



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور 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

**Egalisation inverse du canal dans  
un system de communication basé  
sur l'OFDM**

Réalisées par : - **HAFSAOUI Bouchra.**  
- **NECIBI Asma.**

Devant Le Jury :

Président:	Dr. MAAMERI FOUZIA
Rapporteur:	Dr. CHERGUI Laid.
Examineur:	Dr. BENFAROUJ Hafiza

Promotion 2022/2023

## **Remerciements**

*Tout d'abord, je remercie le bon Dieu le Tout Puissant, qui m'a inspiré la force et la volonté pour élaborer ce modeste travail de recherche.*

*J'exprime mes sincères et chaleureux remerciements à mon encadreur Dr. CHERGUI Laid, qui m'a guidé et m'a encouragé tout au long de ce travail, pour la richesse et la qualité de ses remarques, conseils et orientations qui m'ont permis de réaliser ce travail, aussi pour sa disponibilité et surtout pour sa gentillesse. Je tiens à lui exprimer toutes mes gratitude.*

*Je remercie l'ensemble des jurys qu'ils ont accepté de juger mon modeste travail.*

*Je remercie toutes les personnes qui ont apporté leur aide, et qui ont participé de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail de recherche scientifique.*

*Enfin, Mes remerciements s'adressent à ma famille.*

## ***Dédicaces***

*A notre Dieu qui nous a données la force et le courage nécessaire pour réussir ce travail.*

*A mes très chers parents pour leur soutien, patience et leur affection et qu'ils voient en ce travail le fruit de leur amour et leur grand sacrifice, qu'ils trouvent ici ma profonde reconnaissance et mon immense respect.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur la Prof. Laid Chergui pour tous les efforts fournis, pour ses conseils précieux qui nous ont beaucoup aidées dans notre travail.*

*Il a joué le rôle de moteur dans ces temps difficiles, et nos remerciements pour sa grande contribution à ce travail, grand Merci !*

OFDM هي تقنية لنقل البيانات مستخدمة على نطاق واسع تضمن عمليات إرسال عالية السرعة وتحسن استخدام الطيف الراديوي. تعد المعادلة العكسية للقناة سمة أساسية من سمات OFDM وتلعب دورًا مهمًا في تحسين جودة الاتصال. الغرض من المعادلة العكسية هو مواجهة التشوهات والتداخلات التي تسببها قناة الإرسال ، مثل تأثيرات الخبو والتداخل بين الرموز. (ISI). لتنفيذ نظام OFDM وفهم تشغيله ، أجرينا العديد من عمليات المحاكاة باستخدام MATLAB. قمنا أيضًا بفحص أداء تقنيات تسوية القنوات المختلفة التي تم النظر فيها في ظل ظروف مختلفة. أظهرت النتائج بوضوح أهمية هذه التقنيات لتحسين OFDM. الكلمات المفتاحية: OFDM ، تقدير القناة ، المعادلة العكسية ، معدل الخطأ في البايتات.

## Résumé

L'OFDM est une technique de transmission de données largement utilisée qui garantit des transmissions à haut débit et optimise l'utilisation du spectre radioélectrique. L'égalisation inverse du canal est un élément clé de l'OFDM et joue un rôle important dans l'amélioration de la qualité de la communication. L'objectif de l'égalisation inverse est de contrebalancer les distorsions et les interférences introduites par le canal de transmission, telles que les effets d'évanouissement et les interférences inter-symboliques (ISI).

Pour implémenter le système OFDM et comprendre son fonctionnement, nous avons effectué plusieurs simulations sous MATLAB. Nous avons également examiné les performances des différentes techniques d'égalisation de canal considérées et cela sous différentes conditions. Les résultats ont clairement démontré l'intérêt de ces techniques pour améliorer les performances de l'OFDM.

**Mots clés :** OFDM, estimation de canal, égalisation inverse, taux d'erreur binaire.

## Abstract

OFDM is a widely used data transmission technique that guarantees high-speed transmissions and optimizes the use of the radio spectrum. Inverse channel equalization is a key feature of OFDM and plays an important role in improving the quality of communication. The purpose of inverse equalization is to counteract distortions and interference introduced by the transmission channel, such as fading effects and inter-symbol interference (ISI).

To implement the OFDM system and understand its operation, we performed several simulations under MATLAB. We also examined the performance of the different channel equalization techniques considered under different conditions. The results clearly demonstrated the interest of these techniques to improve OFDM.

**Keywords:** OFDM, channel estimation, inverse equalization, bit error rate.



# Sommaire

<b>Introduction Général</b>	1
<b>Chapitre I : Introduction à la technique OFDM</b>	2
1.1. Introduction	2
1.2. Transmission par division fréquentielle	3
1.2.1. Revues des différentes techniques	3
1.2.1.1. L’OFDM codée (CODED – OFDM (C-OFDM))	3
a. Principe de base du COFDM	4
1.2.1.2. MIMO-OFDM	4
1.2.2. Applications du MIMO-OFDM [13, 14, 16]	5
1.2.3. V-OFDM (VECTOR -OFDM)	5
1.2.3.1. W-OFDM (WIDE BAND OFDM)	6
1.2.3.2. FLASH-OFDM	6
1.3. Systèmes de transmission basée sur l’OFDM	7
1.3.1. Principe de fonctionnement	7
1.3.2. Description du système OFDM	7
1.3.2.1. Les techniques de modulation utilisées	8
a. Modulation PSK	8
b. Modulation QAM	9
1.3.3. Utilisation de la DFT/IDFT dans la modulation	10
1.3.4. Signal OFDM	11
1.4. Conclusion	12
<b>Chapitre 02 : Etude des différents canaux de transmission</b>	16
2.1. Introduction	16
2.2. Modèles de propagation à grande échelle	16
2.2.1. Modèles de propagation "outdoor"	17
2.2.1.1. Modèle de Longley-Rice	17
2.2.1.2. Modèle de Durkin	17

2.2.1.3.	Modèle de Okumura	18
2.2.1.4.	Modèle de Hata	18
2.3.	Modèles de propagation "indoor	19
2.3.1.	Modèle de perte de trajet Log-distance	19
2.3.1.1.	Modèle de plusieurs points de rupture d'Ericsson	19
2.3.1.2.	Modèle de facteur d'atténuation	19
2.4.	Modèles à petite échelle pour les effets multi-trajets	20
2.4.1.	La propagation par trajets multiples	20
2.4.2.	Facteurs influençant l'évanouissement	20
2.4.2.1.	Propagation multiple	20
2.4.2.2.	Vitesse du mobile	21
2.4.2.3.	Vitesse des objets environnants	21
2.4.2.4.	Largeur de bande de transmission du signal	21
2.4.3.	Effet Doppler	21
2.4.4.	Les paramètres de dispersion du temps et la largeur de bande de cohérence	22
2.4.5.	L'étalement Doppler et le temps de cohérence	23
2.4.6.	Types d'évanouissement	24
2.5.	Conclusion	25
2.6.	Références bibliographiques	26
<b>Chapitre 3 : Etude des différentes techniques d'égalisation du canal</b>		<b>27</b>
3.1.	Introduction	27
3.2.	Filtrage Numérique	28
3.2.1.	Les Avantages des filtres numériques	29
3.3.	Estimation et égalisation du canal dans les systèmes OFDM	30
3.3.1.	Techniques d'estimation fréquentielles	30
3.3.2.	Type de bloc	30
3.3.3.	Type de peigne	31
3.4.	Les techniques d'estimations	32
3.4.1.	L'estimateur LS	32
3.4.2.	L'estimateur MMSE	34
3.5.	Méthode d'estimation temporels	35
3.5.1.	Algorithme LMS	35
3.5.1.1.	Egalisation inverse du canal dans le système OFDM	36

3.6.	Mesure de performances	37
3.6.1.	Taux d'erreur binaire	37
3.7.	Conclusion	37
3.8.	Références bibliographiques	38
	<b>Chapitre 04 : Simulations et discussions</b>	<b>39</b>
4.1.	Introduction	39
4.2.	Implémentation d'un système OFDM avec égalisation inverse	39
4.3.	Simulation du système OFDM	40
4.3.1.	Egalisation inverse du canal en utilisant la technique LS	40
4.3.1.1.	Interprétation des résultats	43
4.3.2.	Egalisation inverse du canal en utilisant l'algorithme LMS	43
4.3.2.1.	Paramètres du filtre adaptatif	44
4.4.	Conclusion	46
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>48</b>

# **Introduction Générale**

## **Introduction Générale**

Les systèmes de communication modernes utilisant la technique de transmission basée sur le multiplexage par division fréquentielle et orthogonal (En anglais : orthogonal fréquence division multiplexage (OFDM)), sont connus par leurs performances élevées en termes de l'efficacité spectrale et du débit de transmission ainsi que leur robustesse contre les différents types d'interférences. Les signaux OFDM subissent des distorsions lorsqu'ils sont transmis à travers des canaux à effet d'évanouissement, ce qui influe sur la qualité des signaux reçue en termes du taux d'erreur binaire. Afin de surmonter à ce problème, l'effet du canal doit être supprimé ou atténué au niveau de récepteur par l'égalisation inverse du canal.

Dans ce mémoire, nous proposons une étude détaillée des différentes techniques d'égalisation inverse du canal employées dans les systèmes de communication basées sur le système OFDM.

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitre, le premier chapitre présente une étude de la technique OFDM. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différents canaux de transmission. Le troisième chapitre donne une étude des différents techniques d'égalisation du canal. Enfin, Les différentes simulations et discussions sont présentés dans le quatrième chapitre.

# **CHAPITRE 01**

## **‘Introduction à la technique OFDM’**

## Chapitre I :

# Introduction à la technique OFDM

### 1.1. Introduction

Actuellement la communication numérique fait des grands avancements spectaculaires dans le domaine des communications qui propose des hauts débits et des performances très élevés.

