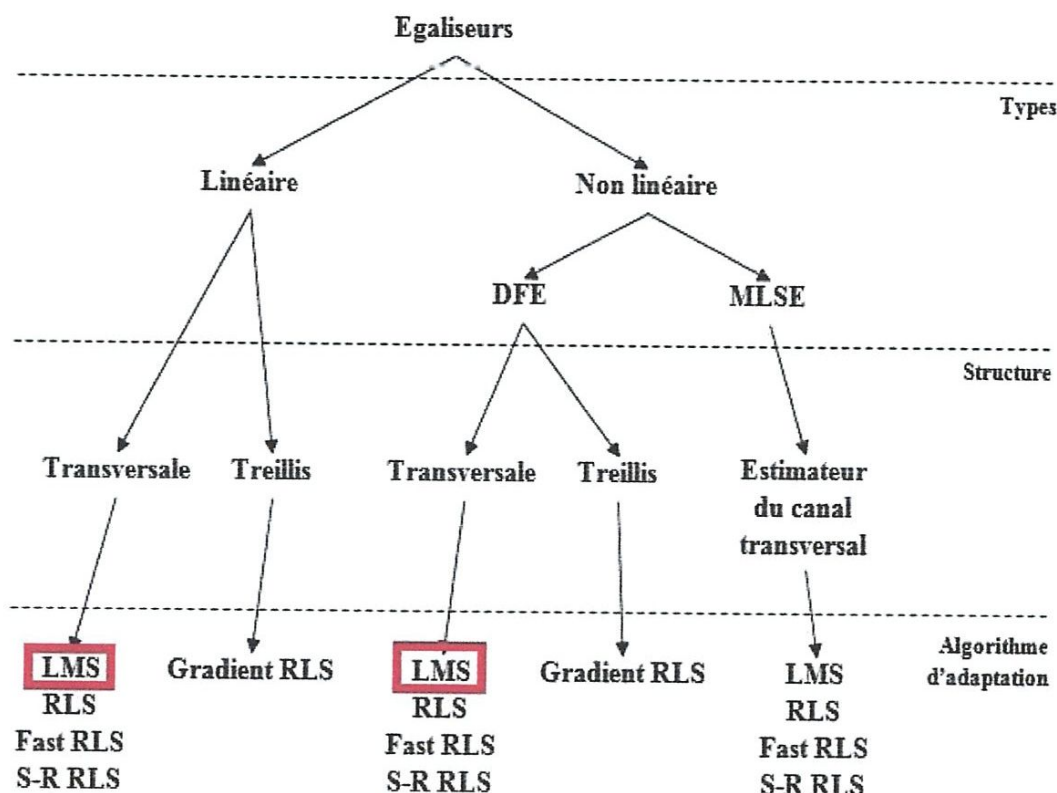


Figure III.2 Différents types, structures, et algorithmes d'Egaliseurs

III.4. STRUCTURE DES EGALISEURS CONVENTIONNELS

Du point de vue des hypothèses, on supposera dans ce qui suit que :

- La séquence des symboles a_n est stationnaire, centrée et blanche ;
- Le bruit d'observation $b(n)$ est centré, décorrélé (ou indépendant) des symboles a_n , et blanc ;
- La réponse du canal $c(t)$ est causale. [17]

Les égaliseurs linéaires et non linéaires sont typiquement implémentés en utilisant une structure transversale ou en treillis. La structure transversale est un filtre à $N - 1$ éléments de retard et N coefficients complexes accordable. Le filtre en treillis utilise une structure récursive plus complexe.

En échange de cette complexité accrue par rapport aux structures transversales, les structures en treillis sont souvent meilleures en termes de stabilité numérique et en termes de convergence, et elles disposent d'une grande flexibilité pour modifier leur longueur.

En plus du type d'égaliseur et de sa structure, les égaliseurs adaptatifs nécessitent des algorithmes d'adaptation des coefficients de filtre pendant l'apprentissage et le mode opérationnel.

De nombreux algorithmes ont été développés au cours des années à cet effet. Ces algorithmes impliquent généralement des compromis entre la complexité, le taux de convergence et la stabilité numérique. [5]

III.5. EGALISEUR TRANSVERSE

Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. En effet, il s'agit simplement d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, pour lesquels les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues. La structure du filtre est donnée sur la **figure III.3** et correspond à la relation entrée-sortie :

$$Z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i) y(n-i) \quad (3.3)$$

Où $e(n)$ est la réponse impulsionnelle de l'égaliseur, de longueur M , $y(n)$ est la séquence d'observations, et $z(n)$ la sortie de l'égaliseur. [17]

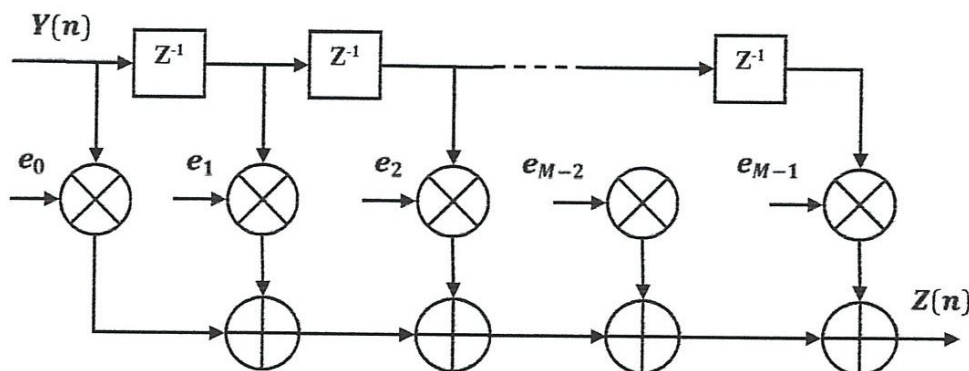


Figure III.3 Structure d'un égaliseur transverse

III.6. EGALISEUR A RETOUR DE DECISION (DFE)

Il s'agit ici de prolonger l'idée d'avoir un égaliseur piloté par les décisions, ce qui permet d'éviter une répétition de séquences d'apprentissage, tout en utilisant une structure récursive.

Cette structure récursive permet d'obtenir des filtres de réponse impulsionnelle longue à l'aide d'un petit nombre de coefficients [17].

L'égaliseur à retour de décision (DFE), représenté sur la figure III.4 est constitué de deux filtres, un filtre direct et un filtre de retour. L'entrée du filtre direct est la séquence des symboles reçus $x(k)$, ainsi, ce filtre est identique à un égaliseur transversal.

Le filtre de retour (un second filtre transversal) a comme entrée la séquence des décisions sur les symboles préalablement détectés.

