



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغفور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Estimation d'un canal par l'utilisation de
l'algorithme TDLMS dans un system OFDM.**

*Réalisées par : - Melle. Slimani Dounia.
- Melle. Safsaf Khaoula.*

Devant Le Jury :

<i>Président:</i>	<i>Dr. Bedra SAMi.</i>	<i>M.C.A UALK</i>
<i>Rapporteur:</i>	<i>Dr. CHERGUI Laid.</i>	<i>M.C.A UALK</i>
<i>Examineur:</i>	<i>Dr. HASSAD Mourad.</i>	<i>M.C.B UALK</i>

Promotion 2020/2021

يتم استخدام التشكيل بواسطة تقنية تعدد الإرسال بتقسيم التردد المتعامد (OFDM) على نطاق واسع لأنه يسمح بضمن عرض نطاق كبير بالإضافة إلى سرعة إرسال عالية. من المعروف أن القناة الراديوية عريضة النطاق هي انتقائية للتردد ومتغيرة زمنياً ، لذلك من الضروري تقدير القناة قبل إزالة تشكيل إشارات OFDM.

في هذه الرسالة ، نقدم دراسة وتنفيذ نظام إرسال OFDM مزود بمقدر قناة تكيفية يعتمد على خوارزمية LMS. نستخدم قناة إرسال باهتة لمحاكاة الوضع الحقيقي للانتشار. يتم تقييم أداء المقدر التكيفي من حيث تقارب متوسط الخطأ التربيعي MSE ومعدل الخطأ الثنائي BER.

كلمات البحث: OFDM, LMS, BER, MSE, Canal à effet d'évanouissement.

Résumé

La modulation par la technique de multiplexage par division fréquentiel orthogonal (En anglais : orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) est très utilisée car elle permet d'assurer une grande largeur de bande ainsi qu'une grande vitesse de transmission. Dans les systèmes de communication large bande le canal radio est connu d'être sélectif en fréquence et variable dans le temps. Par conséquent, il est nécessaire d'estimer le canal avant la démodulation des signaux OFDM.

Dans ce mémoire, nous présentons l'étude et l'implémentation d'un système de transmission OFDM équipé d'un estimateur adaptatif du canal basé sur l'algorithme LMS. Nous utilisons un canal de transmission à effet d'évanouissement afin de simuler la situation réelle de la propagation. Les performances de l'estimateur adaptatif sont évaluées en termes de la convergence de l'erreur quadratique moyenne MSE (en anglais : Mean square error) et le taux d'erreur binaire BER (en anglais : binary error rate).

Mots clef : OFDM, LMS, BER, MSE, Canal à effet d'évanouissement.

Abstract

The modulation based on the orthogonal frequency division multiplexing technique (OFDM) is widely used because it allows ensuring a large bandwidth as well as a high transmission speed. Wideband radio channel is known to be frequency selective and time variable, therefore it is necessary to estimate the channel before demodulation of OFDM signals.

In this thesis, we present the study and implementation of an OFDM transmission system equipped with an adaptive channel estimator based on the LMS algorithm. We use a fading transmission channel to simulate the real situation of the propagation. The performance of the adaptive estimator is evaluated in terms of the convergence of the mean square error MSE and the binary error rate BER.

Keywords: OFDM, LMS, BER, MSE, Fading channel.

REMRCIEMENTS

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

je veux tout d'abord remercier allah de nous avoir donné force , santé courage et volonté pour accomplir ce travail.

Je profite de cette occasion pour remercier tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce projet dans les meilleures conditions.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Dr. Chergui laid, promoteur du mémoire, pour le soutien actif et les nombreux conseils qui ont permis la réalisation de ce travail.

fin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Sans oublier PROMOTION TÉLÉCOM 2020/2021

Je Dédie Ce Mémoire

A Ma Mère

La plus belle créature que dieu a créée sur terre à cette source de tendresse de patience et de générosité ! aucune dédicace ne saurait être assez éloquent pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance durant mon enfance et même à l'âge adulte.

A Mon Père

À la plus belle créature que dieu a créée sur terre. qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privation pour m'aider à avancer dans la vie merci pour les valeurs nobles , l'éducation et le soutien permanent venu de toi aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour , l'estime , le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous.

Papa maman.... puisse dieu, le très haut vous accorder santé bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive soyez sûr que je continuerai mon chemin.

Liste des Acronymes

OFDM : Orthogonal frequency division multiplexing.

LMS : Least Mean Square.

FFT : Fast Fourier Transform.

IFFT : Inverse Fast Fourier transform.

FD : Fading Channel.

MSE : Mean Square Error.

BER : Binary Error rate.

SNR : Signal to Noise Ratio.

CP: Cyclic prefix.

Liste des figures

Figure 1.1. Structure d'un filtre RII.	4
Figure 1.2. Structure d'un filtre FIR.	5
Figure 1.2. Schéma de principe du filtrage de Wiener.	6
Figure 1.1. Principe d'un filtre adaptatif.	9
Figure 1.2. Schéma synoptique d'un filtre adaptatif LMS configuré dans le contexte de l'identification d'un système.	12
Figure. 2.1 Chaîne de transmission numérique.	18
Figure 2.1. Modulation PSK-4.	22
Figure 2.2. Constellations pour modulation QAM.	23
Figure 2.3. Le graphe du BER vs $E_bN_0/$ pour différentes modulations et constellations.	24
Figure. 2.4. Modulateur OFDM	26
Figure 2.5. Spectre du signal OFDM.	28
Figure 2.6. Ajout du préfix cyclique au signal OFDM.	29
Figure 2.7. Modèle du canal radio mobile.	31
Figure. 2.8. Fonction de transfert d'un canal multi trajets.	32
Figure. 3.3. Schéma synoptique d'un système de transmission OFDM avec égaliseur adaptatif.	37
Figure. 3.1. Symboles QPSK bruité avec un SNR = 0dB.	38
Figure. 3.2. Image reçue.	38
Figure. 3.3. Image émise.	38
Figure. 3.5. Image reçue.	38
Figure. 3.6. Image reçue.	38
Figure. 3.8. Identification du canal à effet évanouissement, bruité par un bruit blanc gaussien additif, par l'algorithme adaptatif.	40
Figure. 3.9. Image reçue pour SNR =10, BER = 2.56e-02.	41
Figure. 3.10. Image reçue pour SNR =30, BER = 4.5815e-04	41
Figure. 3.11. Convergence du MSE pour snr = 10, 30 dB	42
Figure. 3. 12. Convergence du MSE pour snr = 10, 30 dB	42

Figure. 3. 13. Taux d'erreur binaire obtenue pour différentes valeur du SNR et avec estimation du canal par l'algorithme LMS complexe normalisé .43

Sommaire

Résumé.	
Remerciement.	
Dédicace.	
Liste des Acronymes.	
Liste des Figures.	
Introduction générale	1

Chapitre 1. Filtrage adaptatif au sens de Wiener

1.1 Introduction	2
1.2 Notion de base sur le filtrage numérique	2
1.2.1 Filtres numériques	2
1.2.2 Avantages du filtre numérique	2
1.2.3 Inconvénients du filtre numérique	3
1.2.4 Les filtres RII	3
1.2.5 Les filtres FIR	4
1.2.5.1 Caractéristiques des filtres numériques FIR	5
a. Coefficients du filtre	5
b. Réponse impulsionnelle	5
c. Tape	5
d. Mac	6
1.2.5.2 Avantages des filtres FIR	6
1.3 Filtrage de Wiener	6
1.4 Filtrage adaptatif au sens de Wiener	8
1.5 Filtrage adaptatif par l'algorithme LMS	9
1.6 Variantes de l'algorithme LMS	10
1.6.1 Algorithme RLS	10

1.6.2 Algorithme NLMS	11
1.7 Applications du filtrage adaptatif	12
1.7.1 Identification d'un système	12
1.7.2. Annulation adaptatif du bruit	12
1.7.2 Annulation adaptatif de l'écho acoustique	13
1.8 Transformée de Fourier Discrète [16]	13
1.8.1. Transformé de Fourier rapide	13
1.9 Conclusion	14
Bibliographie	15

Chapitre 2. Transmission par la technique OFDM.

2.1 Introduction	17
2.2 Chaîne de transmission numérique	17
2.2.1 L'émetteur	18
2.2.2 Codage de source	18
2.2.3 Codage de canal	18
2.2.4 La modulation numérique	18
2.2.5 Canal de communication	19
2.2.6 La démodulation numérique	19
2.2.7 Décodage de canal	19
2.2.8 Décodage de source	20
2.2.9 Le récepteur	20
2.3 Modulations numériques	20
2.3.1 Modulations numérique mono porteuse	20
2.3.1.1 Modulation par déplacement de phase PSK	21
2.3.2.2 La modulation d'amplitude en quadrature (QAM)	22
2.4 Modulation multiporteuses	24
2.4.1. Modulation OFDM	25
2.4.1.1 Principe de fonctionnement	26
2.4.1.2 Principe de l'orthogonalité	27

2.4.1.3 Application au procédé OFDM	28
2.4.1.4 Préfix cyclique	28
2.4.1.5 Avantages et inconvénients de la OFDM	30
2.5 Canal à effet d'évanouissement	30
1.5.1. Modélisation mathématique	30
2.5.1.1 Canal invariant	30
2.5.1.2 Canal variant dans le temps	31
2.5 Conclusion	32
2.6 Bibliographie	33

Chapitre 03 : Expérimentations et discussions.

3.1 Introduction	35
3.2 Description du fonctionnement du système OFDM	35
3.3 Effet du canal d'évanouissement multi-trajets sur les performances du system OFDM	36
3.4 Estimation du canal par filtrage adaptatif dans le domaine temporelle	39
3.5 Égalisation du canal par algorithme LMS complexe normalisé	40
3.6 Conclusion	43
Conclusion générale	45

Introduction Générale

Introduction générale

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects tel que : les besoins croissants spectrale et de débit, le caractère mobile du terminal et le contexte d'encombrement de la ressource [1].

La modulation par la technique de multiplexage par division fréquentielle orthogonal (En anglais : orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) est très utilisée car elle permet d'assurer une grande largeur de bande ainsi qu'une grande vitesse de transmission [2].

Dans les systèmes de communication large bande le canal radio est connu d'être sélectif en fréquence et variable dans le temps. Par conséquent, il est nécessaire d'estimer le canal avant la démodulation des signaux OFDM [3].

Dans ce mémoire, nous implémentons un système de transmission OFDM dans lequel nous utilisons la technique de modulation de phase en quadrature (En anglais : quadrature phase shift keying QPSK).

Nous utilisons un canal de transmission à effet d'évanouissement (E anglais : Fading channel FD) afin de simuler la situation réelle de la propagation. Pour faire face aux effets de canal de transmission, nous utilisons un estimateur de canal basé sur l'algorithme de filtrage adaptatif du gradient stochastique (En anglais : lest mean squar LMS).

Notre mémoire est composé de trois chapitres. Le premier chapitre présente des notions de base sur le filtrage numérique et le filtrage adaptatif au sens de Wiener, ainsi qu'un rappel sur la transformée de Fourier discrète. Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la technique de transmission OFDM, ainsi que des généralités sur les différents types de canaux de propagation. Enfin, le troisième chapitre est dédié à la présentation des différentes simulations effectuées et les résultats obtenus.

Chapitre 1

Filtrage adaptatif au sens de Wiener.

Chapitre 1. Filtrage adaptatif au sens de Wiener

1.1 Introduction

Le filtrage est généralement formulé comme un type de processus qui sélectionne certains composants d'un mélange de signaux et supprime d'autres composants. Plus généralement, le filtrage peut être compris comme un moyen de modifier les propriétés de composants individuels, tels que leurs amplitudes relatives et les relations mutuelles de temps ou de phase dans le signal résultant. L'effet d'un filtre s'exprime ainsi par la réponse fréquentielle, d'amplitude et de phase [1].