Afin d'avoir des performances élevés la technique OFDM est utilisée, et elle est basée sur la modulation multi-porteuse, où le bloc d'informations est composé de la Transformée de Fourier. L'OFDM connu un grand succès et une fiabilité ces dernières années dans les différents normes (WiMax, LTE, IEEE802.11a, 5G), où elle présente l'avantage de transformer le canal à trajets multiples large bande en un ensemble de sous-canaux à voie unique et efficace [1].

L'OFDM est introduite dans les années 50 et 60, mais elle n'a pas fait grand-chose à cette époque. La technologie OFDM a été utilisée dans les systèmes de télécommunications et en particulier les systèmes militaires HF à la fin des années 60 [2, 3]. Le premier schéma OFDM a été proposé par *Chang* en 1966 et *Spitzberg* en 1967 [4], qui est basé sur l'idée d'utiliser le flux de données parallèle et FDM (multiplexage par répartition en fréquence), ce qui permet aux spectres de sous-porteuses respectives de se chevaucher pour faciliter l'égalisation et la correction des déformations causées par les trajets multiples aussi bien que pour utiliser entièrement la largeur de bande disponible. La modulation multicanaux (MCM) connu dans les télécommunications peut être changée par L'OFDM grâce à la notion de l'orthogonalité entre les sous porteuses, car cette dernière est toujours maintenue en OFDM qui est la version optimale des arrangements multicanaux [5].

Weinstein et Ebert en 1971 simplifient la modulation et démodulation OFDM par des techniques de transformée de fourrier discrète a l'émission et à la réception, La FFT (transformer de fourrier rapide) peut réduire facilement la complexité des calculs en utilisant des algorithmes de fourrier rapides [6].

Peled et Ruiz en 1980 ont proposé l'ajout d'un CP (Cyclic Prefix) pris de la fin du signal OFDM et ajouté à son début pour le but de résoudre le problème des interférences entre les symboles (IES, ou ISI en anglais : Inter-symbol Interference) causés par plusieurs versions retardées des signaux émis [6].

Dans les années 90, l'OFDM a été utilisée pour les canaux mobiles sans fil à large bande, la radiodiffusion terrestre (HDTV) et la radiodiffusion audio numérique (DAB).

Ce chapitre constitue une introduction à l'OFDM dans lequel en exposant son principe fondamental ainsi que les techniques de modulation utilisées.

## **1.2. Transmission par division fréquentielle**

### **1.2.1. Revues des différentes techniques**

#### **1.2.1.1. L'OFDM codée (CODED – OFDM (C-OFDM))**

Le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale codée (COFDM) est un schéma de modulation des télécommunications qui divise simultanément un signal numérique unique sur 1 000 porteuses de signal ou plus. Les signaux sont envoyés à angle droit les uns par rapport aux autres - donc orthogonaux - afin qu'ils n'interfèrent pas les uns avec les autres.

COFDM est identique à OFDM avec une différence clé : avant la transmission du signal, une correction d'erreur directe (FEC) lui est appliquée. L'objectif est de surmonter toutes les erreurs de transmission dues aux pertes de porteuse causées par le bruit du canal, l'évanouissement sélectif en fréquence ou d'autres problèmes de propagation.

### **a. Principe de base du COFDM**

Traditionnellement, les canaux sont isolés les uns des autres pour éviter le problème de l'évanouissement sélectif en fréquence. Dans COFDM, ce problème est résolu en utilisant le codage FEC. Cela fait référence au C, ou codé, dans COFDM.

L'OFDM non codé ne fonctionne pas bien dans les canaux sélectifs, surtout s'il y a une porteuse qui est gravement affectée par les interférences. Le simple fait d'ajouter un décodage à décision dure à ce système est insuffisant. Ce qu'il faut, c'est un système OFDM avec codage convolutif et décodage à décision souple.

Le codage convolutif est une technique FEC populaire, largement utilisée dans les communications numériques sans fil. Il n'est pas basé sur des blocs de bits. Au lieu de cela, les bits de code de sortie sont déterminés par des opérations logiques sur le bit actuel et un petit nombre de bits précédents dans un flux de données.

La FEC transforme un certain nombre de bits en un plus grand nombre de bits contenant des informations redondantes. Par conséquent, même si une sous-porteuse subit un évanouissement sélectif en fréquence, les données d'origine peuvent toujours être récupérées [11].

#### **1.2.1.2. MIMO-OFDM**

Le MIMO OFDM (En anglais: Multiple input, multiple outputs OFDM) est une technologie large bande sans fil moderne qui a une grande capacité de transmission à haut débit de données et sa robustesse contre l'évanouissement par trajets multiples et d'autres dégradations de canal [1].

Un schéma fonctionnel simple du système MIMO-OFDM est présenté ci-dans la figure 1.1. Dans ce système, plusieurs nombres d'émetteurs à un point et plusieurs nombres de récepteurs à l'autre extrémité sont efficacement combinés pour améliorer la capacité de canal du système sans fil. Il améliore également considérablement l'efficacité du spectre, la fiabilité du système et la zone de couverture.

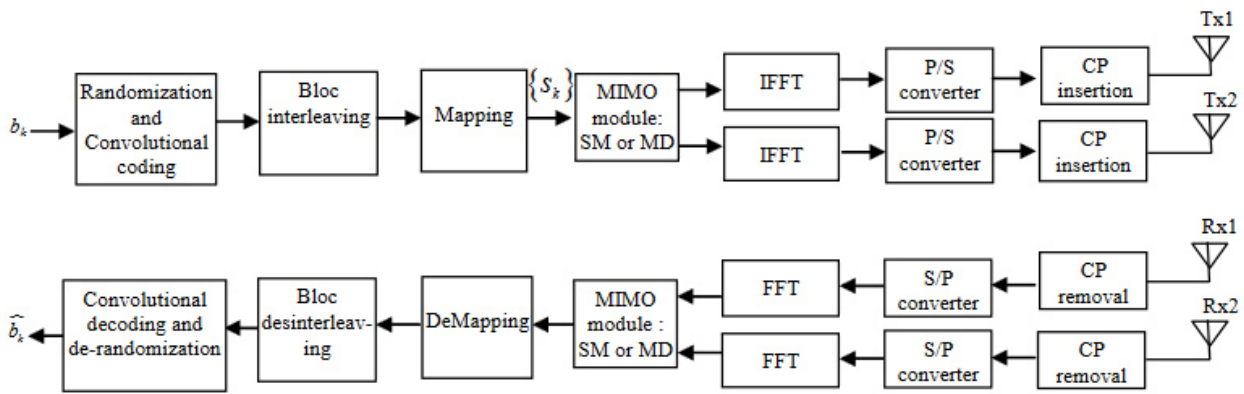


Figure 1.1. Schéma Bloc d'un système MIMO-OFDM [21].

### 1.2.2. Applications du MIMO-OFDM [13, 14, 16]

MIMO-OFDM a diverses applications telles que :

1. Interopérabilité mondiale pour l'accès aux micro-ondes (WIMAX).
2. Diffusion vidéo numérique (DVB).
3. Diffusion audio numérique (DVB).
4. Télévision haute définition et télévision numérique.
5. Évolution à long terme (LTE)
6. Dans le système de transmission ATM sans fil.
7. IEEE802.11a.
8. Fidélité sans fil (WIFI).
9. Utilisation des médias sans fil dans les réseaux locaux.

### 1.2.3. V-OFDM (VECTOR -OFDM)

Dans un monde où la connectivité sans fil est devenue une nécessité fondamentale, il est crucial pour les entreprises de développer des solutions qui offrent des services Internet sans fil rapides et fiables. L'une de ces solutions est la technique Vector Orthogonal FDM (VOFDM), qui est largement prise en charge par Cisco et d'autres sociétés de communication.

VOFDM est une technique de radiofréquence qui utilise des algorithmes avancés pour fournir une connectivité sans fil à haut débit. Il permet une transmission efficace et fiable des données en minimisant les interférences et en maximisant la force du signal. Il en résulte une connexion sans fil qui peut offrir une vitesse et des

performances comparables à un modem câble, ce qui en fait une solution idéale pour les entreprises, les maisons et les espaces publics [17]. La technique V-OFDM (En anglais : vector OFDM)

### **1.2.3.1. W-OFDM (WIDE BAND OFDM)**

La technique W-OFDM (En anglais: Wide bande OFDM) est L'OFDM à large bande est un schéma de transmission qui est à la base de la norme IEEE 802.11a, qui est à la base de la norme IEEE proposée 802.16. Il s'agit d'une technologie brevetée aux États-Unis sous le numéro de brevet 5,282,222 et au Canada sous le numéro de brevet 2,064,975. W-OFDM surmonte les problèmes de trajets multiples en envoyant des symboles d'apprentissage ; les effets de canal indésirables peuvent alors être réduits par une simple division par la réponse en fréquence du canal. Il utilise également un code de correction d'erreur d'étalement vers l'avant, tel que Reed-Solomon, pour étaler les symboles sur de nombreuses fréquences qui convertissent le signal en spectre étalé à séquence directe avec la possibilité de récupérer les symboles même si certaines porteuses sont totalement absentes. L'efficacité et la tolérance au bruit du W-OFDM réunissent le meilleur des systèmes à spectre étalé et à bande étroite. Rappeler que W-OFDM permet la mise en œuvre de réseaux RF multipoints à faible puissance qui minimisent les interférences avec les réseaux adjacents. Cette interférence réduite permet à des canaux indépendants de fonctionner dans la même bande, ce qui permet de superposer des réseaux multipoints et des systèmes de dorsale point à point dans la même bande de fréquences [19].