L'égaliseur DFE est très utile dans le cas des canaux présentant des distorsions sévères en amplitude.

La sortie de l'égaliseur DFE est donnée par :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a(i) x(n-i) + \sum_{j=0}^{M-1} b(j) \hat{y}(n-j) \quad (3.4)$$

L'idée de base de l'égalisation à retour de décision est que, si les valeurs des symboles détectées sont connues (c.-à-d. les décisions passées sont supposées correctes), alors l'IES contributive par ces symboles peut être complètement éliminée, en retranchant les valeurs des symboles passés de la sortie de l'égaliseur par les coefficients appropriées du filtre de retour.

Notons que l'inclusion de l'organe de décision dans la boucle de retour rend l'égaliseur non linéaire.

Lorsqu'une décision incorrecte est faite, la sortie du DFE reflète cette erreur durant quelques symboles prochains pendant que la décision incorrecte traverse le filtre de retour.

Ainsi, il y a une plus grande probabilité d'autres fausses décisions suivant la première, à savoir, la propagation d'erreur. Heureusement, la propagation d'erreur dans le DFE n'est pas catastrophique.

Sur les canaux typiques, les erreurs se produisent dans des courtes durées qui ne dégradent les performances que légèrement.

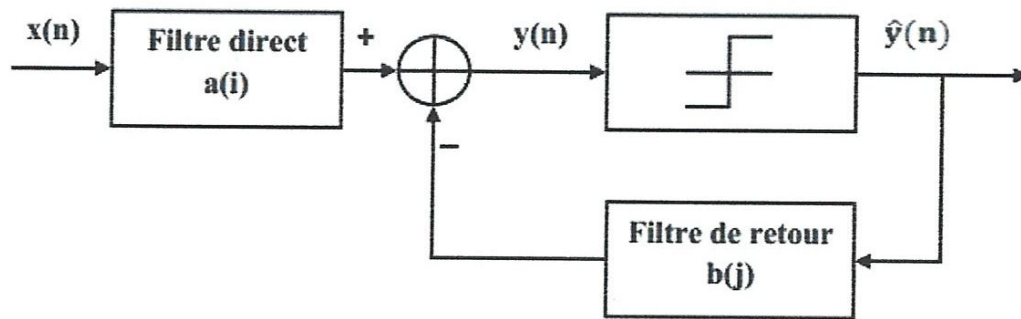


Figure III.4 Egaliseur à retour de décision

Le critère d'erreur quadratique moyenne peut être utilisé pour obtenir une optimisation mathématique docile d'un égaliseur à retour de décision. En effet, l'algorithme LMS (1) peut être utilisé pour adapter à la fois les coefficients du filtre direct et celui du retour en se basant sur un signal d'erreur commun. [5]

III.7. CRITERES D'OPTIMISATION

Deux critères sous-optimaux sont classiquement utilisés pour calculer l'égaliseur : le critère naturel de forçage à zéro (Zero Forcing), qui vise à annuler les interférences entre symboles sans tenir compte du bruit, et le critère de l'EQM minimale, qui réalise un compromis entre interférences résiduelles minimales et atténuation du bruit maximale [17].

III.7.1. L'égaliseur par «Zero-forcing»

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

$$E(z) = \frac{1}{C(z)} \quad (3.5)$$

Dès maintenant, on peut s'apercevoir que cette démarche souffre de deux défauts :

- 1) D'abord, $C(z)$ peut posséder des zéros de module supérieur à 1, ce qui induit des pôles instables pour $E(z)$, si celui-ci doit être causal ;
- 2) d'autre part, si $C(n)$ est une réponse impulsionnelle infinie, alors $e(n)$ est à réponse

III.7.2. Egaliseur à erreur quadratique minimale

Alors que l'égaliseur à *zero forcing* résout le problème en faisant abstraction du bruit d'observation, l'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (égaliseur EQM) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et la sortie de l'égaliseur.

Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère.

On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$J(e) = E \left[\left| z(n) - a_{n-R} \right|^2 \right] \quad (3.7)$$

Avec :

$$z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i) y(n-i) = e^T y(n) \quad (3.8)$$

Ou :

$$e^T = [e(0) \dots e(M-1)] \quad (3.9)$$

Et :

$$y(n)^T = [y(n) \dots y(n-M+1)] \quad (3.10)$$

On a :

$$J(e) = E \left[\left| e^T y(n) - a_{n-R} \right|^2 \right] \quad (3.11)$$

Ainsi, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne est obtenue pour :

$$\frac{\partial J(e)}{\partial e} = 2E[y(n)(e^T y(n) - a_{n-R})] = 0 \quad (3.12)$$

Soit :

$$E \left[y(n) y(n)^T \right] e = E \left[y(n) a_{n-R} \right] \quad (3.13)$$

On tire de cela :

$$R_{yy}e = R_{ya}(R) \quad (3.14)$$

Et :

$$e = R_{yy}^{-1}R_{ya}(R) \quad (3.15)$$

Où R_{yy} est la matrice de corrélation de $y(n)$ et $R_{ya}(R)$ est le vecteur d'inter corrélation entre $y(n)$ et $a(n - R)$. Le nombre de coefficient du filtre est nécessairement limité.

Si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un *zero forcing*, en raison de la prise en compte effective du bruit, elle reste souvent de qualité médiocre, en particulier en présence d'évanouissements sélectifs (non stationnarités).

Cela est également lié à la structure transverse (pas de pôles) qui limite la capacité de représentation d'une réponse quelconque. Par ailleurs, pour la mise en œuvre pratique, il est nécessaire de connaître $a(n - R)$. Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une séquence d'apprentissage, pour calculer les coefficients du filtre, La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence d'apprentissage, éventuellement répétée périodiquement si le système est non stationnaire, limite en outre le débit en données utiles. [9]

Le critère d'optimisation le plus utilisé est celui de l'erreur quadratique moyenne minimale. Les avantages de ce critère d'optimisation sont les suivants [17] :

- Lorsque le canal est bruité, ce critère réalise un compromis entre deux objectifs contradictoires : éliminer les interférences entre symboles, et réduire le bruit.
- Il conduit à des calculs très simples et à des structures faciles à mettre en œuvre.
- Il coïncide avec le critère *Zero Forcing* dans le cas d'un canal non bruité.

III.8. L'EGALISATION ADAPTATIVE

Les égaliseurs précédents souffrent de deux limitations communes : d'une part une charge de calcul importante, et d'autre part un caractère «statique».

En effet, Le canal est le plus souvent non seulement inconnu, mais variable dans le temps, on peut alors utiliser des périodes de «mise à jour» ou l'on émet des séquences d'apprentissage afin de recalculer l'égalisateur.