1.2 Notion de base sur le filtrage numérique

1.2.1 Filtres numériques [2, 3, 4]

Le filtre numérique utilise un processeur digital pour effectuer des calculs numériques sur les valeurs échantillonnées du signal. Le processeur peut faire partie d'un ordinateur à usage général, tel qu'un PC, ou une puce DSP spécialisé (Digital Signal Processor). Les filtres numériques présentent beaucoup d'avantages et peu d'inconvénients.

1.2.2 Avantages du filtre numérique

Les filtres numériques présentent les avantages suivants :

1. Programmable
2. Conception facile, mis en œuvre et testé sur ordinateur
3. Grande stabilité en temps et en température
4. Traitement précis des signaux a fréquence basse
5. Polyvalent

1.2.3 Inconvénients du filtre numérique

Leurs inconvénient majeur est la complexité de réalisation dans le domaine temporel, ces filtres numériques sont décrits par un modèle mathématique régissant à partir d'équations aux différences:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i x(n-i) - \sum_{i=0}^N b_i y(n-i) \quad (1.1)$$

Où, $y(n)$ représente la sortie en cours du filtre ; Les $y(n-i)$ sont les sorties précédentes du filtres ; Les $x(n-i)$ sont les entrées en cours et précédentes du filtre ; Les a_i sont les poids de pondération ou coefficients de pondération des entrées et b_i sont les poids de pondération ou coefficients de pondération des sorties.

Les fonctions de transfert plus précisément leurs versions transformée en Z modélisent le comportent du filtre dans le domaine fréquentiel.

1.2.4 Les filtres RII [4]

Un filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII), est un filtre numérique défini par l'équation suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^N a_i y(n-i) + \sum_{k=0}^M b_k y(n-k) \quad (1.2)$$

Cette équation fait intervenir non seulement les échantillons retardés du signal d'entrée mais également les échantillons retardés du signal de sortie. On parle également de filtre récursif.

Il existe différentes structures permettant d'implémenter les filtres RII sur un calculateur. En voici deux exemples :

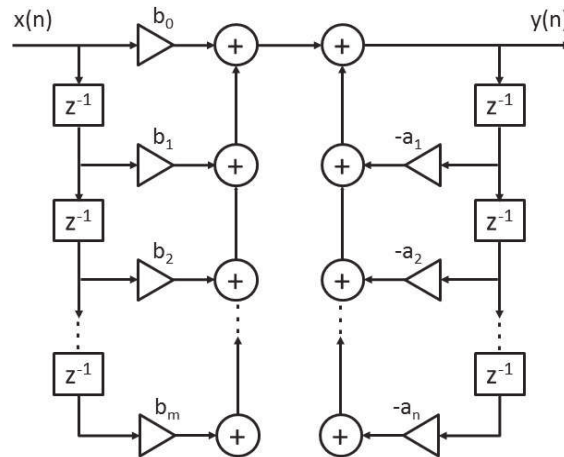


Figure 1.1. Structure d'un filtre RII [4].

1.2.5 Les filtres FIR [5]

Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (FIR), sont les premiers filtres à être utilisés en traitement de signal, ils sont appelés ainsi à cause de la non existence du signal de rétroaction.

Le signal d'entrée est lié au signal de sortie par les équations aux différences suivante:

$$y[n] = x[n] b[0] + x[n-1] b[1] + x[n-2] b[2] + \dots + x[n-0+1] b[0-1] \quad (1.3)$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{n-1} b[n].z^{-1} \quad (1.4)$$

La structure directe d'un filtre FIR est donnée par la figure 1.2. Cette forme est habituellement la plus utilisée dans l'implémentation en raison de ses meilleurs paramètres.

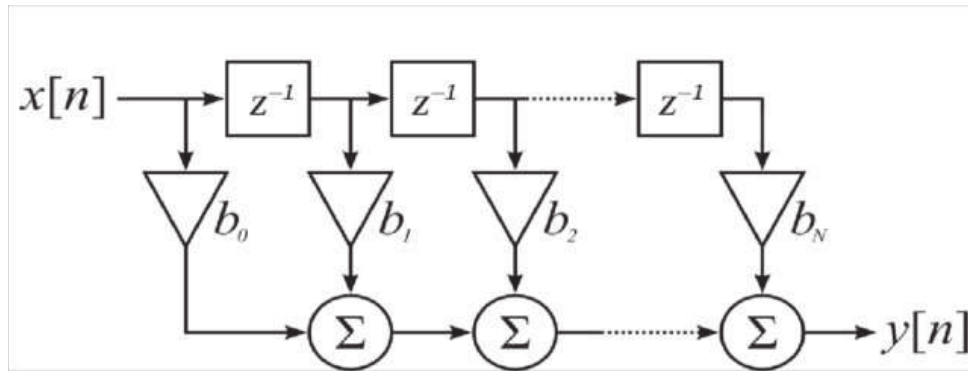


Figure 1.2. Structure d'un filtre FIR [5].

1.2.5.1 Caractéristiques des filtres numériques FIR

Les termes suivants sont utilisés pour caractériser les performances et le comportement des filtres FIR.

a. Coefficients du filtre

C'est un ensemble de constantes, appelé aussi poids, utilisé pour multiplier ou pondérer les valeurs retardées de l'échantillon. Pour un filtre FIR, les coefficients de filtre sont, par définition, la réponse impulsionnelle du filtre.

b. Réponse impulsionnelle

Temps de réponse de la séquence du filtre lorsque l'entrée est une impulsion. Une impulsion est un échantillon unique de valeur égale à l'unité précédée et suivie par des valeurs nulles (zéro échantillons évalués). Pour un filtre FIR sa réponse impulsionnelle est l'ensemble des coefficients du filtre.

c. Tape

Le nombre d'étage N du filtre FIR, généralement N , nous informe sur le type du FIR et surtout, sur la quantité de mémoire nécessaire, et le nombre d'étapes de calculs.

d. Mac

Dans un contexte de filtrage utilisant les FIR, un MAC est l'opération de multiplication d'un coefficient par l'échantillon de données retardé correspondant et en accumulant le résultat. Il ya généralement un MAC par étage.

1.2.5.2 Avantages des filtres FIR

Les filtres FIR présentent les avantages suivants.

1. Simples à concevoir ;
2. Muni d'entrée-sortie bornée (BIBO) stable ;
3. Le Filtre FIR peut être assuré d'avoir à phase linéaire. Ceci est une propriété souhaitable pour de nombreuses applications.

1.3 Filtrage de Wiener [8, 9]

Le principe du filtre de Wiener est de trouver en sortie une réponse $y(n)$ la plus proche possible d'une réponse désirée $d(n)$, lorsque l'entrée $x(n)$ est perturbée par un bruit. On note $e(n) = d(n) - y(n)$ l'erreur entre la réponse désirée $d(n)$ et la sortie $y(n)$; $w(n)$ le vecteur des coefficients ajustables du filtre.

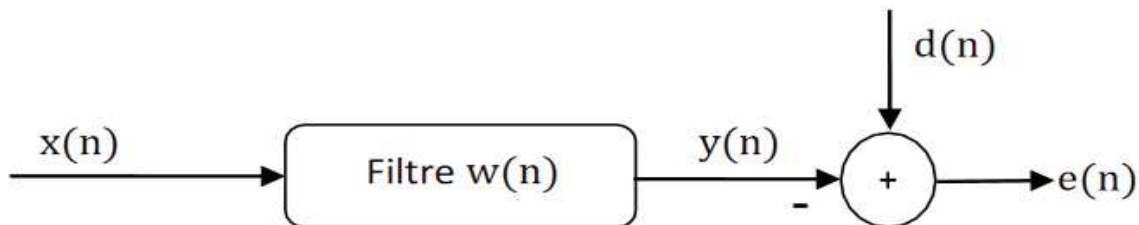


Figure 1.2. Schéma de principe du filtrage de Wiener.

Pour optimiser la séparation d'un signal et d'un bruit, atténuer la distorsion apportée par un filtre à un signal, on doit minimiser l'erreur quadratique moyenne selon le principe du filtre de Wiener.

L'erreur quadratique moyenne est la fonction du coût la plus utilisée, car elle conduit à des développements mathématiques complets et simples, fournit la solution en fonction des caractéristiques au second ordre des variables aléatoires,

caractéristiques qui sont les plus simples à estimer, et enfin fournit une solution unique.

C'est sur l'estimation linéaire en moyenne quadratique que repose le filtrage de Wiener. On définit la sortie du filtre comme suit:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m x(n-m) \quad (1.5)$$

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

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)x(n) = x^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (1.6)$$

Avec: $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T$, est un vecteur de longueur M contenant les coefficients du filtre RIF

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1) \dots x(n-M+1)]^T \quad (1.7)$$

Est le vecteur des M données d'entrée les plus récentes.

Le signal d'erreur est :

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n) x(n-m) \quad (1.8)$$

À partir des coefficients du filtre $\{w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)\}$ on peut minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM)

$$J = E[e(n) * e(n)] = E[e(n)^2] \quad (1.9)$$

$$J = \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{r} - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{r}^* + \mathbf{w}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{w}(n) \quad (1.10)$$

Avec \mathbf{r} Le vecteur d'inter-corrélation entre la sortie désirée $d(n)$ et l'entrée $x(n)$.

\mathbf{R} : La matrice d'autocorrélation de l'entrée $x(n)$. Cette matrice est définie positive de Toeplitz et à symétrie hermitienne ($\mathbf{R} = \mathbf{R}^H$).

Le filtre optimal de Wiener est défini par l'équation suivante :

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} \quad (1.11)$$

1.4 Filtrage adaptatif au sens de Wiener [6, 7]

Un filtre adaptatif est un filtre numérique dont les coefficients se modifient eux-mêmes en fonction des signaux extérieurs. Il est utilisé chaque fois qu'un environnement est mal connu ou changeant, ou pour supprimer des perturbations situées dans le domaine des fréquences du signal utile, ce que les filtres classiques ne peuvent pas faire. Il est constitué de deux parties distinctes :

1. Un filtre numérique à coefficients ajustables ;
2. Un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation.

Le filtrage adaptatif ainsi que ses méthodes d'application ont connu un développement considérable depuis les années 60. Ce développement du filtrage adaptatif est né de l'essor du traitement numérique, de la croissance soutenue de la puissance des processeurs de traitement qui permettent la mise en oeuvre en temps réel, d'algorithmes de plus en plus complexes et qui vont à des cadences de plus en plus élevées.

Les méthodes adaptatives en traitement du signal, ont pour objectif, l'adaptation des outils de traitement aux propriétés statistiques des signaux et des systèmes, ainsi que l'adaptation à leurs fluctuations dans le temps. Il s'agit donc d'un mélange bien équilibré, entre la stationnarité et la non stationnarité.

La stationnarité permet de maintenir de façon permanente, dans le temps les propriétés statistiques, grâce auxquelles sont éliminées ou tout au moins réduites les fluctuations purement aléatoires. La non stationnarité, est la variation lente ou rapide, au cours du temps des propriétés statistiques, sans lesquelles, il n'y aurait nul besoin d'adaptation.

En l'absence de fluctuation des signaux et systèmes, le filtre optimal pourrait être calculé une seule fois. Les filtres peuvent être classifiés comme étant linéaires ou non linéaires.

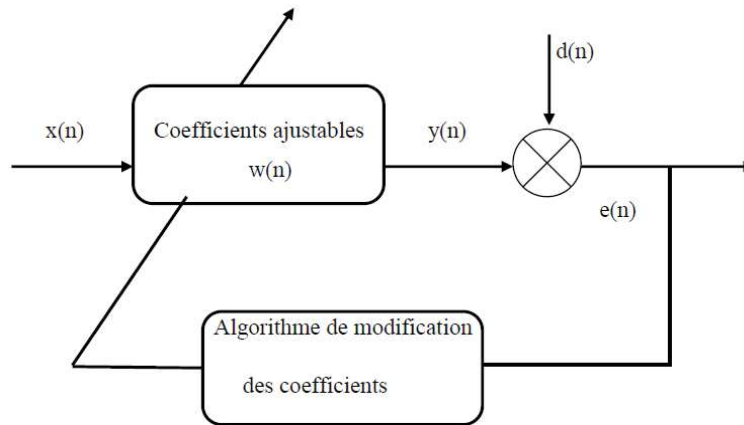


Figure 1.1. Principe d'un filtre adaptatif [7].