### **1.2.3.2. FLASH-OFDM**

Le Flash-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technologie développée par Flarion Technologies (Qualcomm). Grâce au Flash-OFDM, vous pouvez rester connecté à Internet lorsque vous êtes en mouvement (jusqu'à 250 km/h), dans un train par exemple. Les débits annoncés sont d'environ 1 Mbps. Les temps de réponse (ping) sont en dessous de 50 ms. Le Flash-OFDM utilise la fréquence 450 MHz, assez peu utilisée, ce qui permet de limiter les interférences avec d'autres équipements. Des tests sont en cours avec Aloha Networks, Nextel, T-Mobile, Telstra, Vodafone [18].

### 1.3. Systèmes de transmission basée sur l'OFDM

#### 1.3.1. Principe de fonctionnement

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences Donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux [7].

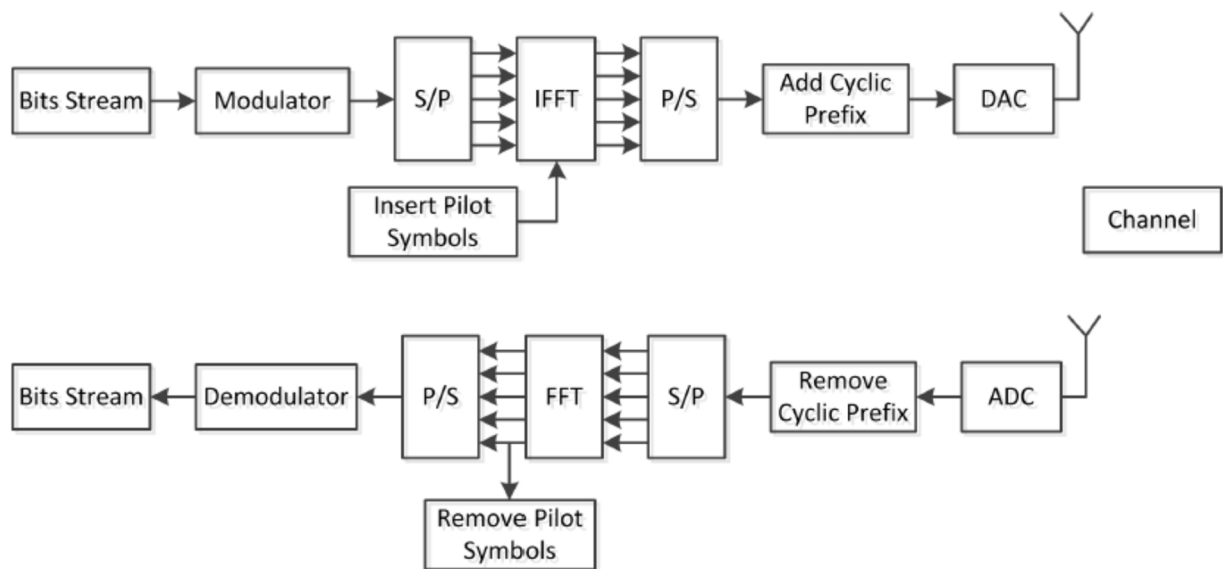


Figure 1.2. Schéma Bloc d'un système OFDM [22].

#### 1.3.2. Description du système OFDM

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux D'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence. On définit l'orthogonalité de deux fonctions  $f(t)$  et  $g(t)$  dans l'intervalle  $[a, b]$  par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad (1.1)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment  $[a, b]$ . Pour réaliser une Base orthogonale à  $N$  dimensions, il suffit de trouver  $N$  fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la figure 1.3, un ensemble de  $N$  fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle  $\delta$  sur l'axe des temps constitue une base orthogonale [9].

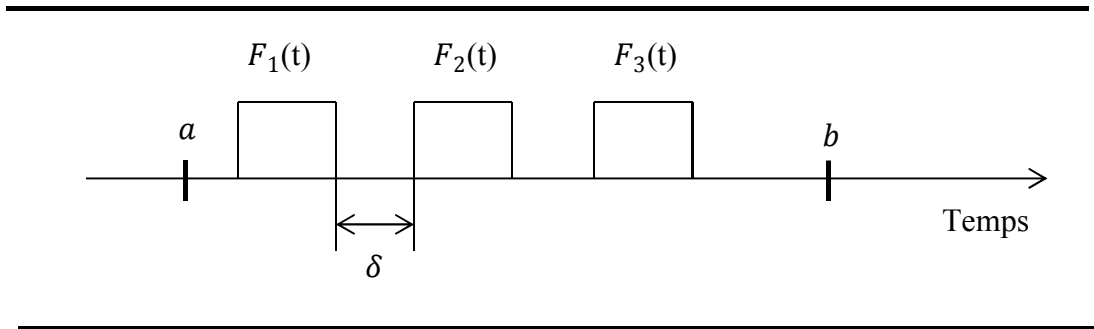


Figure 1.3. Exemple d'une base orthogonale.

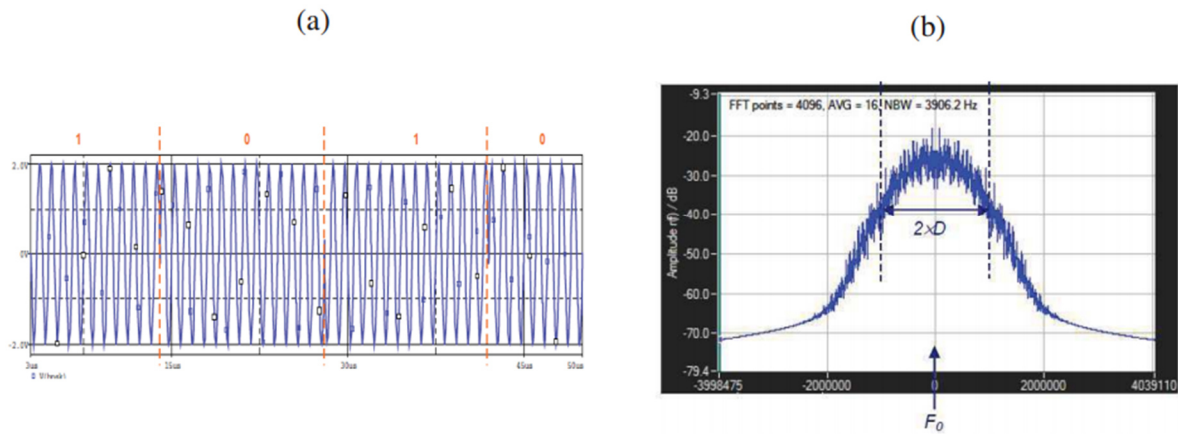
### 1.3.2.1. Les techniques de modulation utilisées

Les techniques de modulations utilisés sont de type PSK et QAM. Pour la préparation des données à transmettre sur les  $N$  porteuses, les symboles doivent être regroupés par des paquets de  $N$ . Les symboles sont des nombre complexes offrent les constellations souvent de type QAM ou PSK.  $C_k$  est la forme complexe de signal porteur modulé du train  $K$ . Le rassemblement des symboles OFDM nous donne le signal total  $s(t)$ .

$$s(t) = \sum_{K=0}^N C_K e^{j2\pi f_k t} \quad (1.2)$$

#### a. Modulation PSK

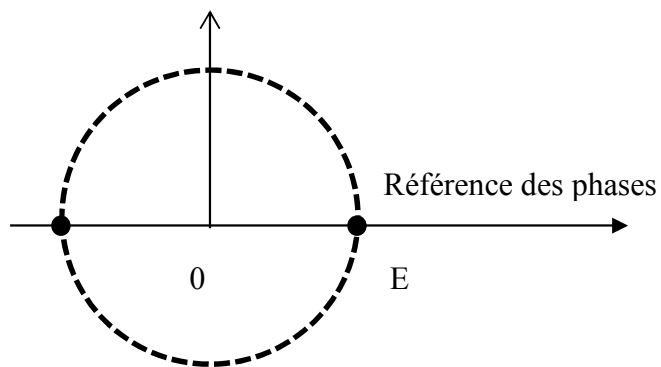
Il s'agit d'une modulation de phase, où la phase de la porteuse HF qui est modulé par les données binaires de tel sorte que la phase soit égale à 0 pour le cas d'un bit '0' et égale à 1 pour le cas d'un bit '1'.



**Figure 1.4.** (a) forme temporelle du signal BPSK, (b) Spectre du signal BPSK.

D'après la figure 1.4. (a), la porteuse est caractérisée par une amplitude constante et deux phases différentes. La figure 1.4. (b) représente le spectre du signal BPSK obtenu après filtrage optimale.

Le digramme polaire peut être représenté dans la figure.



**Figure 1.5.** Représentation polaire d'une porteuse à deux états de phase.

Les modulations ASK et PSK sont caractérisés par une efficacité spectrale qui ne dépasse pas l'unité, ce qui est insuffisant de point de vu débits à assurer dans un canal donné.

### b. Modulation QAM

La QAM ou Modulation d'amplitude en quadrature résulte de la combinaison de deux fréquences porteuses sinusoïdales déphasées l'une de l'autre de  $90^\circ$  (d'où le nom de quadrature). Elle peut aussi être vue comme une modulation de phase et d'amplitude. Elle permet des débits élevés avec une rapidité de modulation relativement faible. La QAM 16 utilise 4 bits par symbole [8].

La figure montre le diagramme de constellation et les signaux temporels  $i(t)$ ,  $q(t)$ ,  $R(t)$  et  $\phi(t)$ .