Cela n'empêche pas les performances de se dégrader entre deux étapes de mise à jour.

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

Il s'agit toujours de résoudre l'équation (3.15).

En minimisant l'erreur moyenne quadratique, on a obtenu :

$$\frac{\partial J(e)}{\partial e} = 2E\left[y(n)(e^T y(n) - a_{n-R}) \right] \quad (3.16)$$

$$= -2E\left[y(n) \in(n) \right] = -2R_{y\in} \quad (3.17)$$

Où l'on a posé $\in(n) = a_{n-R} - e^T y(n)$ le terme d'erreur.

L'approche adaptative consiste à rendre les quantités apparaissant dans (3.15) ou dans la relation précédente du temps. L'approche la plus simple consiste à résoudre (3.15)

$$e(n) = e(n-1) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J(e)}{\partial e} \quad (3.18)$$

Où μ est une constante positive. Dans notre cas, cela fournit

$$e(n) = e(n-1) + \mu R_{y\in} \quad (3.19)$$

Plutôt que de manipuler l'intercorrélation $R_{y\in}$, on remplace celle-ci par son estimée instantanée²:

$$R_{y\in}^n = y(n) \in(n) \quad (3.20)$$

L'algorithme devient alors simplement :

$$\begin{cases} e(n) = e(n-1) + \mu y(n) \in(n) \\ \in(n) = a_{n-R} - e(n-1)^T y(n) \end{cases} \quad (3.21)$$

Cet algorithme, qui résout par un algorithme de gradient approché un critère quadratique, est le célèbre algorithme du « gradient stochastique » ou de « *Least Mean Square* » (LMS).

On notera que $e(n-1)^T y(n)$ est simplement la sortie du filtre adaptatif à l'instant n , $z(n)$.

Cet algorithme permet donc de réduire l'erreur d'estimation $\epsilon(n)$.

En cas de variations des caractéristiques du canal, l'égaliseur sera donc capable de s'adapter à celles-ci, et d'autant plus rapidement que μ est grand [(plus μ est grand, plus les variations liées au bruit d'observation induiront une variabilité sur les estimées $e(n)$].

La mise en œuvre de l'algorithme se fait suivant deux modes opératoires, voir **figure III.5** :

a. Mode supervisé, ou la séquence $a(n)$ est connue (apprentissage). Le calcul de $z(n)$ ne sert alors qu'à adapter le filtre, jusqu'à convergence.

Au bout de K itérations, on considère que $e(K)$ a convergé vers la solution, et on commute en mode opérationnel ;

b. Mode opérationnel, la sortie de l'égaliseur $z(n)$ sert alors à estimer $(n - R)\hat{a}(n - R)(z(n))$, où «dec» indique que l'on prend la décision sur $z(n)$.

L'erreur est alors maintenant calculée à partir des décisions : $\epsilon(n) = \text{dec}(z(n)) - z(n)$.

En phase opérationnelle, l'algorithme est dit «piloté par les décisions» (*decision directed*). [17]

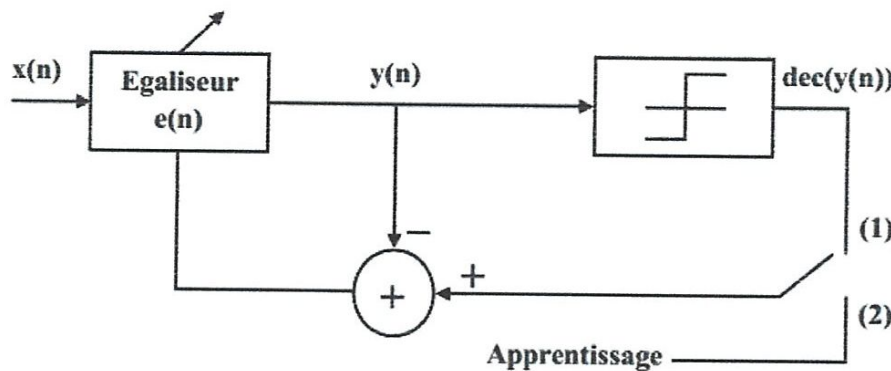



Figure III.5 Egaliseur adaptatif : (1) piloté par les décisions, (2) apprentissage

III.9. CONCLUSION

Ce chapitre résume l'évolution des théories et des applications développés par la recherche dans le domaine du traitement du signal numérique.

Il montre que ce domaine, réservé aux spécialistes, est toujours perfectible : la recherche scientifique n'a pas encore atteint le stade idéal, où le signal reçu est identique au signal émis à travers le canal de transmission, bien que l'avancée soit incontestable.



Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1. INTRODUCTION

L'étude de simulations suivante, a pour but, la comparaison entre deux types d'égaliseurs de canaux de transmission, le DFE et le LTE, adaptés par l'algorithme LMS.

Nous allons examiner leurs performances pour une transmission numérique en modulation de phase à deux états (BPSK) sur le canal à phase non minimale décrit ultérieurement. Les simulations sont réalisées au moyen du logiciel MATLAB.

IV.2. SHEMA DE BLOC

On utilise dans cette simulation deux types d'égaliseur, l'égaliseur LTE et l'égaliseur DFE. L'algorithme utilisé pour l'adaptation est l'algorithme LMS.

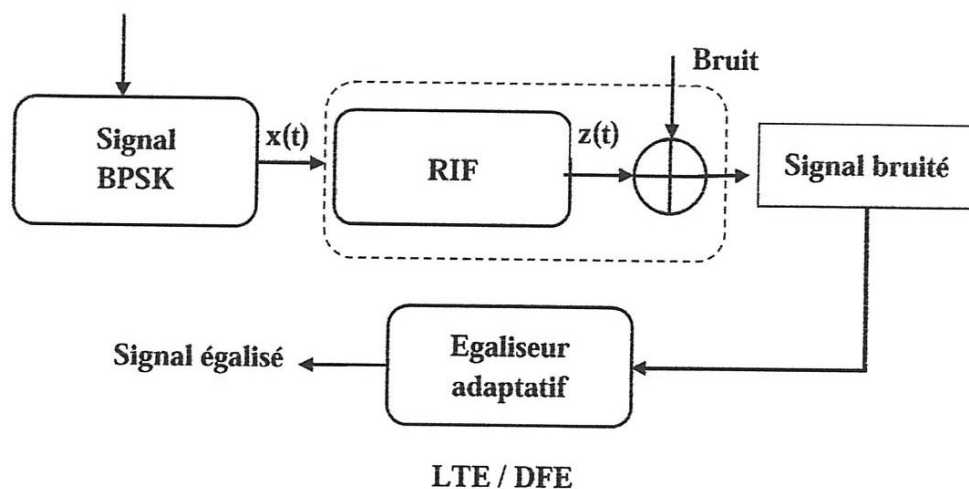


Figure IV.1 schéma de simulation

IV.3. CANAL A PHASE NON MINIMALE UTILISE DANS LA SIMULATION

Le canal discret utilisé pour tester les performances des égaliseurs est un canal à phase non minimale ; il est représenté par la fonction de transfert en z définie par :

$$H(z) = 0.3482 + 0.8704 z^{-1} + 0.3482 z^{-2} \quad (3.1)$$

C'est un canal représentatif de la majorité des canaux rencontrés en pratique, il est très utilisé pour la simulation des égaliseurs [5][18][19][20][21].