1.5 Filtrage adaptatif par l'algorithme LMS [10, 11]

L'appellation LMS consacrée dans la littérature, issue de l'anglais (*Least Mean Square*), ou (minimiser l'écart quadratique moyenne), cet algorithme est d'une grande simplicité, ce qui en fait le plus populaire des algorithmes adaptatifs. Il est basé sur la méthode de gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction de minimum.

La sortie du filtre est donnée par :

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (1.12)$$

Calcul de signal d'erreur :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (1.13)$$

Mise à jour du filtre :

$$\mathbf{w}^T(n+1) = \mathbf{w}^T(n) + \mu e(n)\mathbf{x}^*(n) \quad (1.14)$$

Où (*) est le conjugué complexe.

μ : Est le pas d'adaptation de l'algorithme qui démarre avec une initialisation quelconque $\mathbf{w}(0)$. L'algorithme LMS est très simple : nécessite seulement $2M + 1$

multiplication et $2M$ additions par itération, où M est le nombre de coefficients du filtre.

Comme est montrée dans l'équation 1.14, l'algorithme LMS utilise une approche itérative pour adapter les coefficients du vecteur de filtre afin de converger vers la solution de Wiener-Hopf. Pour garantir la stabilité de l'algorithme, le pas d'adaptation doit être choisi dans l'intervalle :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (1.15)$$

Où λ_{\max} est la plus grande valeur propre de la matrice de l'autocorrélation \mathbf{R} . Cependant, les valeurs propres de \mathbf{R} sont pratiquement inconnues alors la somme des valeurs propres de \mathbf{R} , qui est sa trace, est utilisée pour remplacer λ_{\max} . Donc le pas d'adaptation est choisi dans l'intervalle :

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}(\mathbf{R})} \quad (1.16)$$

Depuis que $\text{trace}(\mathbf{R}) = NP_x$ est lié à l'énergie moyenne P_x du signal d'entrée $\mathbf{x}(n)$, le pas d'adaptation le plus communément utilisé est donné par :

$$0 < \mu < \frac{2}{NP_x} \quad (1.17)$$

La bande supérieure de μ donne un guide important dans la sélection d'un pas d'adaptation convenable pour l'algorithme LMS. Pour de grande valeur de μ la convergence du filtre est rapide, et pour des petites valeurs elle devient lente.

1.6 Variantes de l'algorithme LMS

1.6.1 Algorithme RLS

Sachant que les propriétés statistiques nous sont inconnues, on ne va pas chercher à minimiser $E[e^2(n)]$ mais une somme finie d'erreur au carré donnée par :

$$\xi = \sum_{n=0}^N (x(n) - \hat{x}(n))^2 \quad (1.18)$$

Quand cette fonction de coût est minimisée en utilisant une réponse impulsionnelle $\mathbf{w}(n)$ associée à $\hat{x}(n)$, on obtient l'estimée des moindres carrés.

La réponse impulsionnelle est donc fonction des échantillons disponibles et non pas d'une moyenne statistique générale. Par analogie avec Wiener, elle est donnée par la relation :

$$\mathbf{R}_{yy}(n)\mathbf{w}(n) = \mathbf{r}_{xy}(n) \quad (1.19)$$

où

$$\mathbf{R}_{yy}(n) = \sum_{k=0}^n \mathbf{y}(k)\mathbf{y}(k)^T \quad (1.20)$$

La réponse impulsionnelle du filtre est donc à modifier à chaque nouvel échantillon. Pour limiter le nombre de calcul, on passe par une équation récursive :

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{R}_{yy}^{-1}(n)\mathbf{y}(n)e(n) \quad (1.21)$$

$$e(n) = x(n) - \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{y}(n) \quad (1.22)$$

$$\mathbf{R}_{yy}^{-1}(n) = \mathbf{R}_{yy}^{-1}(n-1) - \frac{\mathbf{R}_{yy}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^T(n)\mathbf{R}_{yy}^{-1}(n-1)}{(1 + \mathbf{y}^T(n)\mathbf{R}_{yy}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n))} \quad (1.23)$$

Ces trois équations sont connues sous le nom de l'algorithme RLS.

1.6.2 Algorithme NLMS

L'algorithme LMS normalisé (En anglais : Normalized least Mean Squar Algorithm NLMS), permet de normaliser le signal d'entrée par son énergie. Cette normalisation permet par conséquent de rendre la convergence plus rapide que celle de l'algorithme LMS. Il est défini par l'équation d'adaptation suivante :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \frac{e(n)\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}(n)^T\mathbf{x}(n) + \varepsilon} \quad (1.24)$$

ε : est un paramètre de régularisation qui permet d'éviter la division par zéro.

1.7 Applications du filtrage adaptatif [12, 13]

Le filtrage adaptatif basé sur l'algorithme LMS est ses variantes a connu plusieurs application tels que l'identification adaptatif d'un système, l'annulation adaptatif de bruit, l'annulation adaptatif de l'écho acoustique...etc.

1.7.1 Identification d'un système

Le but du filtre adaptatif LMS est d'identifier la réponse impulsionnelle du système inconnu \mathbf{h} . Après convergence de l'algorithme LMS on obtient $\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{h}$ et la fonction du cout utilisée qui est l'erreur quadratique moyenne MSE tend vers un niveau stable égal, en dB, au SNR avec lequel est ajouté le bruit du système $O(n)$ au signal filtré $y(n)$.

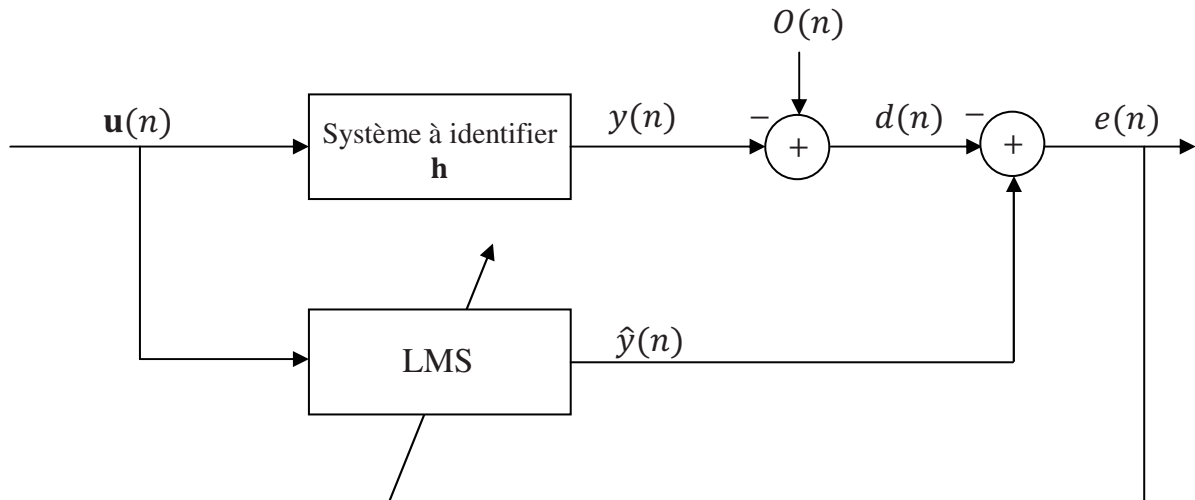


Figure 1.2. Schéma synoptique d'un filtre adaptatif LMS configuré dans le contexte de l'identification d'un système.

1.7.2 Annulation adaptatif du bruit

L'annulation adaptative du bruit est une application particulière de l'identification d'un système qui est un cas générale.

Dans ce cas le signal d'entrée $u(n)$ représente le bruit qui va s'ajouter au signal de parole. Le signal $O(n)$ représente le signal de parole. Et le signal désiré représente le signal parole bruité par le bruit $y(n)$ filtré par le chemin de bruit \mathbf{h} . Le signal

d'erreur représente le signal parole débruité. Le but du filtre est de calculer une estimation $\hat{y}(n)$ du bruit $y(n)$ pour l'annuler par la suite du signal parole bruité $d(n)$.

1.7.2 Annulation adaptatif de l'écho acoustique

L'annulation adaptative de l'écho acoustique est aussi une application particulière de l'identification d'un système. Dans ce cas le signal d'entrée $\mathbf{u}(n)$ représente le signal parole. Le signal $y(n)$ représente l'écho crée par la réponse impulsionnelle de la salle (écho). Le signal $O(n)$ représente le bruit blanc de l'observation. Et par conséquent, le signal désiré représente l'écho bruité par le bruit blanc.

Après convergence de l'algorithme LMS on obtient $\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{h}$ et le MSE tend vers un niveau stable égal en dB au SNR avec lequel est ajouté le bruit du système $O(n)$ à l'écho $y(n)$.

1.8 Transformée de Fourier Discrète [16]

1.8.1. Transformé de Fourier rapide

Cet algorithme célèbre a été mis au point par Cooley et Tukey (Ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM) au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux.

La transformée de Fourier rapide sépare les fréquences paires des fréquences impaires lors du calcul d'une transformée de Fourier discrète pour diminuer le nombre d'opérations.

Pour un signal x à N échantillons, la transformée de Fourier discrète s'écrit :

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}, \text{ pour } 0 \leq k \leq N - 1 \quad (1.25)$$

Le calcul de la transformée de Fourier par cette formule demande N^2 additions et multiplications complexes.

Or, un calcul simple montre que les coefficients de fréquence paire sont ceux de la transformée de Fourier du signal $N/2$ périodique.

$$x_p(n) = x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \quad (1.26)$$

et que les coefficients de fréquence impaire sont ceux de la transformée de Fourier du signal;

$$x_i(n) = \left(x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right)\right) e^{-\frac{2j\pi n}{N}} \quad (1.27)$$

En poussant le raisonnement par récurrence, on voit que le nombre d'opérations nécessaires au calcul de la transformée de Fourier par cette méthode est de l'ordre de $KN \log_2(N)$, où K est une constante indépendante de N .

C'est le principe de base de la transformée de Fourier rapide. Plusieurs variantes en existent, qui cherchent à minimiser K .

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre le principe du filtrage numérique ainsi que le filtrage au sens de Wiener ont été présentés. Nous avons détaillé le principe du filtrage adaptatif basé sur l'algorithme LMS et ses variantes. Le filtrage adaptatif est employé dans l'amélioration des performances du système de transmission OFDM qui sera présenté dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [1] C. J. Hughes, J. D. Parsons, G. White. 'Digital signal filtering, analysis and restoration', IEE Telecommunications series, 2000.
- [2] BiglieriE,"Coding for the fading Channel : A Survey Signal Processing for Multimedia",J.S.Byrnes (Ed), 1999.
- [3] BS2EL cours Physique appliquée, filtrage numérique 2009.
- [4] Manna Waled Abdulmalik, Tiaiba Hemza, 'Compensation des distorsions des canaux de communication sous Simulink'. Universite Mohamed Boudiaf-M'SILA. 2017.
- [5] K.N.Macpherson, low FPGA area multiplier parallel FIR filters, dec 2004.
- [6] Jamal EL MHAMDI1, Fakhita REGRAGUI2 & Mimoun HARNAFI3, " Traitement adaptatif appliqué au signal sismique", Bulletin de l'Institut Scientifique, Rabat, section Sciences de la Terre, 2008.
- [7] karfa nour elhouda, 'Débruitage d'un signal ECG par l'algorithme LMS'. Mémoire de Master, Université Badji Mokhtar de annaba.
- [8] Bendoumia Redha, Deba Abdellah, « Rehaussement du signal de parole par l'algorithme de decorrelation symétrique», Mémoire de Master, USDB, Juillet 2011.
- [9] Kerkar Mohamed, 'reduction du bruit acoustique par nouvelle approche de decorrelation symetrique adaptative en sous-bandes'. Mémoire de Master, Université de Annaba. 2018.
- [10] Z Nabile .Abidat:«conception d'un système de ventilation : partie software » IUP Génie électrique et informatique industrielle, science et technologie de Languedoc, Université de Montpellier, 2006.
- [11] Bouguernine Lamia, 'Extraction du signal électrocardiogramme par filtrage adaptatif', Mémoire de Master, université de Bouira. 2018.
- [12] Mamen lillia, Sahli hayat, 'Annulation de l'écho acoustique dans les communications téléphonique par filtrage adaptatif', Mémoire de master, Université de kenchela. 2018.