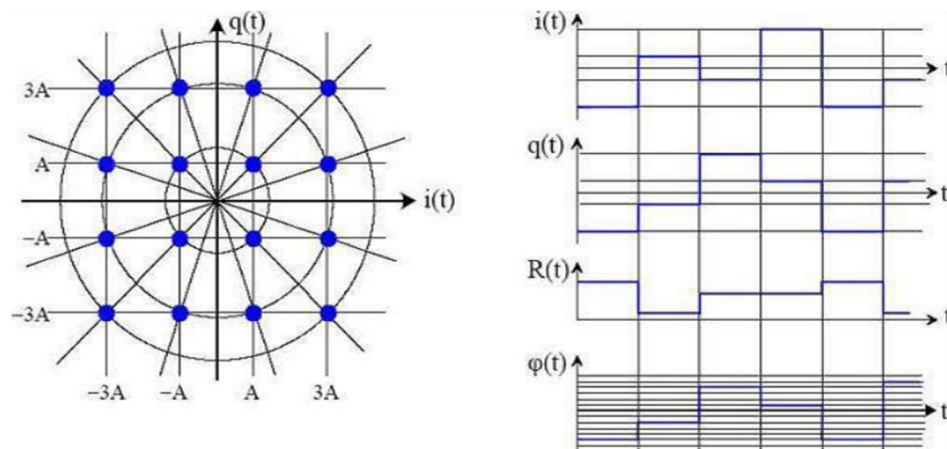


Figure 1.6. Modulation QAM.

#### 1.3.3. Utilisation de la DFT/IDFT dans la modulation

Dans le système OFDM, la partie de modulation et de démodulation est largement réalisée par FFT/IFFT. Les opérations mathématiques d'IFFT/FFT sont principalement utilisées pour convertir les signaux du domaine temporel vers le domaine fréquentiel et vice versa.

Les systèmes OFDM sont tous deux incorporés à l'aide de la Transformée de Fourier Rapide et de la Transformée de Fourier Inverse Rapide qui sont les équivalents de IDFT/DFT et sont mathématiquement prouvés être le moyen efficace et le plus simple à mettre en œuvre.

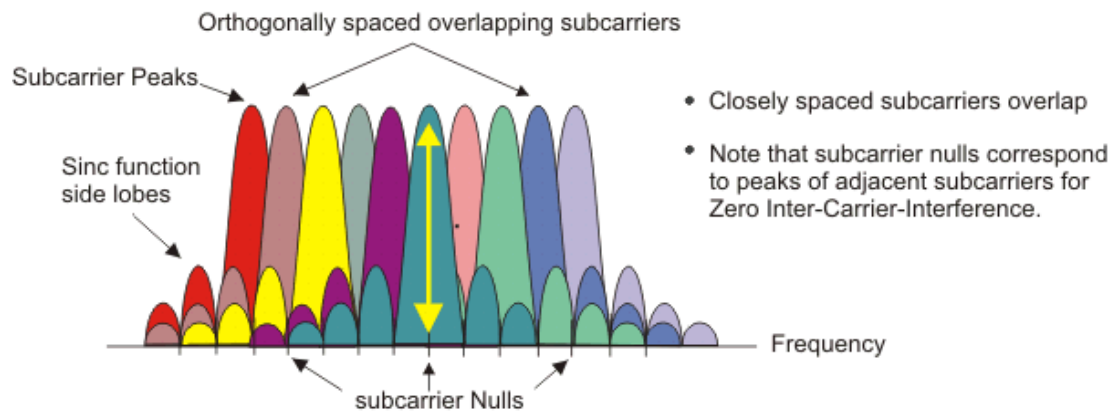
Dans un système OFDM, les données de valeur complexe générées à partir des 16 modulations QAM sont censées être dans un domaine fréquentiel. Ces données valorisées complexes sont données en entrée du bloc IFFT et nous obtiendrons à la sortie des signaux multiplexés modulés qui sont dans le domaine temporel, comme le montre la figure 2.5.

IFFT obtient  $N$  échantillons de données évaluées complexes avec la période de temps  $T$ . Ces signaux modulés sont  $N$  sinusoides orthogonaux où chaque  $N$  valeurs aurait des valeurs de fréquence différentes. La sortie finale du bloc IFFT serait la sommation de tous ces  $N$  échantillons en un seul symbole OFDM. La longueur du symbole OFDM est  $NT$  où  $T$  est la période de symbole d'entrée d'IFFT.

Ce symbole OFDM généré serait envoyé par un canal au destinataire, ou le bloc FFT serait placé. La FFT recevrait des signaux de domaine temporel comme entrée et la convertirait en signaux de domaine fréquentiel comme le montre la Figure 2.6. La sortie du bloc FFT n'est rien d'autre que les données d'entrée fournies au bloc IFFT. Ces données peuvent être utilisées pour la cartographie de la constellation qui formerait réellement un 16QAM [10].

#### 1.3.4. Signal OFDM

Le signal OFDM peut être décrit comme un ensemble de sous-porteuses FDM étroitement espacées. Dans le domaine fréquentiel, chaque sous-porteuse transmise se traduit par un spectre de fonction *sinc* avec des lobes latéraux qui produisent des spectres qui se chevauchent entre les sous-porteuses, voir la figure "Spectres de fréquence du signal OFDM" ci-dessous. Il en résulte une interférence de sous-porteuse sauf à des fréquences espacées orthogonalement. Aux fréquences orthogonales, les pics individuels des sous-porteuses s'alignent tous avec les zéros des autres sous-porteuses. Ce chevauchement d'énergie spectrale n'interfère pas avec la capacité du système à récupérer le signal d'origine. Le récepteur multiplie (c'est-à-dire corrèle) le signal entrant par l'ensemble connu de sinusoides pour récupérer l'ensemble original de bits envoyés.



**Figure 1.7.** Spectre de fréquence d'un signal OFDM.

L'utilisation de sous-porteuses orthogonales permet d'avoir plus de sous-porteuses par bande passante, ce qui se traduit par une augmentation de l'efficacité spectrale. Dans un signal OFDM parfait, l'orthogonalité empêche les interférences entre les porteuses qui se chevauchent. Dans les systèmes FDM, tout chevauchement dans les spectres de signaux adjacents entraînera des interférences. Dans les systèmes OFDM, les sous-porteuses n'interféreront les unes avec les autres qu'en cas de perte d'orthogonalité. Par exemple, une erreur de fréquence entraînera un décalage des fréquences de sous-porteuse de sorte que les zéros spectraux ne seront plus alignés, ce qui entraînera une interférence inter-sous-porteuse [20].

#### 1.4. Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence l'intérêt majeur de l'OFDM dans les systèmes de communication modernes. Nous avons passé en revue les différentes techniques de l'OFDM, en soulignant ses avantages. De plus, nous avons examiné les nombreuses applications de l'OFDM, telles que les réseaux sans fil, les transmissions numériques haut débit et les communications mobiles. Nous avons également décrit le système OFDM dans son ensemble, en détaillant son fonctionnement basé sur la décomposition du signal en sous-porteuses orthogonales. Enfin, nous avons exploré les différentes techniques de modulation utilisées en OFDM, telles que la modulation de phase (PSK) et la modulation en quadrature d'amplitude (QAM). Ces techniques permettent une

transmission efficace des données sur chaque sous-porteuse, en assurant une meilleure utilisation du spectre disponible. L'OFDM représente ainsi une avancée significative dans le domaine des communications, offrant des performances supérieures pour répondre aux besoins croissants en débit et en qualité de transmission.

## 1.5. Références Bibliographiques

- [1] M. Debbah , « introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)» .
- [2] M. L. Doelz, E. T. Heald et D. L. Martin, Binary data transmission techniques for linear Systems, Proceeding IRE, Vol. 45, pp. 656-661, M. 1957.
- [3] G. C. Porter, Error distribution and diversity performance of a frequency differential PSK HF modem, IEEE Transactions on Communications, Vol.COM-16. No. 4, pp.567-575, Aug. 1968.
- [4] R.V. Née & R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Pubshers, 2000.
- [5] P. GALYNA « TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE» ,Mémoire fin d'étude, L'école de technologie supérieure,2003
- [6] S. B. Weinstein et P. M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using The discrète Fourier transform, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No 5, pp. 628-634, Oct. 1971
- [7] « Cours de Réseaux 802.11» université SID MOHAMED BEN ABDALAH 2014/2015
- [8] M. Joindront et A. Glaveux, « Introduction aux Communications Numériques », Collection Pédagogique de Télécommunication, Ellipses, 1995.
- [9] Virginie Dégardin. Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut Débit sur le réseau électrique basse tension. Thèse de doctorat en électronique Université des sciences et technologies de Lille Décembre2002.
- [10] Site web : '<https://www.rapport-gratuit.com/modulation-multi-porteuses-ofdm/>'.
- [15] M. Joindot et A. Glavieux, « Introduction aux Communications Numériques », Collection Pédagogique de Télécommunication, Ellipses, 1995.
- [11] Site web : '<https://www.techtarget.com/searchnetworking/definition/COFDM>'
- [12] Hemant Gavaskar, Sandeep Kumar Agraval, "A Review on Channel Estimation Techniques for MIMO-OFDM in Wireless Systems." (International Journal of Advance Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering , Volume 5, Issue 4 , April 2016).