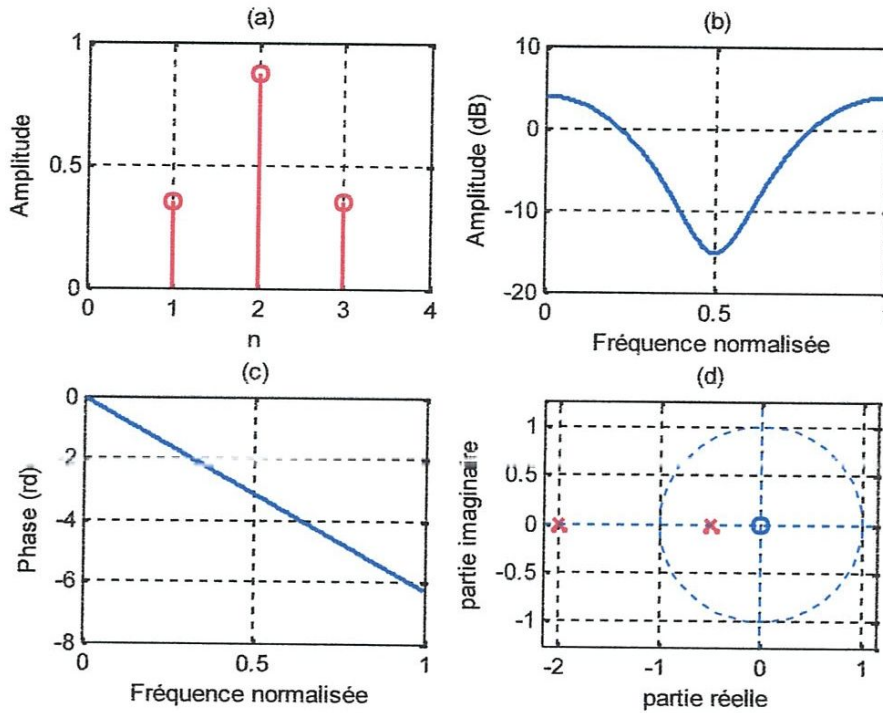


Figure IV.2 Caractéristiques du canal de simulation

La figure IV.2 représenté les caractéristiques de ce canal.

- La figure IV.2 (a) représente Les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal.
- La figure IV.2 (b) représente la réponse en amplitude du canal qui comporte des zones où le signal sera amplifié (amplitude > 0) et des zones où le signal sera très affaibli (amplitude < 0).
- La figure IV.2 (c) représente la réponse en phase qui est linéaire.
- La figure IV.2 (d) donne la représentation dans le plan Z et montre que le canal possède deux zéros : l'un est à l'intérieur du cercle unité et l'autre est à l'extérieur de ce cercle.

IV.3.1. Simulation des égaliseurs

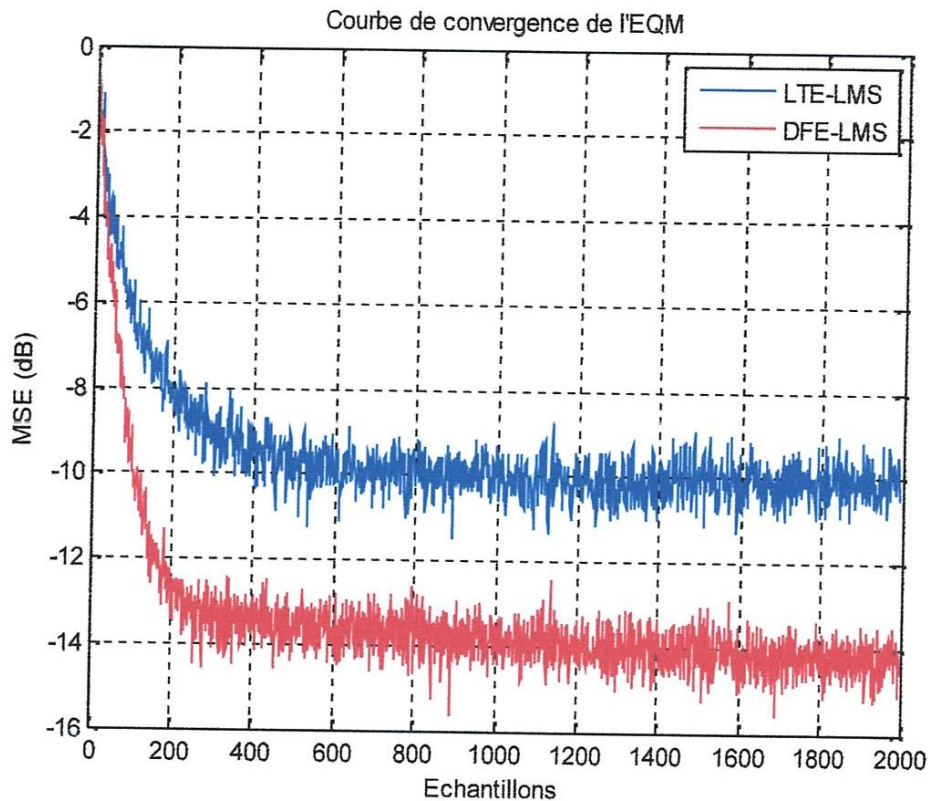


Figure IV.3 Courbes de convergence de l'EQM des égaliseurs LTE et DFE (LMS)

La **figure IV.3** présente une comparaison des courbes de convergence de l'erreur quadratique moyenne (MSE) des égaliseurs DFE et LTE dont l'adaptation est faite à l'aide de l'algorithme LMS pour un rapport signal sur bruit de 20 dB.