- [13] Kong-Aik Lee, Woon-Seng Gan, Sen M. Kuo Don, 'Subband adaptive filtering, theory and implementation'. Willey. 2009
- [14] F.Michaut, M.Bellanger, 'Filtrage adaptatif', Théorie et algorithmes, Paris : Lavoisier, 2005.
- [15] LAID Zakaria, DARAOUI Ayyoub, 'Filtrage Adaptatif Du Signal Electrocardiogramme (ECG)', Mémoire de Master, Université de Tlemcen. 2014.
- [16] BENDELHOUM Mohammed Sofiane, 'Évaluation des performances des images compressées par l'algorithme TOD-SPIHT, et transmises via le système MC-CDMA', Thèse doctorat, Université de Sidi bel abbès. 2018.

Chapitre 2

Transmission par la technique OFDM.

Chapitre 2. Transmission par la technique OFDM.

2.1 Introduction

La modulation par division spectral orthogonal (En anglais : Orthogonal frequency division multiplexing OFDM) est une technique de transmission très utilisée dans beaucoup de standards de communication sans fil et optique, tels que les réseaux sans fil, les réseaux mobiles et la transmission sur fibre optique. C'est une technique qui permet d'exploiter d'une façon efficace la bande spectrale du canal, elle permet aussi d'assurer une certaine protection des données numériques des dégradations provoqués par le canal de transmission.

Dans ce chapitre, nous présentons en détaille le principe de fonctionnement de l'OFDM ainsi que ces avantages et ses inconvénients.

2.2 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique appelé canal de transmission.

La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires, ensuite le codeur applique deux fonction la première appelée codage en ligne associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. Le second appelée codage correcteur d'erreurs elle introduit de la redondance dans le signal émis pour le protéger contre le bruit et les parasites présents sur le canal de transmission.

Enfin du côté récepteur les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique [1, 6]

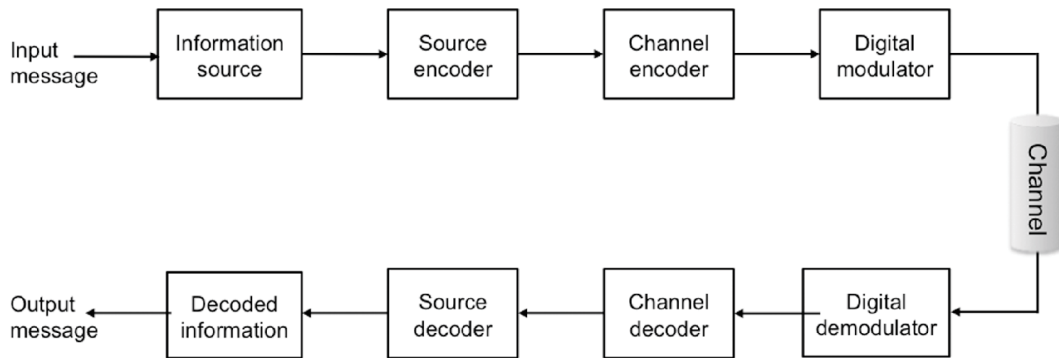


Figure. 2.1 Chaîne de transmission numérique.

2.2.1 L'émetteur

A pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source [2, 6].

2.2.2 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 [6].

2.2.3 Codage de 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 de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées [3, 6].

2.2.4 La modulation numérique

A pour but principal de moduler ou de transformer les signaux binaires en formes d'ondes de signal (amplitude et phase) car les canaux réels ne permettent que la

transmission des signaux électriques de ce type [4, 6]. La séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de transmission en donnant au signal une enveloppe physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaire est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur binaire. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole », le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal par une fréquence porteuse [3, 6].

2.2.5 Canal de communication

Un canal de communications est un milieu physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur et au cours de transmission l'effet de bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur [2, 6].

2.2.6 La démodulation numérique

La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée.

2.2.7 Décodage de canal

Le décodage de canal consiste dans un premiers temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. A partir de ces deux actions découlent trois principales stratégies : Les stratégies ARQ (Automatic Repeat Request) qui se limitent à détecter la présence d'éventuelles erreurs, la correction s'effectuent par retransmission des blocs erronés, les stratégies FES (Forward Error Correction) mettant en oeuvre les codes permettant la détection et la correction des erreurs sans aucune retransmission. Enfin, les systèmes hybrides combinent entre les deux techniques.

2.2.8 Décodage de source

Le décodage de source consiste à reconstituer, par l'application de l'algorithme de décodage source « décompression par exemple », l'information originale de la séquence de substitution.

2.2.9 Le récepteur

A pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification de changement de fréquence de démodulation et d'échantillonnage. Enfin, un dispositif de décision : identifie la valeur des symboles binaires transmis [5, 6].

2.3 Modulations numériques

2.3.1 Modulations numérique mono porteuse [7, 8]

La modulation numérique est classée en différents types, en fonction de la variation dans les caractéristiques du signal porteur. Trois caractéristiques du signal qui peuvent être modifiée au fil du temps sont l'amplitude, la phase et la fréquence ou bien la combinaison de l'amplitude et la phase. Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

1. Modulation par Déplacement d'Amplitude (Amplitude Shift Keying ASK).
2. Modulation par Déplacement de Phase (Phase Shift Keying PSK).
3. Modulation par Déplacement de Phase Différentiel (Differential Phase Shift Keying DPSK).
4. Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (Quadrature Amplitude modulation QAM)
5. Modulation par Déplacement de Fréquence (Frequency Shift Keying FSK).

Dans ce mémoire on va s'intéresser principalement aux modulations de phase (PSK) et d'amplitude de deux porteuses en quadrature (QAM).

2.3.1.1 Modulation par déplacement de phase PSK

La modulation par déplacement de phase modifie uniquement la phase du signal modulé, ce dernier peut être exprimé :

$$m(t) = R \left[\sum_{-\infty}^{+\infty} c_k g(t - kT) e^{j(2\pi f_0 t)} \right] \quad (2.1)$$

Les symboles complexes c_k sont répartis équitablement sur un cercle de rayon A , comme le montre la figure 2.1.

$$c_k = a_k + jb_k = Ae^{j\varphi_k} \quad (2.2)$$

Les composantes en phase et en quadrature valent :

$$a_k = A \cos(\varphi_k) \quad (2.3)$$

$$b_k = A \sin(\varphi_k) \quad (2.4)$$

Le signal transmit dans un intervalle $[kT_s, (k + 1)T_s]$ est écrit sous la forme suivante :

$$m(t) = R [g(t - kT) A e^{j(2\pi f_0 t)}] \quad (2.5)$$

L'équation précédente indique que la porteuse en phase est modulée en amplitude par $Ag(t - kT)\cos(\varphi_k)$ et la porteuse en quadrature est modulée en amplitude par $Ag(t - kT)\sin(\varphi_k)$.

Les phases φ_k pendant un intervalle de temps $[kT_s, (k + 1)T_s]$ représentant un symbole appartenant donc à l'ensemble :

$$\varphi_k = \left\{ 0, \frac{2\pi}{M}, \dots, \frac{2\pi(M - 1)}{M} \right\} \quad (2.6)$$

Un exemple de la modulation PSK avec quatre symboles est donné par la figure 2.1.

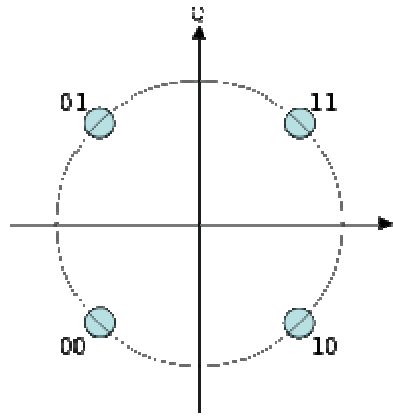


Figure 2.1. Modulation PSK-4.

Dans ce cas, les symboles sont $\{A, jA, -A, -jA\}$. L'énergie moyenne par symbole est donnée par l'équation (2.7) et la probabilité d'erreur par paire est donnée par l'expression (2.8).

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M A^2 = A^2 \quad (2.7)$$

$$P_{e,paire} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \log_2(M) \left(\sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right)^2} \right) \quad (2.8)$$

2.3.2.2 La modulation d'amplitude en quadrature (QAM)

La modulation d'amplitude en quadrature modifie à la fois l'amplitude et la phase du signal, les points de constellations sont répartis dans le plan complexe. Le signal modulé s'écrit toujours :

$$m(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT) \cos(2\pi f_0 t) - \sum_{-\infty}^{+\infty} b_k g(t - kT) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.9)$$

Mais a_k et b_k prennent leurs valeurs à partir de deux suites d'alphabets distinctes, $A = \{A_1, A_1, \dots, A_i\}$ et $B = \{B_1, B_1, \dots, B_i\}$.

On dit que la modulation QAM est régulière si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

1. Les deux suites précédentes sont identiques ;
2. Le nombre d'états est une puissance de 2.

Les tailles classiques pour les modulations QAM sont 4, 16 ou encore 64. La figure 2.2 représente les constellations des modulations de type QAM pour plusieurs nombres d'états.

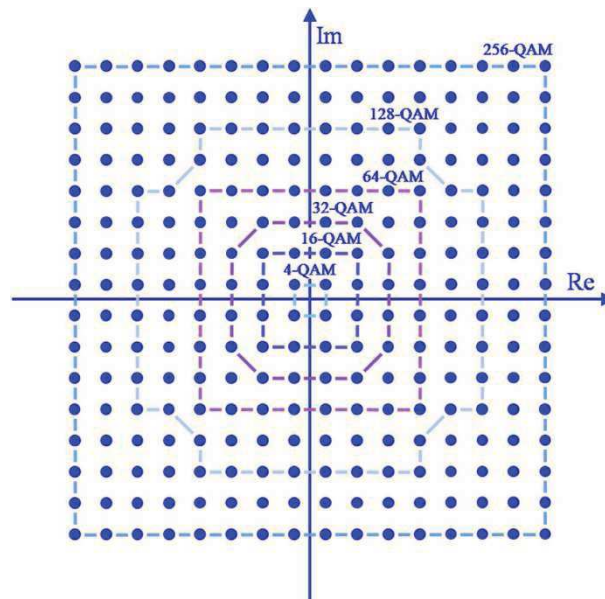


Figure 2.2. Constellations pour modulation QAM.

$$E_s = \frac{2}{3}(M - 1)A^2 \quad (2.10)$$

L'expression suivante permet d'exprimer la probabilité d'erreur de la M -QAM de la façon suivante :

$$P_{e,M-QAM} = \left[1 - \frac{1(\sqrt{M} - 1)}{2\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2(M) E_b}{2(M - 1) N_o}} \right) \right] \quad (2.11)$$

Cette probabilité est tracée pour différentes valeurs usuelles de M et comparé à la modulation QPSK, comme est montré dans la figure 2.3.