- [13] Monika, Mahendra Tyagi, “Review on Channel Estimation in MIMO OFDM Wireless System”, (International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Volume 4, Issue 4, April 2017)
- [14] SukhPal Singh, Harmanjot Singh “Review Paper on OFDM –Concepts and Application”(2015 IJEDR, Volume 3, Issue 3, ISSN: 2321-9939)
- [16] Sushil Kumar, I.T.S. “MIMO-OFDM : Technology for high speed Wireless Transmission’ , (BE (E&C)IN 1987 & MTech (CST) in 1989 from UOR Roorkee (IIT Roorkee))
- [17] Site web : ‘<https://www.bollyinside.com/what-is/wiki/vofdm>’
- [18] Site web : ‘[https://www.servicesmobiles.fr/cest\\_quoi\\_le\\_fl-8680](https://www.servicesmobiles.fr/cest_quoi_le_fl-8680)’
- [19] Site web :  
[https://www.eionwireless.com/assets/images/documents/datasheets/EION\\_WP\\_WOFDM\\_Technical.pdf](https://www.eionwireless.com/assets/images/documents/datasheets/EION_WP_WOFDM_Technical.pdf)
- [20] Site web:  
[https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm\\_basicprinciplesoverview.htm](https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm)
- [21] Yosra Mlayeh, Fethi Tlili, Fatma Rouissi, Ilham Ouachani, Adel Ghazel., ‘Performance Evaluation and Analysis of Switching Algorithms in MIMO-OFDM System ith Ideal and Non-Ideal CSI’, Int. J. Communications, Network and System Sciences, 2010.
- [22] Ahmad Zainudin, Amang Sudarsono, I Gede Puja Astawa., ‘Performance Analysis of an OFDM PHY Scheme with Zero Forcing Equalizer Using Software Defined Radio Platform and USRP’, EMITTER International Journal of Engineering Technology, Vol.2, No.1, June 2014.

## **CHAPITRE 02**

**‘Etude des différents canaux  
de transmission’**

,

## **Chapitre 02 :**

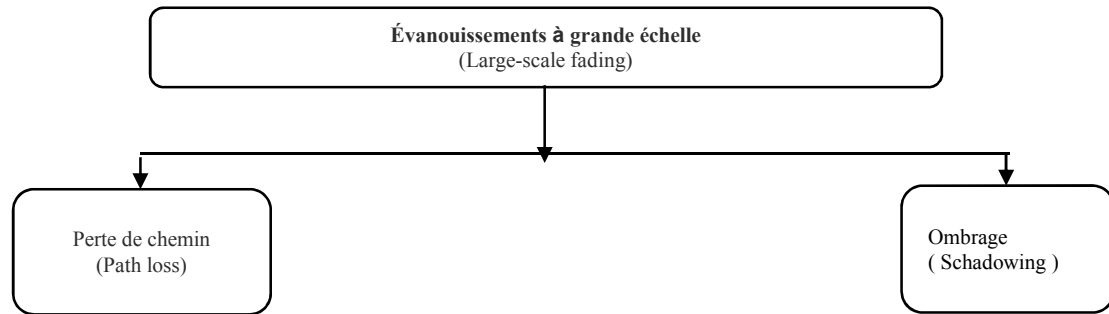
### **Etude des différents canaux de transmission**

#### **2.1. Introduction**

L'analyse des performances des systèmes de communications sans fil ainsi leurs déploiements nécessite une étape de caractérisation des canaux de propagation qu'est considéré comme une phase cruciale [1]. Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles (des bâtiments, des montagnes, des arbres, etc...) ainsi qu'aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples [2]. Cependant nous pouvons citer deux phénomènes d'évanouissement qui sont classés en deux types différents, l'évanouissement à grande et à petite échelle, qui se produit lorsque le mobile se déplace sur une grande distance, elle est causée par la perte de chemin du signal par de grands objets tels que des bâtiments, des terrains intermédiaires et végétation d'autre part, l'évanouissement à petite échelle fait référence à la variation rapide des niveaux de signal due à l'interférence constructive et destructive de multiples trajets de signal (trajets multiples) lorsque la station mobile se déplace sur de courtes distances [3]. Dans ce chapitre nous étudierons les deux effets séparément.

#### **2.2. Modèles de propagation à grande échelle**

L'objectif de ces modèles est de calculer le niveau de signal reçu dans un secteur bien déterminé et spécifique, les modèles sont tous différents dans leurs approches, complexité, exactitude et précision. La plupart de ces modèles sont basés sur l'interprétation systématique des données de mesures obtenues dans des environnements bien déterminés. Les modèles de propagation à grande échelle peuvent être classés selon le type d'environnement de propagation, soit "indoor" et "outdoor".[4]



**Figure 2.1** Types d'évanouissements à grande échelle (*types of large scale fading*)

### **2.2.1. Modèles de propagation "outdoor"**

Parmi les modèles "outdoor" on peut citer :

1. Modèle de Longley-Rice
2. Modèle de Durkin
3. Modèle de Okumura
4. Modèle de Hata

#### **2.2.1.1. Modèle de Longley-Rice**

Le modèle de Longley-Rice s'applique pour les systèmes de communication point à point dans la bande de fréquence de 40 MHz à 100 GHz.

#### **2.2.1.2. Modèle de Durkin**

Edwards et Durkin [4-5] ont présenté une approche classique de prédiction de propagation similaire à celle utilisée par Longley-Rice.

### 2.2.1.3. Modèle de Okumura

Le modèle de Okumura [4-5] est le modèle le plus utilisé pour la prédiction du niveau de signal dans les environnements urbains. Ce modèle s'applique pour la bande de fréquences allant de 150 MHz à 1920 MHz et pour des distances de 1 km à 100 km. Il peut être utilisé pour des hauteurs de stations de base de 30 à 1000 m.

Pour déterminer la perte du trajet en utilisant le modèle de Okumura, on doit tout d'abord déterminer la perte du trajet dans l'espace libre, ensuite on calcule la perte en utilisant la formule suivante [4-5] :

$$L_{50} = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (2.1)$$

Avec  $L_{50}$  étant la valeur moyenne de la perte du trajet de propagation,  $L_F$  la perte dans l'espace libre,  $A_{mu}$  l'atténuation moyenne relative à l'espace libre,  $G(h_{te})$  est le gain dû à la hauteur  $h_{te}$  de l'antenne de la station de base,  $G(h_{re})$  le gain dû à la hauteur  $h_{re}$  de l'antenne de la station mobile et  $G_{AREA}$  est un gain qui dépend du type d'environnement.

### 2.2.1.4. Modèle de Hata

Le modèle de Hata [4-5] est une formulation empirique des graphiques de perte des trajets fournis par Okumura et il est valide pour les fréquences allant de 150 MHz à 1500 MHz. La formule standard, pour le calcul de la perte moyenne du trajet dans les zones urbaines, est donnée par [4-5] :

$$L_{50}(\text{urbain})(dB) = 69,65 + 26,16 \log f_c - 13,82 \log h_{te} - a(h_{re}) \\ + (44,9 - 6,55 \log h_{te}) \log d \quad (2.2)$$

Où  $f_c$  est la fréquence en MHz (de 150 MHz à 1500 MHz),  $h_{te}$  la hauteur effective de l'antenne de station de base (en m),  $h_{re}$  la hauteur effective de l'antenne de station mobile (en m),  $d$  la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur (en km) et  $a(h_{re})$  est un facteur de correction pour les hauteurs effectives des antennes mobiles.

## 2.3. Modèles de propagation "indoor :

Avec l'arrivée des systèmes de communication personnelle (PCS), il y a eu beaucoup d'intérêt pour la caractérisation du canal radio à l'intérieur des bâtiments. Le canal radio mobile "indoor" diffère de canal traditionnel "outdoor" en deux aspects : la zone couverte est beaucoup plus petite et l'environnement change beaucoup pour une séparation des antennes assez faibles. Il a été observé que la propagation à l'intérieur des bâtiments dépend du matériel de construction, du plan et du type de bâtiments.

1. Modèle de perte de trajet Log-distance (Log-distance path Loss Model) [4-5]
2. Modèle de plusieurs points de rupture d'Ericsson (Ericsson Multiple Break point Model) [4-5]
3. Modèle de facteur d'atténuation (Attenuation Factor Model) [4-5]

### 2.3.1. Modèle de perte de trajet Log-distance

La perte du trajet "indoor" se calcule par la formule suivante [4-5] :

$$PL(dB) = PL(d_0) + 10n \log(d/d_0) + X_\sigma \quad (2.3)$$

Où la valeur de  $n$  dépend du type de bâtiment et  $X_\sigma$  représente une variable aléatoire gaussienne en dB, recelant une déviation standard de  $\sigma$  dB.

#### 2.3.1.1. Modèle de plusieurs points de rupture d'Ericsson

Le modèle d'Ericsson a été obtenu suite à des mesures de champs dans un bâtiment à plusieurs étages.

#### 2.3.1.2. Modèle de facteur d'atténuation

Ce modèle a été décrit par Seidel [4-5] et il inclut les effets du type de bâtiment et des variations causées par les obstacles à l'intérieur du bâtiment. Le facteur d'atténuation est donné par [4-5] :

$$\overline{PL}(d)[dB] = \overline{PL}(d_0)[dB] + 10n_{SF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF[dB] \quad (2.4)$$

Où  $n_{SF}$  représente la valeur d'exposant pour les mesures d'un même étage (Same Floor) et FAF, le facteur d'atténuation d'étage (Floor Attenuation Factor). Dans

cette équation,  $F_{AF}$  peut être remplacé par un exposant qui considère déjà les effets de séparation de plusieurs étages [4-5] :

$$\overline{PL}(d)[dB] = \overline{PL}(d_0)[dB] + 10n_{MF} \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.5)$$

Avec  $n_{MF}$  représentant l'exposant de perte du trajet basé sur les mesures à travers plusieurs étages.

## 2.4. Modèles à petite échelle pour les effets multi-trajets

L'évanouissement (Fading) à petite échelle, ou simplement l'évanouissement, est employé pour décrire la fluctuation rapide de l'amplitude d'un signal radio sur une courte période ou sur une courte distance ; de telle sorte que les effets à grande échelle de l'affaiblissement de trajet soient négligés [6].

### 2.4.1. La propagation par trajets multiples

Les trajets multiples dans un canal radio créent des effets d'évanouissement de petite échelle. Les trois effets les plus importants sont [6-7] :

1. Les changements rapides de l'amplitude du signal pendant un petit intervalle de distance ou de temps,
2. La modulation aléatoire de la fréquence due aux effets Doppler sur différents signaux par trajets multiples,
3. La dispersion du temps (les échos) provoquée par les délais de la propagation par trajets multiples.