- L'égaliseur DFE contient 3 coefficients dans sa section directe et 1 coefficient dans sa section récurrente (3,1). L'égaliseur LTE comporte 6 coefficients. Le pas d'adaptation $\mu = 0.035$.
- L'égaliseur LTE converge vers un état stable de -10 dB après 400 échantillons. Il diminue le SNR de -20 dB jusqu'à -10 dB donc il récupère le signal original 0,5% (la moitié). Alors que l'égaliseur DFE atteint ce même niveau (-10 dB) après environ 100 échantillons seulement.
 - Grâce à ces résultats, nous ne concluons que DFE-LMS est 4 fois plus rapide que le LTE-LMS.
- L'état stable du DFE est de -14 dB obtenu après 270 échantillons. Il diminue le SNR de -20 dB jusqu'à -14 dB donc il récupère le signal original 0,7%.
- DFE-LMS est plus efficace que LTE-LMS soit par rapport à la vitesse ou par rapport au niveau du MMSE atteint à l'état stationnaire.

IV.3.2 Le diagramme de l'œil

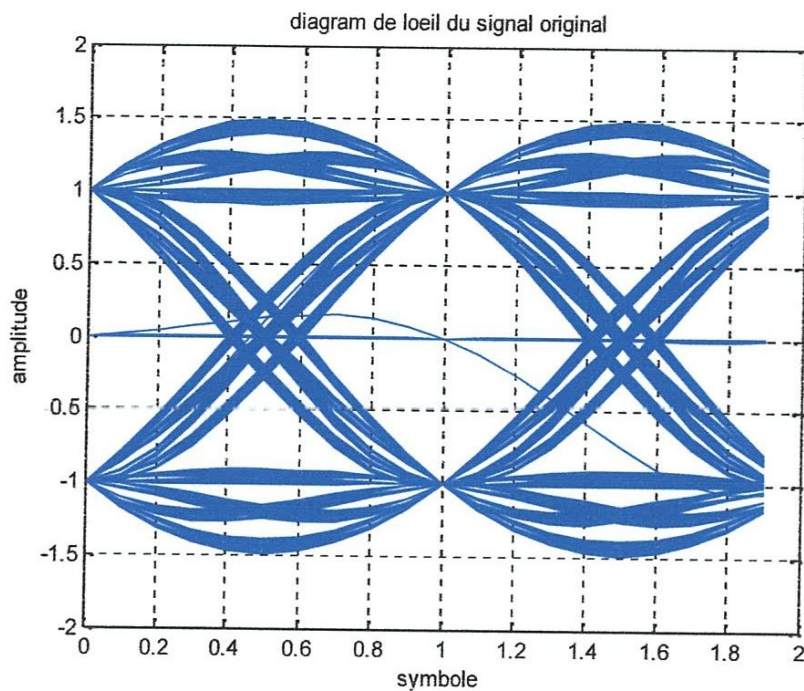


Figure IV.4 Diagramme de l'œil du signal BPSK transmis (original).

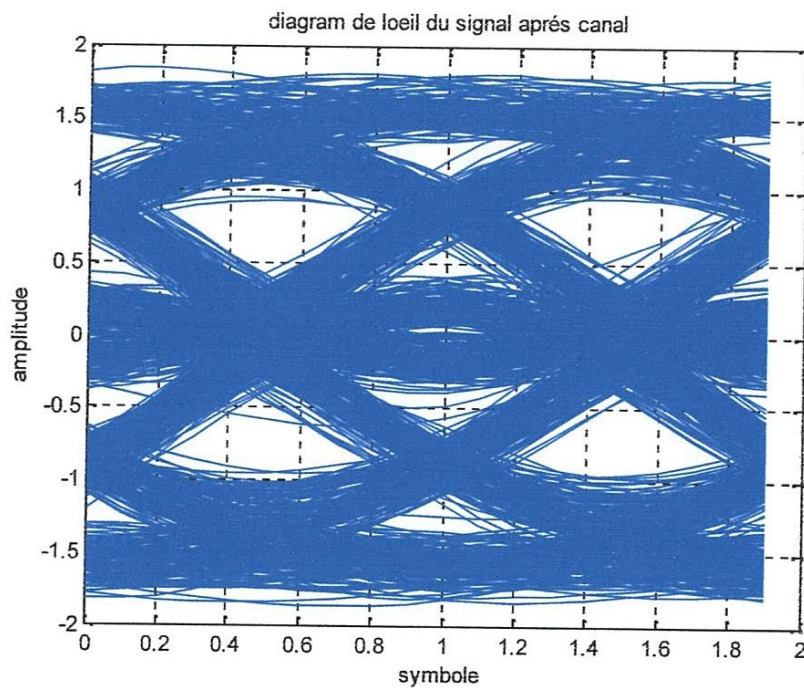


Figure IV.5 Diagramme de l'œil du signal BPSK en sortie du canal AWGN

La figure IV.5 montre que l'œil est fermé à cause du bruit et de l'interférence entre symboles