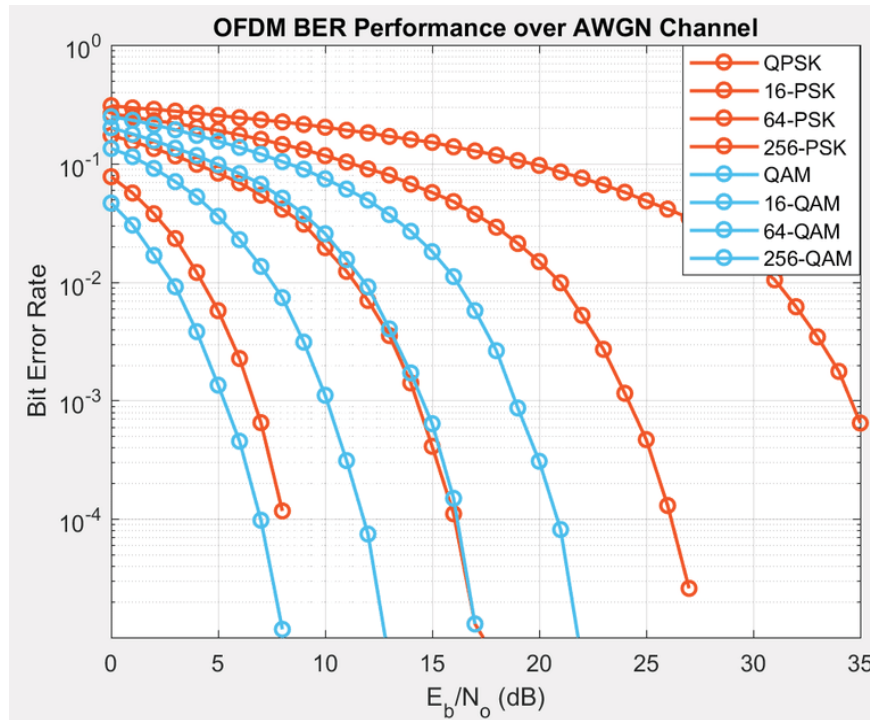


Figure 2.3. Le graphe du BER vs $E_bN_0/$ pour différentes modulations et constellations.

2.4 Modulation multiporteuses [9, 10]

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses consistant à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps, permet de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet.

Pour remédier à la perte d'informations due à la sélectivité du canal, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante ; ces sous canaux sont ainsi non sélectifs aux fréquences.

Pour le cas d'un canal à trajets multiples, les techniques de modulation classiques sont très sensibles à l'interférence inter-symboles ISI. Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport au retard

maximum du canal. En d'autres termes, une démodulation simple est favorisée si la durée des symboles utiles est grande par rapport au temps de retard maximum du canal de propagation T_m .

2.4.1. Modulation OFDM [11]

La modulation OFDM présente de nombreux avantages pour les communications numériques à haut débit sur un canal sélectif en fréquence. Elle est utilisée dans la plupart des canaux de communication tels que téléphonie de quatrième génération. La technologie OFDM peut être une technique clé pour accomplir la haute capacité des données et les exigences de l'efficacité spectrales pour les systèmes de communication sans fils du proche futur.

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM.

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence (situées entre 2 et 30 MHz) de N porteuses sur chaque bande. Pour le cas de l'UMTS la bande allouée est de 5 MHz. Le signal est réparti sur les porteuses. Les fréquences de travail sont choisies en fonction des réglementations, les autres sont éteintes de manière logicielle. Le signal est émis à un niveau assez élevé pour pouvoir monter en débit, et injecté sur plusieurs fréquences à la fois. Si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée. Les N sous-porteuses sont utilisées et chaque sous-porteuse est modulée à l'aide de symboles alternatifs, l'OFDM consiste en MN symboles combinés. Le signal OFDM équivalent passe-bas est exprimé par :

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kt/T}; \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.12)$$

Les X_k sont les symboles de données, N est le nombre de sous-porteuses, T est le temps symbole OFDM.

Pour éviter les interférences inter symboles dans les canaux à évanouissements par trajets multiples, un intervalle de garde de longueur T_g est inséré avant le bloc OFDM. Au cours de cet intervalle, un préfixe cyclique est transmis de sorte que le signal dans l'intervalle $-T_g < t < 0$ est égal au signal dans l'intervalle $(T - T_g) < t < T$. Le signal OFDM avec préfixe cyclique est donc :

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kt/T}; \quad -T_g \leq t \leq T \quad (2.13)$$

2.4.1.1 Principe de fonctionnement [12, 13]

Le principe de la modulation multi-porteuse de type OFDM consiste à transmettre les données de manière simultanée sur N porteuses modulées à un débit de R_s/N . Le débit global reste inchangé mais chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation.

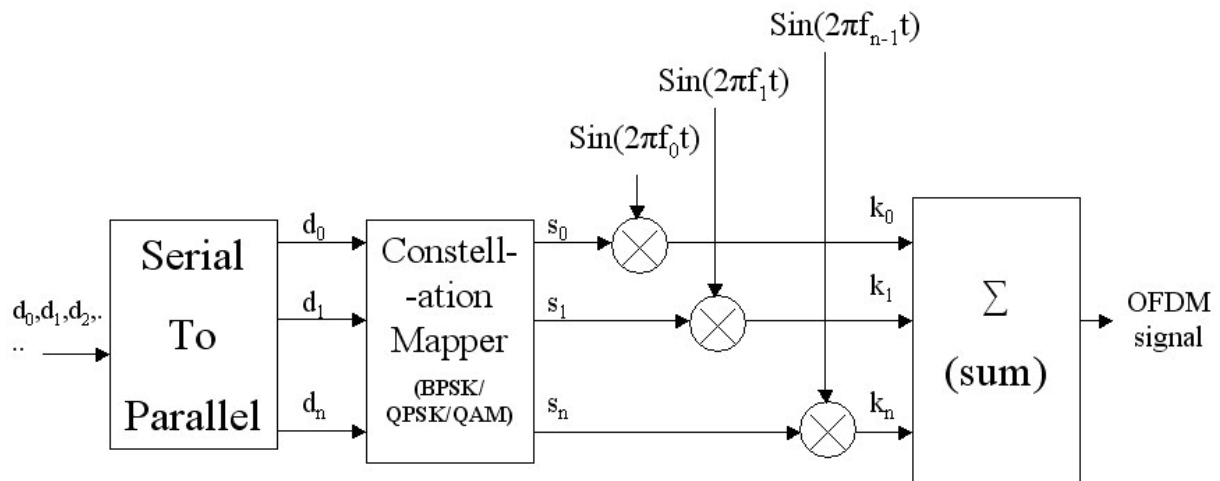


Figure. 2.4. Modulateur OFDM

La figure 2.4 décrit le schéma de principe d'un modulateur OFDM en bande de

base : après un codage Bit/Symboles des bits à transmettre, les symboles complexes $\{X_l\}, l = 1, 2, \dots$ sont successivement regroupés par blocs de N (conversion série/parallèle), mis en forme sur une durée T (forme d'onde $g(t)$) puis envoyés sur les N porteuses $\{f_n\}, n = -N/2 \dots N/2 - 1$ afin de former le signal de sortie. Durant l'intervalle du temps $[iT, (i + 1)T[$, le signal OFDM généré s'écrit :

$$s_i(t) = \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{i,n} g\left(t - iT - \frac{T}{2}\right) e^{j2\pi f_n t} \quad (2.14)$$

Il représente le i ème symbole OFDM, tandis que les $\{X_{i,n}\}, n = -N/2 \dots N/2 - 1$ représentent les N symboles complexes $\{X_l\}$ qu'il transporte.

Le signal reçu s'écrit de façon suivante :

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{i,n} g\left(t - iT - \frac{T}{2}\right) e^{j2\pi f_n t} + n_n(t) \quad (2.15)$$

Où $n_n(t)$ est le bruit blanc additif gaussien introduit par le canal sur la n ème porteuse. Les symboles transmis peuvent être retrouvés en réception à l'aide d'un filtre adapté suivi d'un échantillonneur.

2.4.1.2 Principe de l'orthogonalité [14]

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques des modulations multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral, cependant pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter les contraintes d'orthogonalités, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

On définit mathématiquement l'orthogonalité de deux fonctions $s_1(t)$ et $s_2(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ par la relation suivante

$$\int_a^b s_1(t) \cdot s_2(t) dt = 0 \quad (2.16)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$.

2.4.1.3 Application au procédé OFDM

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM, où chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre.

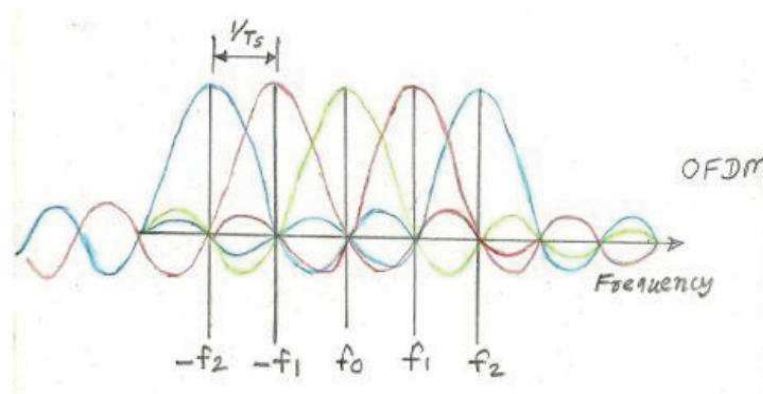


Figure 2.5. Spectre du signal OFDM.

La figure 2.5 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet d'annuler le spectre de toutes les autres lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal : c'est la condition d'orthogonalité. Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La modulation peut être effectuée tout simplement par l'utilisation de la DFT inverse (IDFT), tandis que la démodulation s'effectue par l'application de la DFT. En pratique les algorithmes de calcul rapide (FFT/IFFT) sont utilisés à cause de leurs efficacité de point de vue complexité de calcul.

2.4.1.4 Préfix cyclique [10, 13]

Le préfixe cyclique est une extension du signal OFDM en copiant les derniers échantillons d'un symbole OFDM. Laissez ΔG désigner la longueur du préfixe cyclique et ts indique la longueur du symbole OFDM. Le symbole OFDM étendu

aurait maintenant la durée $T_s = \Delta G + t_s$. La Figure 2.6 décrit les deux signaux avec un préfixe cyclique ajouté à celui-ci.

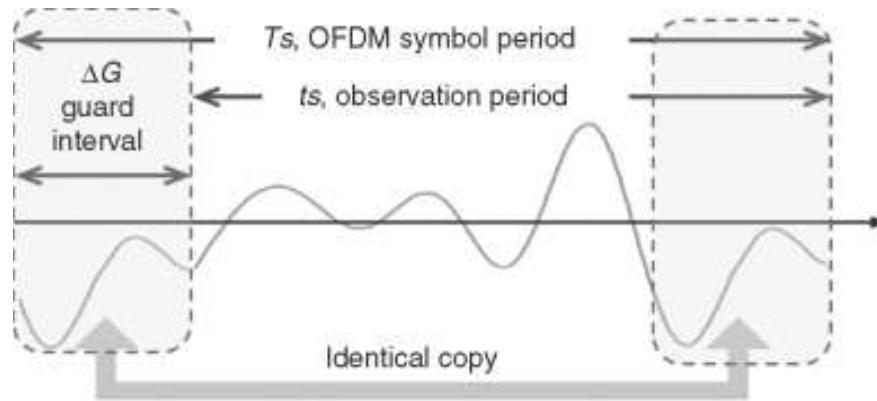


Figure 2.6. Ajout du préfixe cyclique au signal OFDM.

Les intervalles de garde, plus long que le délai maximal du canal multi-trajets, permettent de maintenir l'orthogonalité entre les signaux. L'orthogonalité entre les sous-porteuses n'est pas due à la séparation du domaine fréquentiel, mais il est également dû à la structure du domaine fréquentiel de chaque rangée. Si la longueur du préfix cyclique (PC) est plus longue que le délai maximal dans le canal multi-trajets, l'ISI ne se produira pas. Pour éviter cela, l'intervalle de garde est introduit dans le symbole suivant de sorte qu'il contribue à réduire l'ISI. ISI et ICI entraînent une perte d'orthogonalité entre les symboles. Chaque support retardé est attaché avec (PC) pour maintenir l'orthogonalité entre les symboles [10].

L'intervalle de garde, délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs, est utilisé dans les systèmes terrestres afin d'absorber l'étalement des retards dus aux multi-trajets. A des fins de synchronisation plus simples, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre. On le nomme alors le préfixe cyclique. Du fait du canal gaussien caractérisant une transmission fixe par satellite, l'intervalle de garde ne servira qu'à effectuer l'opération de synchronisation. Sa longueur peut alors être beaucoup plus faible que dans les systèmes terrestres et doit être optimisée dans le but d'améliorer l'efficacité.

2.4.1.5 Avantages et inconvénients de la OFDM

La technique OFDM est robuste au bruit impulsif puisque chaque sous-porteuse est affectée par un bruit indépendant des autres porteuses, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles. Contrairement aux modulations mono-porteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis.