### 2.4.2. Facteurs influençant l'évanouissement

Beaucoup de facteurs physiques dans la propagation du canal radio influencent l'évanouissement.

#### 2.4.2.1. Propagation multiple

La propagation par trajets multiples prolonge souvent le temps requis de la portion de la bande de base du signal pour atteindre le récepteur qui peut causer l'interférence inter symbole du signal.

### 2.4.2.2. Vitesse du mobile

Le signe de l'effet Doppler peut être positif ou négatif selon que le récepteur mobile s'éloigne ou s'approche de la station de base.

### 2.4.2.3. Vitesse des objets environnants

Si les objets dans le canal mobile sont en mouvement, ils provoquent des variations temporelles de l'effet Doppler sur les composants des trajets multiples.

### 2.4.2.4. Largeur de bande de transmission du signal

Si le signal transmis a une largeur de bande étroite par rapport au canal, l'amplitude du signal changera rapidement, mais le signal ne sera pas faussé en temps.

## 2.4.3. Effet Doppler

Considérons un mobile en mouvement à une vitesse constante  $v$ , le long d'un segment de longueur  $d$  entre le point  $X$  et  $Y$ , alors qu'il reçoit des signaux d'une source  $S$ . La différence de longueur du trajet de l'onde depuis la source  $S$  du mobile au point  $X$  et  $Y$  est  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ , où  $\Delta t$  est le temps requis par le mobile pour se déplacer de  $X$  à  $Y$  et  $\theta$  est supposé le même aux points  $X$  et  $Y$  puisque la source est très loin. La phase dans le signal reçu due à la différence dans les longueurs de trajet est donc

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.6)$$

Et par conséquent, le changement apparent de la fréquence, ou l'effet Doppler, est donné par

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.8)$$

L'équation (2.7) lie l'effet Doppler à la vitesse du mobile et à l'angle spatial entre la direction du mobile et la direction d'arrivée de l'onde. De (2.7), on constate que si le mobile se déplace vers la direction de l'arrivée de l'onde, l'effet Doppler est

positif, et si le mobile s'éloigne de la direction de l'arrivée de l'onde, l'effet Doppler est négatif.

#### 2.4.4. Les paramètres de dispersion du temps et la largeur de bande de cohérence

Les propriétés dispersives du temps des canaux par trajets multiples à large bande sont - généralement mesurées au moyen de la moyenne des délais excessifs  $\bar{\tau}$  et la valeur efficace du délai de propagation  $\sigma_{\tau}$ . La moyenne des délais excessifs est le premier moment du profil de délai de la puissance et est définie comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.8)$$

La valeur efficace du délai de propagation est la racine carrée du deuxième moment central du profil de délai de puissance et est définie par

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\sigma^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.9)$$

Où

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.10)$$

Ces délais sont mesurés relativement au premier signal discernable arrivant au récepteur à  $\tau_0$ . Les équations (2.8) -(2.10) ne sont pas basées sur le niveau de puissance absolu de  $P(\tau)$ , mais seulement sur les amplitudes relatives des composants par trajets multiples dans  $P(\tau)$ . Les valeurs typiques de la valeur efficace du délai de propagation sont de l'ordre des micro-secondes dans des canaux radio mobiles externes et de l'ordre des nanosecondes dans des canaux radio internes [6-7].

Si la largeur de bande de cohérence est définie comme largeur de bande pour laquelle la fonction de corrélation de fréquence est supérieure à 0.9, alors la largeur de bande de cohérence est approximativement

$$B_c \approx \frac{1}{50G_r} \quad (2.11)$$

Si la définition est modérée de telle sorte que la fonction de corrélation de fréquence soit supérieure à 0.5, alors la largeur de bande de cohérence est approximativement donnée par

$$B_c \approx \frac{1}{50G_r} \quad (2.12)$$

#### 2.4.5. L'étalement Doppler et le temps de cohérence

L'effet Doppler et le temps de cohérence sont des paramètres qui décrivent la nature variable dans le temps du canal dans une région de petite taille. L'étalement de Doppler,  $B_D$ , est une mesure de l'élargissement spectral causée avant que le taux de changement du canal radio mobile soit défini pour la gamme des fréquences au-dessus desquelles le spectre reçu de Doppler est essentiellement différent de zéro.

L'effet Doppler et le temps de cohérence sont inversement proportionnels.

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.13)$$

Le temps de cohérence est la durée pour laquelle deux signaux reçus présentent de fortes possibilités pour la corrélation d'amplitude.

Si le temps de cohérence est défini comme le temps où la fonction de corrélation de temps est supérieure à 0.5, alors le temps de cohérence est approximativement égal à

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.14)$$

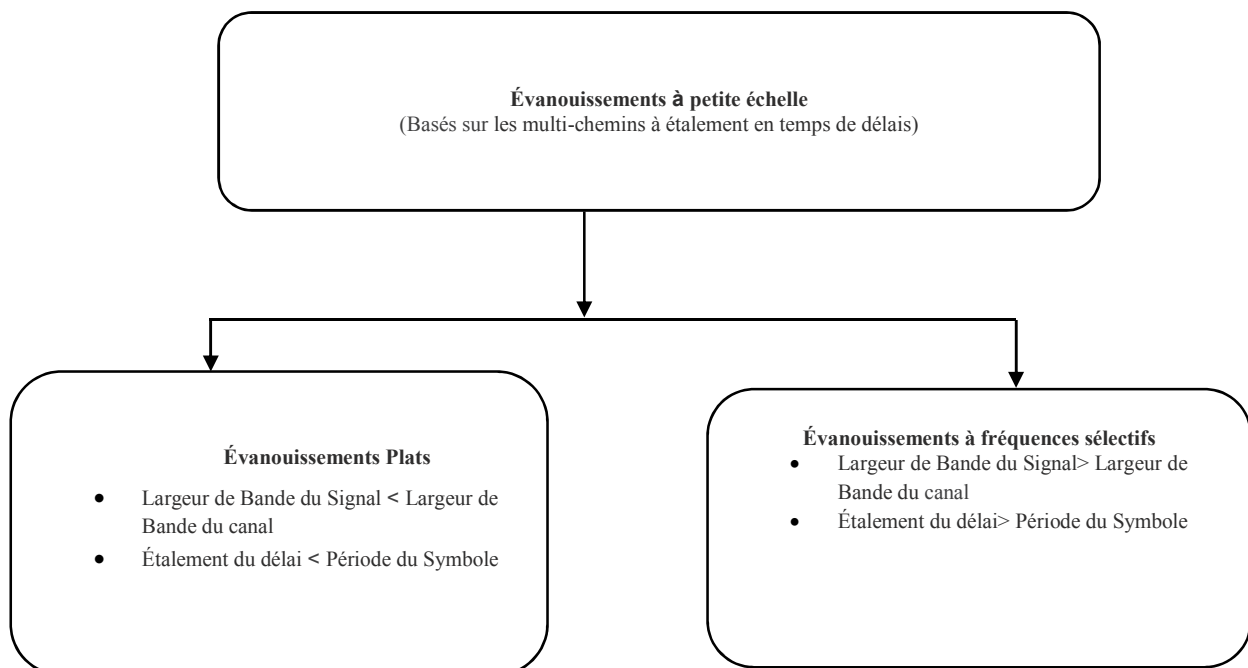
Où  $f_m$  est le décalage Doppler maximum. En pratique, un principe de base pour la communication numérique moderne consiste à définir le temps de cohérence comme moyenne géométrique de l'équation ci-dessus

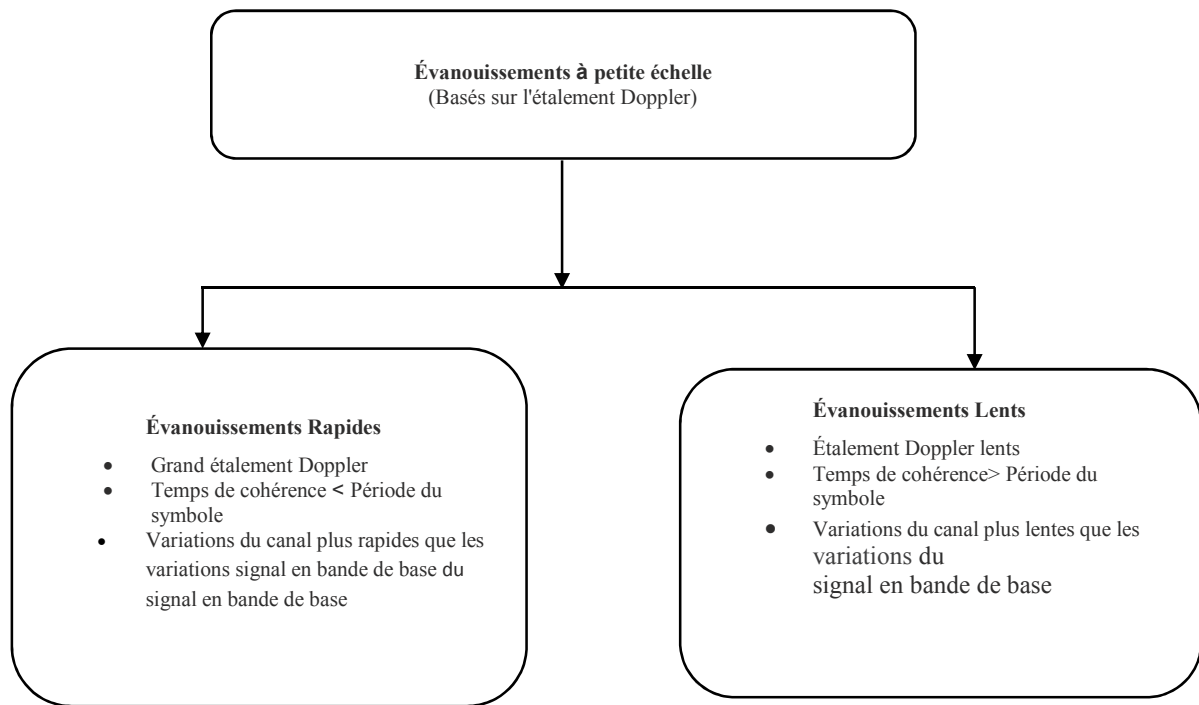
$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} \approx \frac{0,423}{f_m} \quad (2.15)$$

La définition du temps de cohérence implique que deux signaux arrivant avec une séparation de temps plus grande que  $T_c$  seront affectés différemment par le canal.