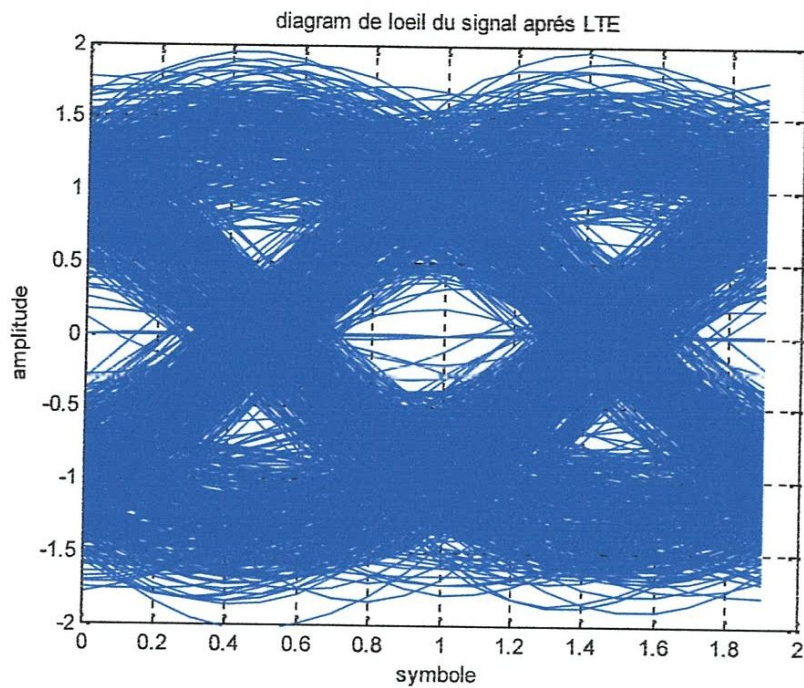


Figure IV.6 Diagramme de l'œil du signal en sortie de l'égaliseur LTE-LMS

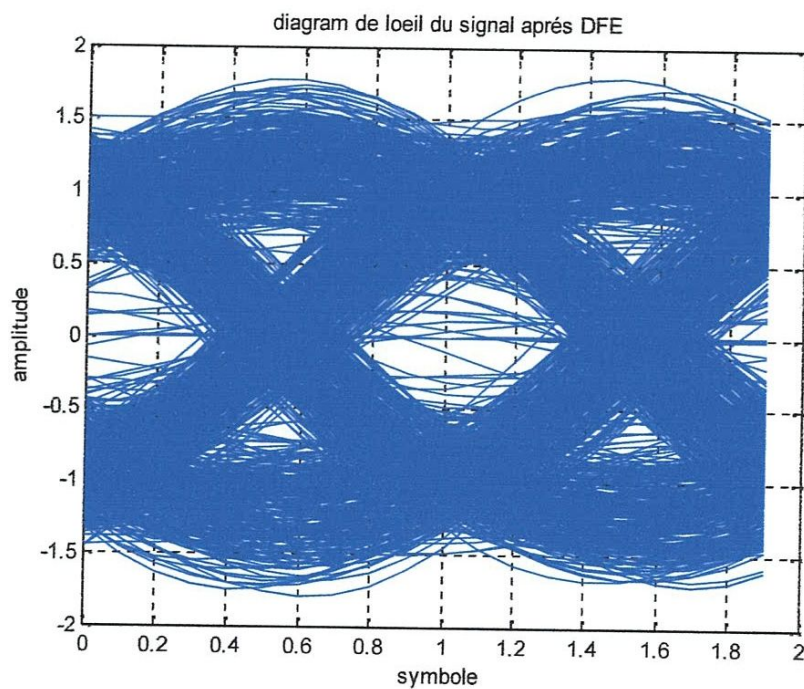


Figure IV.7 Diagramme de l'œil du signal en sortie de l'égaliseur DFE-LMS

La figure IV.6 montre le diagramme de l'œil du signal à la sortie des égaliseurs LTE-LMS. On remarque que l'œil prenne la forme initiale (signal originale de la figure IV.4), il est ouvert par rapport à celle du signal du canal (figure IV.5) ce qui représente une amélioration. Les erreurs de décisions diminuent relativement mais restent probables.

La figure IV.7 montre le diagramme de l'œil du signal à la sortie de l'égaliseur DFE-LMS. On remarque que l'œil est largement ouvert par rapport à celle du signal de canal (figure IV.5). Il y a une amélioration par rapport même à celui de l'égaliseur LTE-LMS, et on remarque clairement que l'égaliseur DFE-LMS présente des résultats plus performants que ceux du LTE-LMS, ce qui diminue considérablement la probabilité d'erreur.

IV.3.3. Echantillons du signal

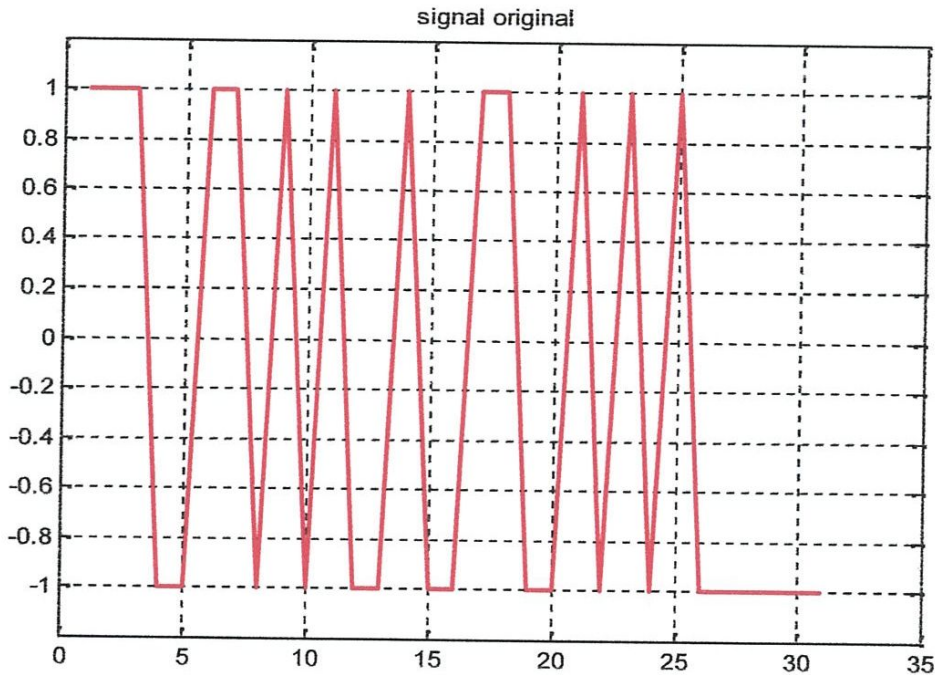


Figure IV.8 Signal original

La figure IV.8 représente le signal original tandis que la figure IV.9 représente le signal en sortie du canal, ce dernier est affecté par un bruit blanc additif gaussien, de plus, son passage à travers le canal de transmission modélisé ici par un filtre RIF lui affecte une interférence entre symboles. Ces facteurs altèrent le signal et diminuent son rapport signal à bruit.

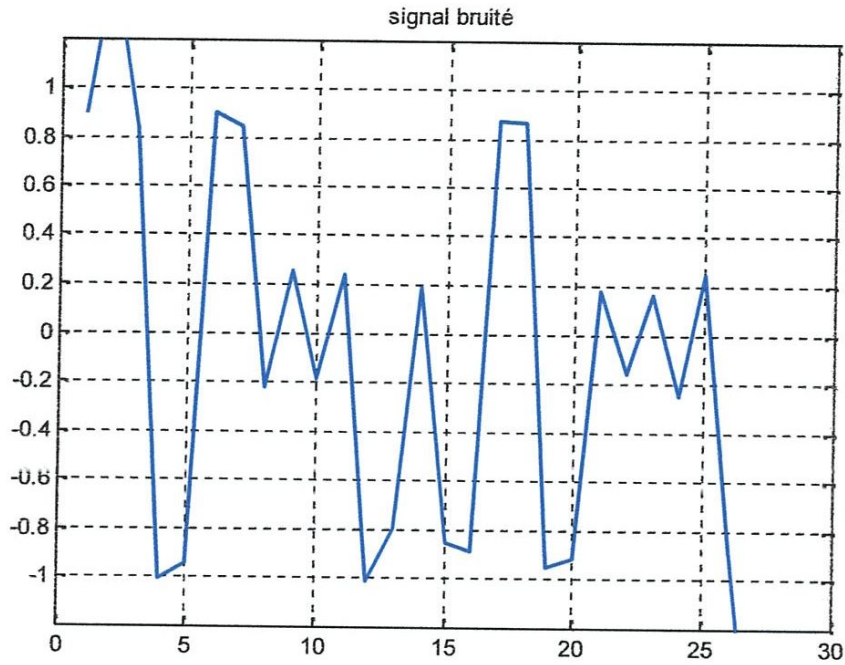


Figure IV.9 Signal bruité (sortie du canal)