Les interférences entre symboles (IES) et entre porteuses (IEP) peuvent être évitées à l'émission et corrigées en réception. En choisissant une durée de l'intervalle de garde appropriée, l'OFDM permet de supprimer très simplement l'influence des multi-trajets qui est un des problèmes majeurs des systèmes mono-porteuse lorsque le débit de transmission augmente.

2.5 Canal à effet d'évanouissement [16, 17]

La propagation du signal à travers le canal sans fil, engendre des variations de l'amplitude du signal ainsi que de la phase.

2.5.1. Modélisation mathématique [17]

IL y a deux types de canaux, celui qui ne tient pas compte des variables spatiales ou temporelles (canal invariant), le 2ème type de canal qui tient en compte les variables temporelles (canal variant).

2.5.1.1 Canal invariant

Dans ce type de canal, il n'y a pas de variabilités temporelles, cela traduit bien que chaque trajet (n) de l'onde est affecté d'un retard de propagation τ_n et d'une atténuation α_n . En effet, chaque trajet a subi des interactions électromagnétiques telles que des réflexions, diffractions, réfractions. Chacune de ces interactions induit donc une phase φ_n pour chaque trajet. La réponse impulsionnelle complexe du canal de propagation devient :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n \delta(\tau - \tau_n) e^{-\varphi_n} \quad (2.17)$$

2.5.1.2 Canal variant dans le temps

Un canal de propagation radio variant aléatoirement dans le temps (canal dynamique) correspond à un filtre linéaire variable dans le temps et de réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui s'exprime de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j\phi_n(t)} \quad (2.18)$$

Avec :

$N(t)$: le nombre de trajets existant sur le canal.

$\alpha_n(t)$: le retard de propagation du $n^{\text{ième}}$ trajet.

$\phi_n(t)$: la phase du $n^{\text{ième}}$ trajet.

Le signal reçu $r(t)$ présenté dans la figure 2.7 est alors relié au signal émis $s(t)$ par la relation suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.19)$$

Avec $n(t)$ est le bruit blanc Gaussien complexe, est (*) représente le produit de convolution linéaire.

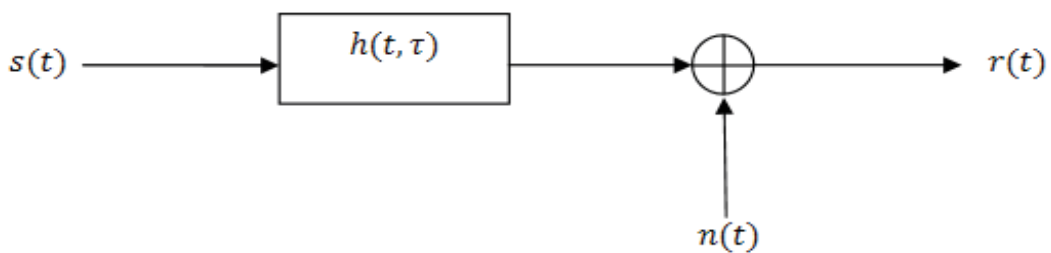


Figure 2.7. Modèle du canal radio mobile.

On peut définir alors la réponse fréquentielle du canal qu'est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle :

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) \delta(t - \tau_n(t)) e^{-j(2\pi f \tau_n(t) + \phi_n(t))} \quad (2.20)$$

D'après cette expression on peut constater que la réponse fréquentielle n'est pas plate ce qui risque d'engendrer une déformation du signal émis à la réception comme est montré dans la figure 2.8.

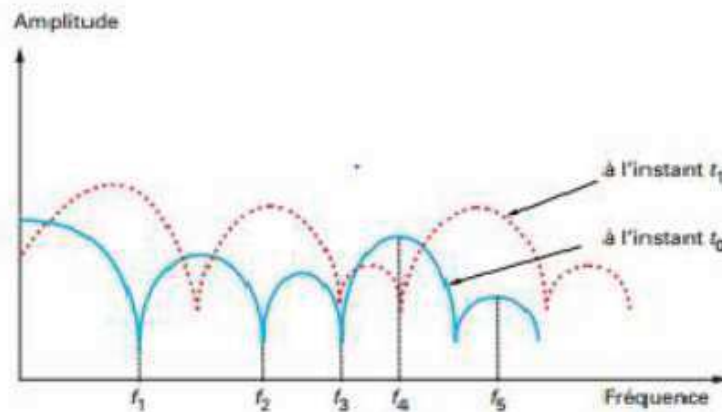


Figure. 2.8. Fonction de transfert d'un canal multi trajets.

2.5 Conclusion

La simplicité de la mise en oeuvre de l'OFDM par les algorithmes IFFT/FFT a fait de la technologie une alternative prometteuse dans le domaine de la radio-diffusion et des communications numériques. Une utilisation efficace des ressources fréquentielles permet d'éviter le chevauchement entre canaux et de garder une orthogonalité parfaite. D'autres parts, les préfixes cycliques réduisent l'efficacité spectrale.

Dans ce chapitre, la technique OFDM a été présentée en détails. La partie modulation et démodulations ont été bien expliqués. On a aussi présenté des généralités sur le canal de propagation, notamment les modèles de propagation, ainsi que les caractéristiques de propagation.

2.6 Bibliographie

- [1] J-C ROLIN G Eiffel, 'Transmission de l'information sous forme numérique' Cours. Dijon. 2008 .
- [2] Assia .Lila. "Etude et simulation de system Mimo a multiplexage spatial associe a la technique MC-CDMA ", Laboratoire de Télécommunications ,Université Abou bekrBelkaid, Tlemcen, 13 février 2014.
- [3] Benyarou. Mourad. " Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA», Université Abou BekrBelkaid, Thèse de Doctorat En Sciences, Laboratoire de Télécommunications-Tlemcen, Année2012- 2013.
- [4] Roger Dib "Conception et Validation d'un simulateur de system OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil ", École De Technologie Supérieure Université de Québec, 28 Avril 2003.
- [5] Benhammou. Fatiha, Benchikh.Dalal,"Etude d'une Chaîne de Transmission Numérique En Bande Base", Université de Tlemcen, Laboratoire de Télécommunications, Année 2010-2011.
- [6] DAOUD Khedidja, 'Simulation Comparative Des Techniques FBMC Et OFDM Pour Les Réseaux 5G', Thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2016.
- [7] Mylène Pischella et Didier Le Ruyet, Bases de communication numérique 2, « Principe et mises en oeuvre des modulations numériques», ISTE Edition Ltd, page 109-116, 2015.
- [8] KERRICHE Noura, KEDIDAH Meriem, 'Comparaison de la modulation UFMC de la 5ème génération avec la modulation multi-porteuses OFDM'. Mémoire de master, université de Blida. 2018.
- [9] GHORZI Sihem, FEKIH Meryem , 'Conception d'un système de communication sans fils multi porteuse et multi accès et application à la 4G', mémoire pour l'obtention du diplôme de Master.

- [10] Benani Mohamed Nadjib, Benyahia Yasser, 'Principe et simulation d'une transmission de type OFDM', Université de Mostaganem. 2018.
- [11] Rezgui Badreddine, Conception d'un système de communication sans fils multi-porteuses à base de Bancs de filtres FBMC, Mémoire de master. Université de D'oum elbouaghi. 2019.
- [12] HO Anh Tai. 'Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite'. THÈSE En vue de l'obtention du DOCTORAT .L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE.2009.
- [13] BENYAHIA Hafsa Imane et CHERIFI Wafa, 'Etude des techniques MIMO a base de FBMC pour la 5G', Tlemcen. 2017.
- [14] Mr AIT BACHIR.Y, Application d'un réseau de neurones pour la réduction des distorsions de non linéarités dans une transmission multi porteuses O.F.D.M. Mémoire de master. université de TIZI ousou. 2009.
- [15] Eldjemai Atallah, 'Performance d'un système MIMO-OFDM'. Mémoire de Master. Université de Ouargla. 2019.
- [16] Tlidjani Zakaria Daiea Eddine, Bourelaf Nour El Islam, 'Etude et simulation des modèles des canaux à évanouissement'. Mémoire de Master. Université de Blida. 2017.
- [17] Y. Chartois, 'Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2'. Université de RENNES 1. 2005.

Chapitre 3

Expérimentations et discussions.

Chapitre 03 : Expérimentations et discussions.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'implémentation sous MATLAB d'un système de transmission basé sur la technique OFDM muni d'un estimateur adaptatif basé sur l'algorithme de filtrage adaptatif LMS. Le filtre adaptatif que nous avons conçu permet d'estimer le canal à effet d'évanouissement, et d'éviter par conséquent la distorsion de l'information reçue. La réponse impulsionnelle estimée est exploitée dans l'égalisation du canal. En d'autres termes, l'atténuation de l'effet du canal sur le signal reçu. Nous effectuons des simulations afin d'évaluer les performances de l'estimateur adaptatif que nous avons implémenté, en terme du taux d'erreur binaire et de la vitesse de convergence du filtre adaptatif pour différentes valeurs des paramètres.

3.2 Description du fonctionnement du système OFDM

Le système de transmission OFDM est composé d'un modulateur, le canal de transmission et le démodulateur.

A l'entrée de l'émetteur, l'information à transmettre (image, vidéo, audio data,...etc.) est convertie en un flux binaire qui est convertie par la suite en des blocs parallèle avant d'être modulé par technique de modulation numérique (BPSK, QPSK, M-QAM,...etc.). Le signal résultant est convertie au domaine temporelle par l'emploi de la transformée de fourrier rapide inverse. Un préfixe cyclique est ajouté au signal temporel avant d'être transmis dans le canal bruité par un bruit blanc gaussien. Le canal de transmission est à effet d'évanouissement.

A la réception le préfix cyclique est supprimer du signal reçu avant que ce dernier soit convertie des blocs puis transformée au domaine fréquentiel par l'utilisation de la transformée de fourrier rapide FFT. L'égalisation du canal qui vise à éliminer l'effet du canal sur le signal est fait dans le domaine fréquentielle, en utilisant une fonction de transfert correspondante à la réponse impulsionnelle estimé en utilisant le filtre adaptatif. Le signal obtenu après égalisation est démodulé par la suite

en utilisant la technique de démodulation correspondante. Un flux binaire est obtenu à la sortie du récepteur après conversion parallèle série du signal démodulé.

3.3 Effet du canal d'évanouissement multi-trajets sur les performances du system OFDM

Dans cette section nous implémentons sous MATLAB le système de transmission OFDM présenté dans la figure 3.1. Nous employons un canal de transmission à effet d'évanouissement bruité par un bruit blanc gaussien, la réponse impulsionnelle correspondante à ce canal est présentée dans la figure 3.6.

Le flux binaire que nous transmettons est obtenu à partir d'une image en niveau de gris codée sur 24 bits, présenté dans la figure 3.4.

Le signal à transmettre est codé par le biais de la technique de modulation QPSK, la figure 3.1 présente le diagramme de constellation correspondant. Le signal modulé est par la suite transformée au domaine temporel par l'utilisation de la FFT inverse. Un signal pilote et un préfixe cyclique est ajouté au signal avant d'être transmis dans le canal de transmission bruité par un bruit blanc gaussien.

La figure. 3.2 montre le diagramme de constellation de la technique QPSK, le nuage que présente cette figure reflète l'effet du bruit sur le signal transmis. Les figures 3.4 et 3.5 montrent l'image transmise original et l'image reçue distordue par le canal à effet d'évanouissement. La valeur du BER = 0.4986 calculé à la réception confirme les résultats obtenus.