#### 2.4.6. Types d'évanouissement

Les types d'évanouissement rencontrés par un signal propagé dans un canal radio mobile dépendent de la nature du signal transmis et des caractéristiques du canal. Selon la relation entre les paramètres du signal (largeur de bande, période du symbole, etc. ...) et les paramètres du canal (valeur efficace du délai de propagation et étalement de Doppler), les différents signaux transmis subiront différents types d'évanouissement. La dispersion en temps et les mécanismes de dispersion en fréquence mènent à quatre effets distincts possibles (voir la figure 2.2) qui se manifestent selon la nature du signal transmis, du canal, et de la vitesse. Dans le cas de trajets multiples le délai de propagation caractérise l'évanouissement comme étant sélectif ou plat en fréquence. Quant à l'effet Doppler, il détermine la rapidité de l'évanouissement.





**Figure 2.2.** Types d'évanouissement à petite échelle [6-8].

## 2.5. Conclusion

Ce chapitre a présenté en détail les différents types et catégories de canaux de transmission, en se concentrant sur les modèles d'intérieur (indoor) et d'extérieur (outdoor). De plus, nous avons étudié les paramètres clés utilisés pour caractériser les canaux de transmission. Nous avons également exploré les différents types d'évanouissement, tels que l'évanouissement plat, l'évanouissement sélectif en fréquence (Fading) et l'évanouissement sélectif en temps (Multipath Fading), en analysant leurs effets sur la qualité de la transmission. En comprenant les différentes caractéristiques des canaux de transmission et les phénomènes d'évanouissement associés, nous sommes mieux préparés pour concevoir des systèmes de communication résilients et efficaces, adaptés à un large éventail d'environnements de propagation.

## 2.6. Références Bibliographiques

- [1] Nada Bel-Haj-Maati ‘Modélisation 3D du canal de propagation massive MIMO en environnement outdoor,’ Thèse de Doctorat, 'Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique Bretagne Pays de la Loire, 2020.
- [2] Abdelkhalek BAOUNI Bel-Haj-Maati ‘Estimation de Canal à Évanouissement Rapide Utilisant le Modèle d’Expansion sur Bases Orthogonales (BEM) dans les Systèmes OFDM,’ Thèse de doctorat ‘Université frères Mentouri Constantine,’ 2018
- [3] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, ‘MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB’, 2010, Wiley.
- [4] Ali JEMMALI ‘Modélisation et émulation des canaux de propagation des systèmes massive MIMO,’ Maitrise en génie électrique, 'Ecole technologie supérieure Université de Québec’, 2004.
- [5] Rappaport, T. S. (1999). ‘Wireless communications principles and practice (Repr. with corrections ed.). Upper Saddle River, N.J. : Prentice-Hall.
- [6] Messaoud Ahmed OUAMEUR, ‘Modélisation et estimation de canaux pour les communications sans fil, 2010,’ Maitrise en génie électrique, 'Université de Québec à Trois-Rivières’, 2002.
- [7] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles & Practice, Prentice Hall, 1996.
- [8] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd edition, McGraw-Hill, 1995.

## **CHAPITRE 03**

# **‘Etude des différentes techniques d’égalisation du canal’**

,

## Chapitre 3 :

### Etude des différentes techniques d'égalisation du canal

#### 3.1. Introduction

Généralement, dans tous les systèmes de communication et compris le système OFDM, le signal transmis est souvent altéré par les caractéristiques du canal de transmission. Afin de récupérer le signal transmis, un estimateur de canal est placé au niveau du récepteur dont le rôle est d'estimer les effets du canal et de les compensés au niveau du récepteur. Dans le signal OFDM, chaque sous-porteuse est vue comme un canal indépendant, à condition que les interférences entre porteuses ne se produisent pas préservant ainsi l'orthogonalité entre les sous-porteuses. L'orthogonalité permet d'exprimé le signal reçu comme le produit entre la réponse fréquentielle du canal de transmission et le signal transmis au sous porteuses. Par conséquent, le signal transmis peut être restitué par l'estimation de la réponse du canal à chaque sous porteuse [1,2,3].

Des techniques d'estimation basées sur l'utilisation de symboles pilote connus par l'émetteur et le récepteur, et qui utilise différentes techniques d'interpolation pour estimer la réponse des sous porteuses entre les harmoniques pilote. D'autres techniques basées sur le filtrage adaptatif et qui opèrent dans le domaine temporel. Le choix de la techniques d'estimation est régie par différentes conditions tels que, la nature du canal de transmission, la complexité de calcule, les performances requises.....etc [1, 2, 3].

Le chapitre aborde également l'étude des techniques d'égalisation fréquentielle et temporelle adaptative.

### 3.2. Filtrage Numérique [4]

En traitement du signal, la fonction d'un filtre est de supprimer les parties indésirables du signal, telles que le bruit aléatoire, ou d'extraire les parties utiles du signal, telles que les composantes comprises dans une certaine plage de fréquences.

Le schéma fonctionnel de la figure 3.1 montre le principe de base



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

Il existe deux principaux types de filtres, analogiques et numériques, ils sont assez différents dans leur constitution physique et dans leur fonctionnement.

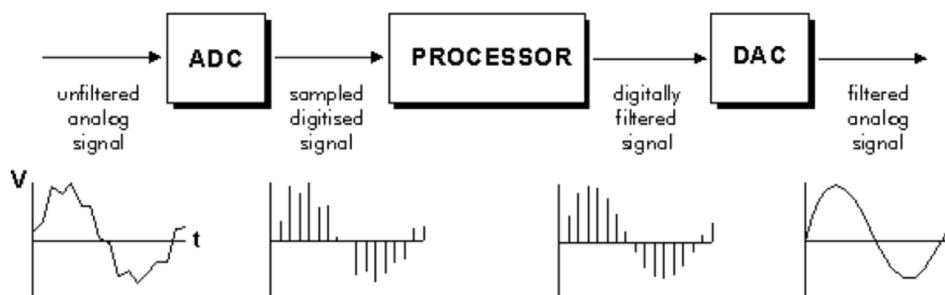
Un filtre analogique utilise des circuits électroniques analogiques constitués de composants tels que des résistances, des condensateurs et des amplificateurs opérationnels pour produire l'effet de filtrage requis. De tels circuits de filtrage sont largement utilisés dans des applications telles que la réduction du bruit, l'amélioration du signal vidéo, les égaliseurs graphiques dans les systèmes hi-fi et de nombreux autres domaines.

Il existe des techniques standard bien établies pour concevoir un circuit de filtrage analogique pour une exigence donnée. À toutes les étapes, le signal filtré est une tension ou un courant électrique qui est l'analogie directe de la grandeur physique impliquée.

Un filtre numérique utilise un processeur numérique pour effectuer des calculs numériques sur des valeurs échantillonnées du signal. Le processeur peut être un ordinateur à usage général tel qu'un PC, ou une puce DSP spécialisée.

Le signal d'entrée analogique doit d'abord être échantillonné et numérisé à l'aide d'un CAN. Les nombres binaires résultants, représentant des valeurs échantillonnées successives du signal d'entrée, sont transférés au processeur, qui effectue sur eux des calculs numériques. Ces calculs impliquent généralement de multiplier les valeurs d'entrée par des constantes et d'additionner les produits. Si nécessaire, les résultats de ces calculs, qui représentent maintenant des valeurs échantillonnées du signal filtré, sont sortis via un DAC (convertisseur numérique-analogique) pour reconverter le signal sous forme analogique.

Notez que dans un filtre numérique, le signal est représenté par une séquence de nombres, plutôt que par une tension ou un courant. Le figure 3.2 montre la configuration de base d'un tel système.



**Figure 3.2.** Configuration de base d'un filtre numérique.

### 3.2.1. Les avantages des filtres numériques [5]

Les avantages du filtrage numérique sont nombreux. La plus évidente sont :

1. Les filtres numériques nécessitent moins de matériel, car ils sont effectués sur un processeur.
2. Ils sont très polyvalents et applicables dans n'importe quel système avec un processeur. Ils présentent un coût faible, et ne nécessitent pas un matériel supplémentaire qui présente les inconvénients supplémentaires d'être affecté par des facteurs externes tels que la température, l'humidité et l'usure générale.

3. Des filtres avancés et spécialisés peuvent être appliqués aux données, tant que la puissance de traitement existe pour exécuter les méthodes de filtrage.
4. Les filtres numériques sont programmables par logiciel, ce qui les rend faciles à afficher et à tester.
5. La possibilité de programmer et de prototyper rapidement des filtres numériques contribue également à leur polyvalence.

### 3.3. Estimation et égalisation du canal dans les systèmes OFDM [1, 6, 7]

#### 3.3.1. Techniques d'estimation fréquentielles

Ces méthodes sont basées sur l'utilisation des pilotes placés au niveau de l'émetteur, et connus par l'émetteur et le récepteur. Les pilotes sont insérés, selon différents arrangements, dans le signal à la sortie du modulateur PSK/QAM avant d'être transformé en utilisant la transformée de fourier inverse.