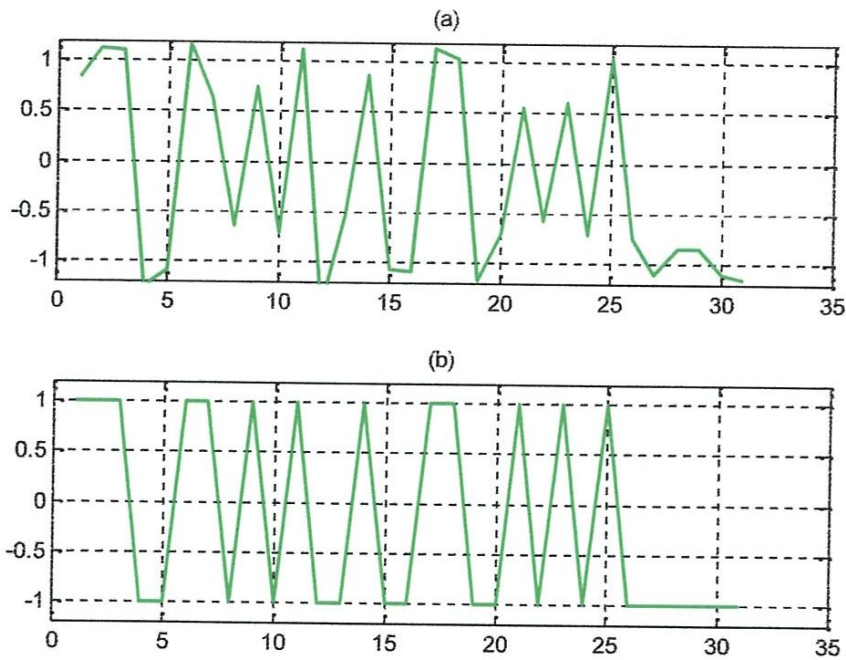


Figure IV.10 signal égalisé LTE, (a) avant décision, (b) après décision

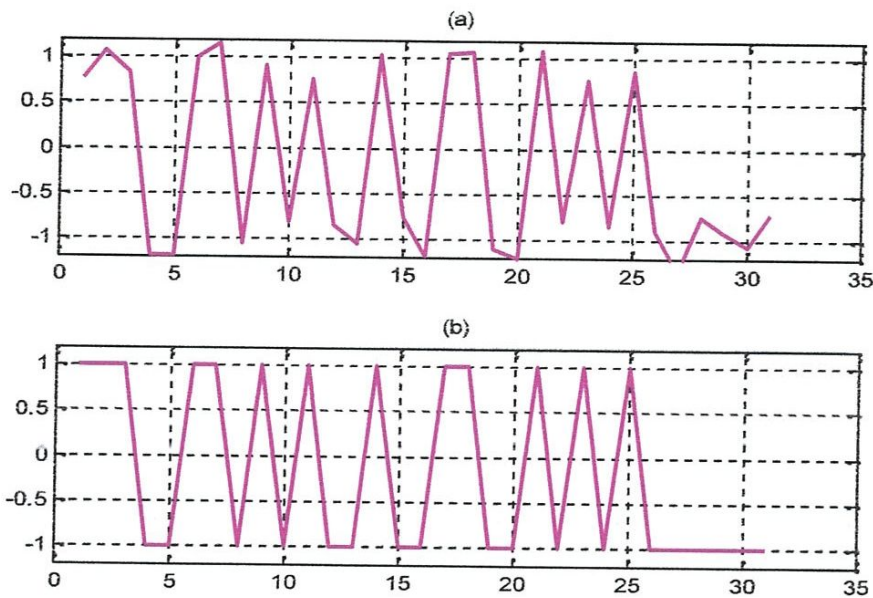


Figure IV.11 signal égalisé DFE, (a) avant décision, (b) après décision

Les figures IV.10 et IV.11 montrent que les deux signaux LTE-LMS et DFE-LMS ne contiennent pas d'erreurs, mais ici on n'a pris que 30 échantillons, et à 20dB niveau du SNR, ainsi pour mieux évaluation plus efficace des égaliseurs on doit avoir recourt aux courbes BER où on utilise 10^5 échantillons du signal et pour plusieurs niveaux du SNR.

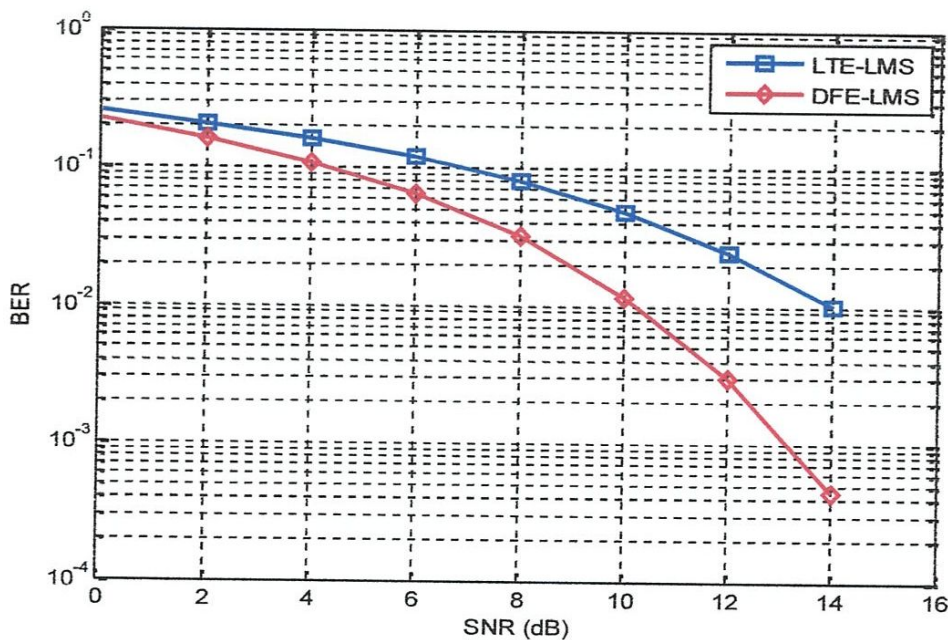


Figure IV.12 Courbes BER des égaliseurs LTE et DFE.