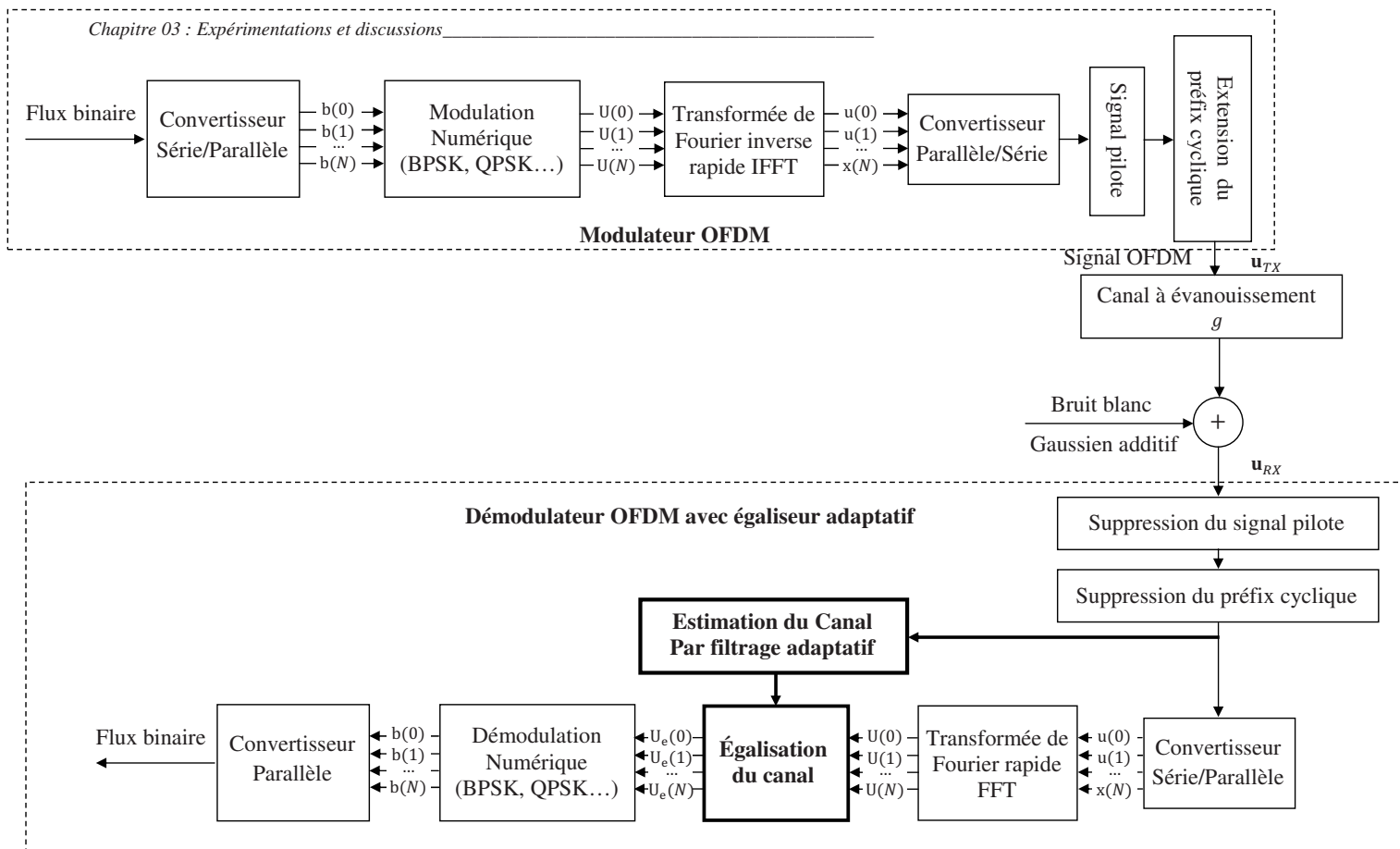


Figure. 3.3. Schéma synoptique d'un système de transmission OFDM avec égaliseur adaptatif.

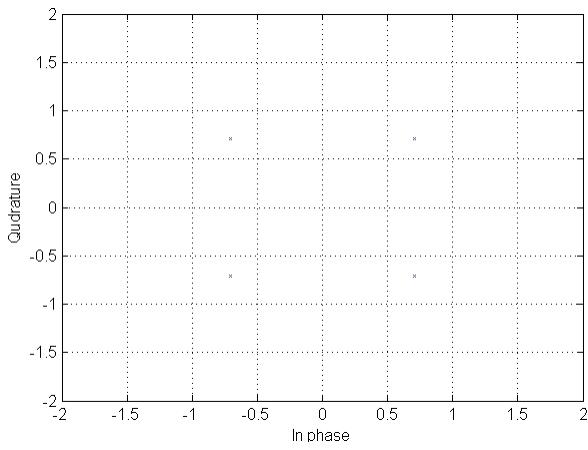


Figure. 3.1. Symboles QPSK bruité avec un SNR = 0dB.

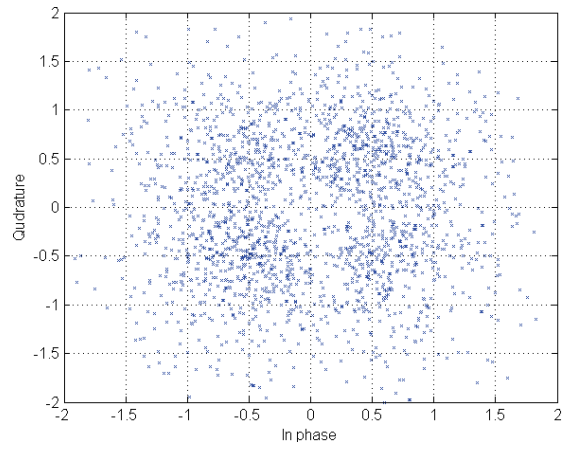


Figure. 3.2. Image reçue.



Figure. 3.3. Image émise.

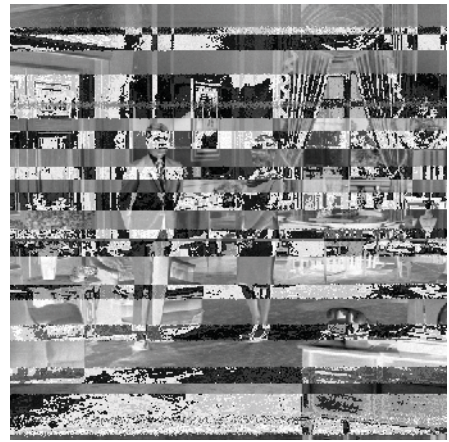


Figure. 3.5. Image reçue.

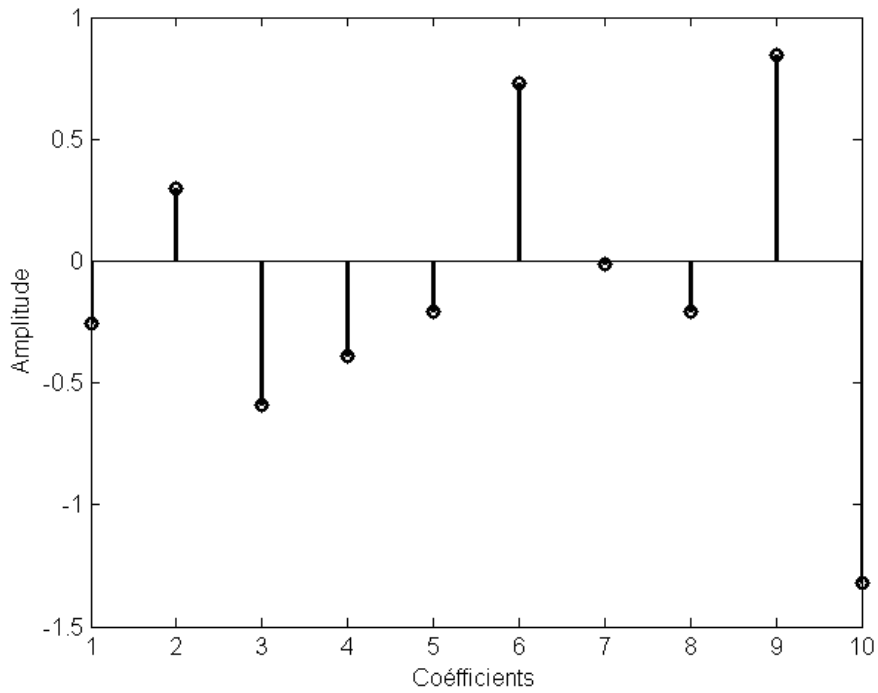


Figure. 3.3. Image reçue.

Pour réduire l'effet du canal, un estimateur est placé au niveau du récepteur dont le rôle est l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal, ce dernier est égalisé par la suite en utilisant la fonction du transfert estimé.

Nous utilisons un estimateur basé sur un filtre adaptatif dont les coefficients du filtre sont adaptés par l'algorithme LMS.

3.4 Estimation du canal par filtrage adaptatif dans le domaine temporelle

L'estimation du canal est possible grâce à l'introduction de la technique de pilote superposé (En anglais : *Super Imposed Pilots*) dans le système OFDM. Cette technique consiste à introduire, au niveau de l'émetteur, un signal de formation de faible énergie au signal de donné auquel il a été ajouté un préfix.

Le signal pilote superposé **sip** est supposé d'être connu par le récepteur, et il est utilisé au niveau du récepteur pour l'estimation du canal à effet d'évanouissement sans avoir une perte de débit. Au niveau de l'émetteur, la séquence binaire du signal pilote passe par les mêmes étapes par lesquelles passe le signal utile (conversion série parallèle, modulation numérique, IFFT et conversion parallèle série).

Le signal pilote **sip** résultant est ajouté au signal de données comme est montrée dans la figure 3.7.

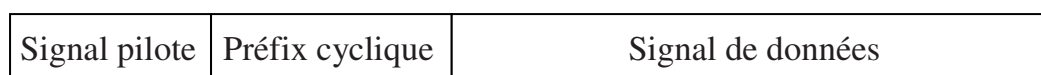


Figure. 3.7. Parties constituants d'un signal OFDM

L'estimation du canal est effectué par un filtre adaptatif basé sur l'algorithme du gradient stochastique LMS est ces variantes. Le filtre optimal estimé par l'algorithme adaptatif, qui représente une estimation $\hat{\mathbf{g}}$ de la réponse impulsionnelle du canal à effet d'évanouissement \mathbf{g} , est utilisé dans l'égalisation du signal \mathbf{U} à la sortie de la FFT. Le signal égalisé \mathbf{U}_e poursuit son chemin pour être démodulé et convertie, le signal résultant est traité et employé dans la restitution du signal émis original.

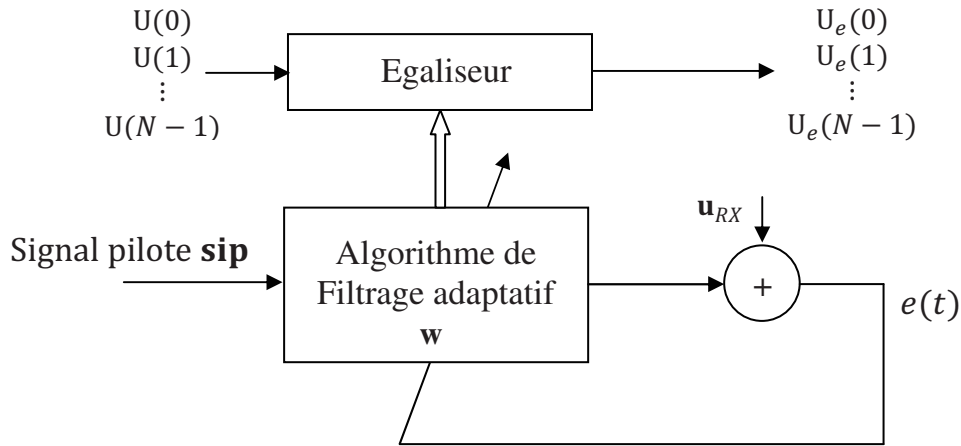


Figure. 3.8. Identification du canal à effet évanouissement, bruité par un bruit blanc gaussien additif, par l'algorithme adaptatif.

Nous allons effectuer l'opération de l'identification par l'utilisation de l'algorithme NLMS complexe opérant dans le domaine temporel.