La figure IV.12 illustre les courbes du BER (Bit Error Rate) des deux types d'égaliseurs ; LTE-LMS et DFE-LMS. On remarque que d'autant plus que le SNR augmente, le DFE-LMS devient plus performant que le LTE-LMS.

IV.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons discuté les résultats de simulation de deux types d'égaliseurs des canaux de communication numériques ; l'égaliseur LTE et l'égaliseur DFE adaptés à l'aide des algorithmes LMS. Les résultats ont montré que l'égaliseur DFE-LMS est le plus performant grâce à son caractère non linéaire, et ceci en analysant différentes courbes, telles que les courbes de convergence MMSE, le diagramme de l'œil ainsi que les courbes BER.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail rapporte les travaux d'un projet de fin d'études réalisées au sein du département d'électronique et télécommunication de l'université 08 mai 1945 de Guelma, dans le cadre d'un mémoire de master intitulé « **Egaliseur DFE pour les canaux de transmission** ».

Lors de la transmission, l'onde électromagnétique subit diverses perturbations : interférence des autres utilisateurs, réflexions sur les bâtiments en milieu urbain, atténuation du signal proportionnelle à la distance qui sépare le mobile de la station de base, bruit au niveau des composants électronique, effet Doppler en cas de déplacement rapide du mobile (TGV). Ces perturbations sont d'autant plus importantes que le débit de transmission est élevé. En réception, il est alors nécessaire d'effectuer un traitement supplémentaire appelé « l'égalisation » afin de compenser ces perturbations.

Ces égaliseurs ont pour fonction principale d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple "canal-égaliseur" puisse être considéré comme un canal idéal.

Ce travail a été consacré à l'étude des égaliseurs qui utilisent une séquence dite d'apprentissage connue à la fois de l'émetteur et du récepteur permettant d'estimer la transformation introduite par le canal de propagation.

Nous avons présenté, dans le cadre de ce mémoire, une étude détaillée sur deux types des égaliseurs, à savoir, l'égaliseur à retour de décision DFE, et l'égaliseur linéaire transversal LTE, ces égaliseurs sont des filtres RIF dont les coefficients sont ajustés périodiquement par un algorithme dit d'adaptation. L'algorithme utilisé ici est LMS qui minimise l'erreur au sens des moindres carrés.

L'algorithme LMS est un peu lent en termes de convergence, ceci est clairement remarquable sur les courbes de convergence, mais il existe des algorithmes plus rapide que LMS mais présentant le même niveau stationnaire de l'erreur quadratique moyenne MMSE, on cite par exemple l'algorithme RLS (Recursive Least Square).

En termes de structure, on peut remplacer le filtre RIF, qui est une structure linéaire, par une structure non linéaire qui présente des performances plus hautes, à savoir que les réseaux de neurones. L'algorithme BP (Backpropagation) représente pour les réseaux de neurones ce qui représente le LMS aux filtres RIF, mais il y a toujours d'autres algorithmes qui présentent des meilleurs résultats au niveau de convergence de l'erreur ou bien au niveau de la rapidité de convergence.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **Alexandre Boyer**, « Canaux de transmission bruités », Polycopie de cours, université de Toulouse, 2013.
- [2] **Benyarou Mourad**, « Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA », Thèse de doctorat, Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2013.
- [3] **C. E. Shannon**, « Coding Theorem for a Discrete Source with a Fidelity Criterion », IRE Nat. Conv. Rec., Mar. 1959.
- [4] **Chaboub, Adlane**, « étude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO », Mémoire de maîtrise, École de technologie supérieure, Montréal, 2003.
- [5] **Ghadjati. M**, « applications des réseaux de neurones aux systèmes de communications numériques », Thèse de magistère, université 8 mai 45 de Guelma, 2012.
- [6] **P. Djiknavorian**, « MIMO pour les nuls », Polycopie de cours, Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, Université Laval, 2006.
- [7] **Ahamat Badawi Hamit**, « Les antennes intelligentes MIMO », Mémoire de fin d'études, Institut des télécommunications Abdelhafid BOUSSOUF – Oran, 2006.
- [8] **Michel Joindot, Alain Glavieux**, « Introduction aux communications numériques », DUNOD, 2007.
- [9] **Geneviève Baudoin et coll.** « Radiocommunications Numériques/1, Principes, modélisation, et simulation » 2^e édition, DUNOD 2007.
- [10] **Michel Terré**, « Traitement Numérique du Signal », Polycopie de cours, Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées, ENSTA ParisTech, Université PARIS-SACLAY, 2011.
- [11] **Olivier Venard**, « Introduction au Traitement Numérique du Signal », Polycopie de cours, Département Télécoms, ESIEE, Université Paris-Est, 2008.

-
- [12] **Theirry Paquet**, « Filtrage Numérique », Polycopie de cours, UFR des Sciences, Université de Rouen.
- [13] **Hwei P. Hsu**, « Communications analogiques et numériques », Ediscience -Schaum's, 1994.
- [14] **Adil Eljaafari**, « Projet en Filtrage Numérique avec Simulation Matlab », Polycopie de cours, Département de Télécoms, Ensa de Tanger, Université Abdelmalek Essaadi, 2013.
- [15] <http://chamilo2.grenet.fr/inp/courses/ENSE32A4EMAAAK0/document/html/synfil.htm>
Synthèse des Filtres, Site Web, 23 mai 2016.
- [16] **Murat Kunt**, « Traitement numérique des signaux », 3^{ème} édition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [17] **Jean-Marc Brossier**, « Signal et communication numérique : égalisation et synchronisation », HERMES 1997.
- [18] **Kashif Mahmood, Abdelmalek Zidouri, Azzedine Zerguine**, « Performance analysis of a RLS-based MLP-DFE in time-invariant and time-varying channels », Digital Signal Processing, Volume 18, Issue 3, May 2008, Pages 307-320.
- [19] **A. Zerguine, A. Shafi, and M. Bettayeb**. « Multilayer perceptron based DFE with lattice structure », IEEE Transaction on Neural Networks, vol.12, no.3, pp.532–545, May. 2001.
- [20] **Haiquan Zhao, Xiangping Zeng, Xiaoqiang Zhang, Jiashu Zhang, Yangguang Liu, Tiao Wei**, « An adaptive decision feedback equalizer based on the combination of the FIR and FLNN », Digital Signal Processing, Volume 21, Issue 6, December 2011, Pages 679-689.
- [21] **S. Chen, B. Mulgrew and P. M. Grant**, « A Clustering Technique for Digital Communications Channel Equalization Using Radial Basis Function Networks » IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 4, no. 4, pp.570–579, July 1993.