3.5 Égalisation du canal par algorithme LMS complexe normalisé

L'algorithme LMS complexe normalisé est défini par les équations suivantes :

Pour chaque instant d'échantillon k on a :

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{sip}(k: -1: k - N + 1) \quad (3.1)$$

Où N est la longueur du canal.

$$e(k) = \mathbf{u}_{RX} - \mathbf{w}^T \times \mathbf{x}_k \quad (3.2)$$

$$\mathbf{w} = \mathbf{w} + \mu \frac{e(k)}{\|\mathbf{x}_k\| + \varepsilon} \mathbf{x}_k^* \quad (3.3)$$

$\|\cdot\|$: est la norme euclidienne.

ε : est le paramètre de régularisation qui permet d'éviter la division par zéro.

μ : est le paramètre du pas d'adaptation, qui contrôle la stabilité et la convergence de l'algorithme.

(*) : désigne le conjugué complexe.

Le vecteur du filtre, obtenue après convergence de l'algorithme adaptatif représente une estimation de la réponse impulsionnelle du canal. \mathbf{w} est transformée au domaine fréquentielle en utilisant la FFT puis utilisé pour l'égalisation comme suit :

$$\mathbf{U}_e = \text{inv}(\mathbf{w}) \cdot \mathbf{U} \quad (3.4)$$

Les figures 3.9 et 3.10 montrent l'effet du SNR sur la qualité de l'image reçue. L'image obtenue pour un SNR = 10 dB présente un bruit tandis que celle obtenue pour un SNR = 30 dB ne présente aucun bruit et elle est similaire à l'image originale transmise. Le cas du SNR = 10 présente un BER supérieur à celui du cas où le SNR = 30 dB, ce qui confirme les qualités des images reçues.

Les figures 3.11 et 3.12 montrent les allures de convergence de l'algorithme LMS complexe normalisé. La figure 3.11 est obtenue pour des SNR = 10 et 20 dB et pour un pas d'adaptation $\mu = 13010.7$. Il est clair d'après cette figure que les deux courbes du MSE ont les mêmes vitesses de convergence initiales et des états stables différents. Pour un SNR = 10 dB le MSE de l'algorithme LMS complexe normalisé converge vers un état stable de -60 dB, et converge vers un état stable de -80 dB pour un SNR = 30 dB. Plus l'état stable atteint après convergence est faible plus les coefficients du vecteur du filtre \mathbf{w} obtenus par le filtre adaptatif sont proches des coefficients de la réponse impulsionnelle du canal à effet d'évanouissement.

La figure 3.12 montre les allures de convergences du MSE de l'algorithme LMS complexe normalisé obtenues pour le même niveau du SNR et pour des valeurs de pas d'adaptation différentes ($\mu = 13010.7$ et $\mu = 131.107$). Il est clair d'après cette figure que plus le pas d'adaptation est faible plus la vitesse de convergence est lente. Les deux MSE obtenues pour différentes valeurs du pas d'adaptation convergent vers le même état stable.



Figure. 3.9. Image reçue pour SNR = 10, BER = 2.56e-02.



Figure. 3.10. Image reçue pour SNR = 30, BER = 4.5815e-04

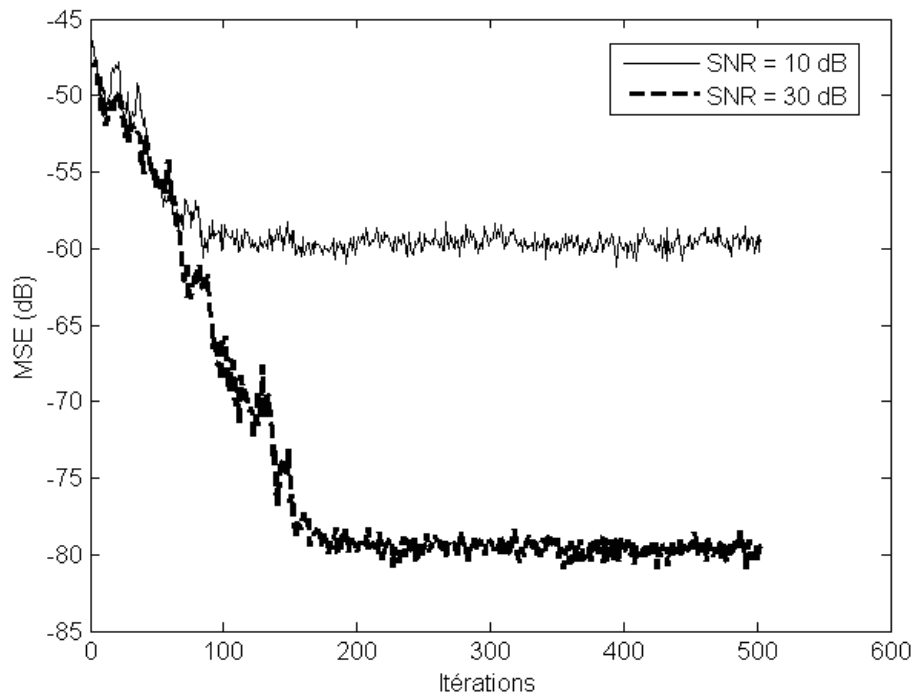


Figure. 3.11. Convergence du MSE pour snr = 10, 30 dB

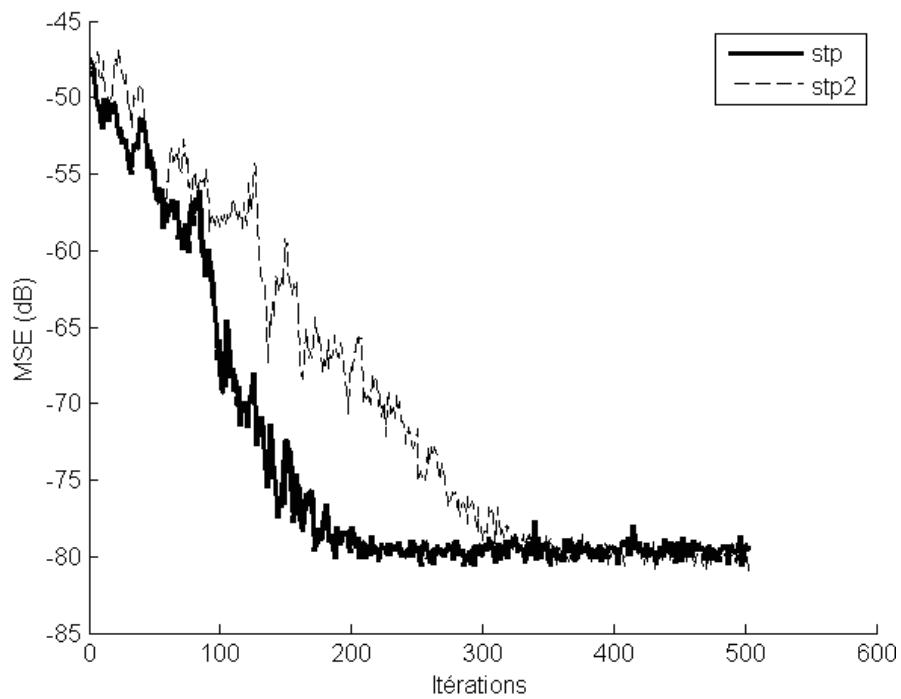


Figure. 3. 12. Convergence du MSE pour snr = 10, 30 dB

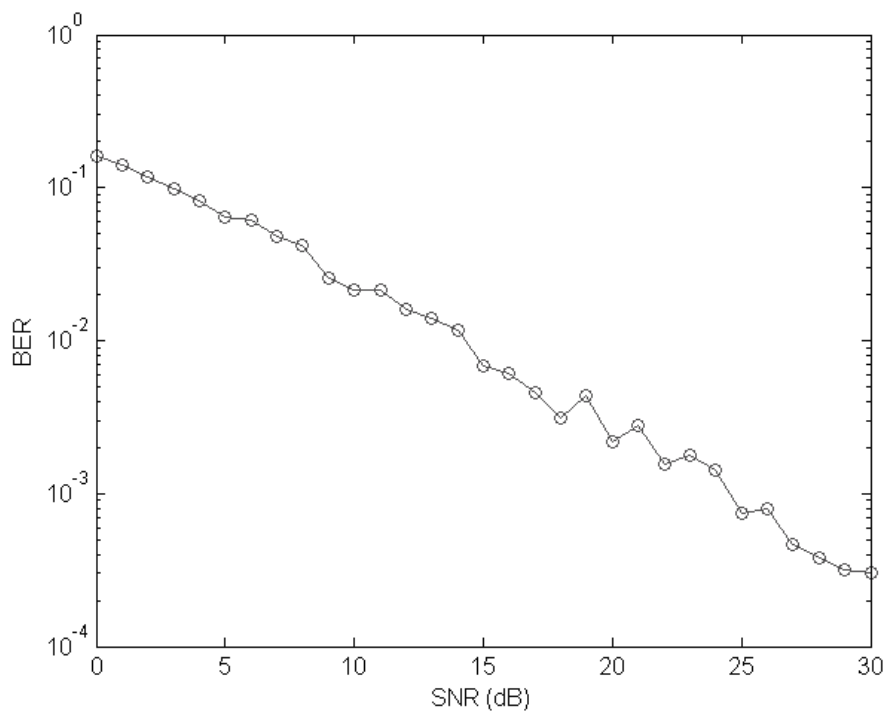


Figure. 3. 13. Taux d'erreur binaire obtenue pour différentes valeurs du SNR et avec estimation du canal par l'algorithme LMS complexe normalisé.

La figure 3.13 présente le taux d'erreur binaire obtenue pour différentes valeurs du SNR. Il est clair que l'estimateur permet de réduire l'effet du canal sur le signal reçu.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un système de communication numérique basé sur la technique OFDM a été implémenté sous MATLAB. Nous avons équipé ce système d'un estimateur adaptatif de canal, afin d'identifier (estimer) la réponse impulsionnelle du canal à effet d'évanouissement. Plusieurs simulations ont été effectuées afin d'évaluer les performances du système sous différents niveaux du rapport signal sur bruit (SNR). Les résultats obtenus ont montré que l'estimateur adaptatif que nous avons implémenté permet de réduire l'effet du canal sur l'information transmise (image). Cela, se voit clairement d'après la diminution significative du taux d'erreur binaire (BER) et dans l'amélioration de la qualité de l'information reçue (image). L'estimateur adaptatif basé sur l'algorithme LMS complexe normalisé, présente une convergence

rapide de l'erreur quadratique moyenne vers son état stable. En d'autres termes, l'estimateur présente une convergence rapide vers la solution optimale, qui est une estimation de la réponse impulsionnelle du canal.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude théorique ainsi qu'une implémentation sous MATLAB d'un système de transmission OFDM équipé d'un estimateur adaptatif du canal à effet d'évanouissement basé sur l'algorithme LMS.

Notre étude a commencé par la présentation détaillée des principes de base du filtrage numérique ainsi que le filtrage adaptatif au sens de Wiener basé sur l'algorithme LMS et ses variantes.

Le système de transmission OFDM a été étudié, ce dernier permet d'exploiter efficacement la bande spectrale du canal de transmission. Il permet de diviser la bande spectrale en sous canaux, et d'utiliser un préfix cyclique pour éviter le chevauchement entre les différents canaux, et de garder une orthogonalité parfaite. Des notions de bases sur le canal de transmission ont été présentées.

Le système de communication numérique basé sur la technique OFDM a été implémenté sous MATLAB, ou il a été équipé d'un estimateur adaptatif de canal, afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal à effet d'évanouissement et de la égaliser par la suite.

Nous avons effectué plusieurs simulations afin d'évaluer les performances du système sous différents niveaux du rapport signal sur bruit (SNR). Les résultats obtenus ont montré que l'estimateur adaptatif que nous avons implémenté permet de réduire l'effet du canal sur l'information transmise qui est dans notre cas une image. L'estimateur que nous avons implémenté permet de diminuer significativement le taux d'erreur binaire (BER) et par conséquent d'améliorer la qualité de l'information reçue.

L'estimateur adaptatif basé sur l'algorithme LMS complexe normalisé que nous avons implémenté et testé sous différentes conditions, à présenter une convergence rapide de l'erreur quadratique moyenne vers son état stable. L'estimateur adaptatif que nous avons implémenté permet d'estimer rapidement la réponse impulsionnelle du canal.