Il existe trois structures de pilote qui dépend directement de l'arrangement de ces derniers. Dans ce mémoire nous nous intéressons principalement au deux types les plus utilisés.

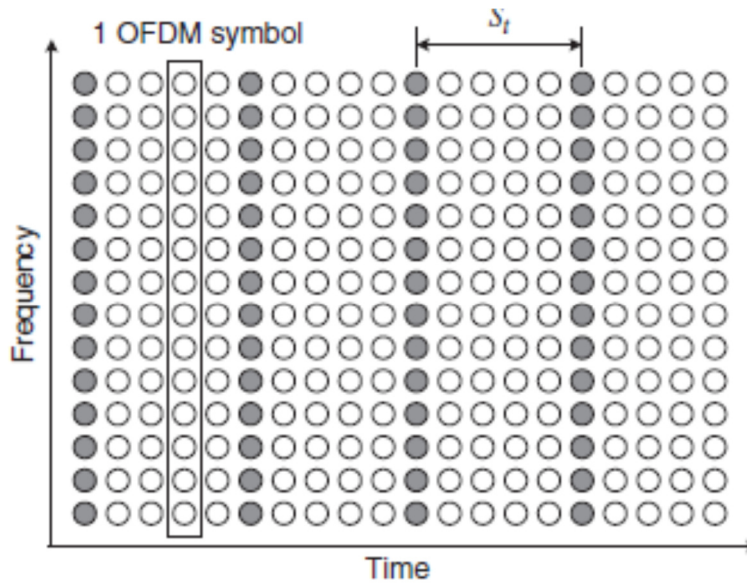
#### 3.3.2. Type de bloc

L'arrangement des pilotes de type bloc, montré dans la figure 3.3, consiste à transmettre des symboles OFDM avec des pilotes insérés dans toutes les sous porteuses d'une façon périodique pour permettre l'estimation du canal.

Dans ce type d'arrangement le processus de l'estimation est suivie par une interpolation dans le domaine temporel permettant l'estimation du canal le long de l'axe du temps. Pour assurer le suivi de la variation des caractéristiques du canal, les pilotes doivent être placés en respectant le temps de cohérence qui est définie comme l'inverse de la fréquence de Doppler dans le canal. La période des symboles pilotes doit satisfaire l'inégalité donnée par :

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (3.1)$$

Où  $S_t$  est la période des harmoniques pilote.



**Figure 3.3.** Arrangement des pilotes de type de bloc.

Cette structure de pilote est préconisée aux canaux à sélectivité fréquentielle, car les pilotes sont insérés dans toutes les sous porteuses.

### 3.3.3. Type de peigne

Dans l'arrangement de type peigne, les harmoniques pilote sont insérés au sous porteuses de chaque symbole OFDM à des positions espacés d'une façon périodique. Par conséquent, l'interpolation dans ce type d'arrangement est effectuée dans le domaine fréquentielle pour permettre l'estimation du canal selon l'axe des fréquences. Afin de suivre les changements des caractéristiques du canal sélectif en fréquence, les harmoniques pilote doivent être placés en respectant la bande de cohérence  $S_f$  qui est définie comme l'inverse de la dispersion du retard maximale  $\sigma_{\max}$ . La largeur de bande de cohérence  $S_f$  est définie comme l'inverse de la dispersion du retard maximale  $\sigma_{\max}$  et satisfait la condition suivante :

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{\max}} \quad (3.2)$$

Ce type d'arrangement est préférable pour les canaux à évanouissement rapide, mais non pas pour les canaux sélectifs en fréquence.

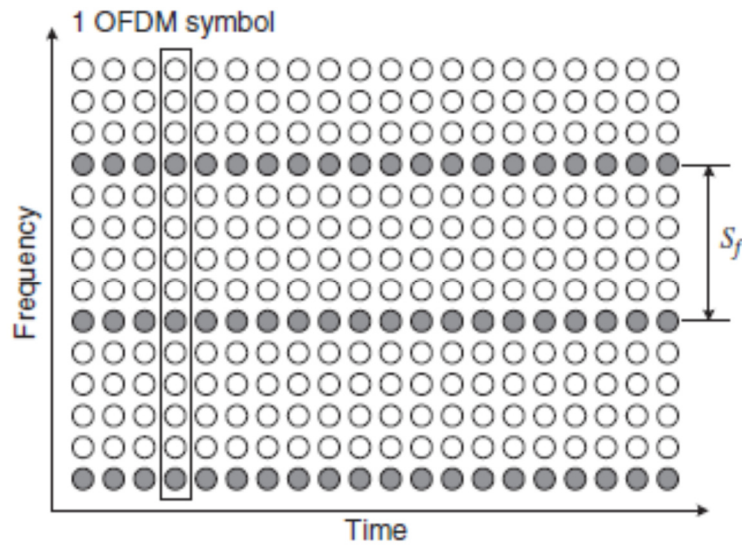


Figure 3.4. Arrangement des pilotes de type de peigne.

### 3.4. Les techniques d'estimations

Différents types d'estimateurs sont utilisés pour estimer la réponse du canal multi-trajets afin d'effectuer l'égalisation du canal dans les systèmes de transmission OFDM.

#### 3.4.1. L'estimateur LS [8]

L'estimateur du moindre carré (En anglais : Least square (LS)) est une technique d'estimation simple, opérant dans le domaine fréquentiel. Soit  $X$  l'entrée du bloc IFFT et  $Y$  la sortie du FFT, du transmetteur OFDM.  $H$  est le vecteur de la réponse fréquentielle du canal de transmission et  $Z$  le vecteur du bruit.

On note  $\text{var}[X_k] = \sigma_x^2$  et  $\text{var}[Z_k] = \sigma_z^2$  où  $k = 0, 1, \dots, N - 1$  et  $E\{[Z_k]\} = 0$ .

On a la relation suivante :

$$Y = \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ \vdots \\ Y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_1 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & X_{N-1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ \vdots \\ H_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ \vdots \\ Z_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

D'une façon plus simple, l'équation (3.3) peut être exprimé sus forme matricielle comme suit :

$$Y = XH + Z \quad (3.4)$$

Le principe de base de l'estimateur LS consiste en la minimisation de la fonction du cout suivante :

$$J(\hat{H}) = |Y - X\hat{H}|^2 \quad (3.5)$$

$$= (Y - X\hat{H})^H (Y - X\hat{H}) \quad (3.6)$$

$$= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - \hat{H}^H X^H X - \hat{H}^H X^H X\hat{H} \quad (3.7)$$

Ou l'indice  $(\cdot)^H$  indique la transposé Hermitienne.

Pour déterminer le minimum de la fonction du cout  $J(\hat{H})$ , nous appliquons la fonction gradient qui consiste à dérivé la fonction du cout par rapport à  $\hat{H}$ , et nous cherchons la valeur de  $\hat{H}$  qui rend cette dérivé égale à 0, d'où :

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial(\hat{H})} = 0 \quad (3.8)$$

$$= -2(X^H Y)^* - 2(X^H X\hat{H})^* = 0 \quad (3.9)$$

D'où

$$\hat{H} = \frac{X}{X} \quad (3.10)$$

L'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$\text{MSE}_{\text{LS}} = \frac{\sigma_Z^2}{\sigma_X^2} \quad (3.11)$$

Il est clair d'après l'équation (3.11), que l'erreur quadratique moyenne est proportionnelle à l'inverse du rapport signal sur bruit, ce qui signifie qu'elle sensible

au bruit dans le canal, plus ce dernier augmente plus l'erreur augmente. Le point fort de cette méthode est sa simplicité d'implémentation.

### 3.4.2. L'estimateur MMSE [9]

L'estimateur MMSE (En anglais : Minimum mean square error (MMSE)), c'est un estimateur qui permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne. Il emploie les statistiques du second ordre du canal de transmission pour minimiser le MSE. Dénotons par  $R_{hh}$ ,  $R_{HH}$  et  $R_{YY}$  les matrices de covariance de  $h$ ,  $H$  et  $Y$  respectivement, et par  $R_{hY}$  la matrice d'intercorrélation entre  $h$  et  $Y$ . Aussi, nous dénotons par  $\sigma_Z^2$  la variance du bruit. Nous supposons que le vecteur du canal  $h$  et le bruit  $Z$  sont incorrélés, on en déduit que

$$R_{HH} = E\{H\hat{H}\} = E\{(Fh)(Fh)^H\} = FR_{gg}F^H \quad (3.12)$$

$$R_{gY} = E\{hY^H\} = E\{h(XFh + Z)^H\} = R_{gg}F^HX^H \quad (3.13)$$

$$R_{YY} = E\{YY^H\} = XFR_{gg}F^HX^H + \sigma_Z^2I_N \quad (3.14)$$

Nous supposons que  $R_{gg}$ , ainsi  $R_{HH}$  et  $\sigma_N^2$  sont connus par le récepteur. L'estimateur MMSE de  $h$  est donné par

$$\hat{h}_{MMSE} = R_{hY}R_{YY}^{-1}Y \quad (3.15)$$

Notons que  $h$  est gaussien,  $\hat{h}_{MMSE}$  n'est pas nécessairement un estimateur MMSE, mais il est encore le meilleur estimateur dans le sens du moindre erreur moyen carré. Enfin, il est calculé par

$$\hat{H}_{MMSE} = F\hat{h}_{MMSE} = F[(F^HX^H)^{-1}R_{hh}^{-1}\sigma_Z^2 + XF]^{-1}Y \quad (3.16)$$

$$= FR_{gg}[(F^HX^H XF)^{-1}\sigma_Z^2 + XF]^{-1}Y \quad (3.17)$$

$$= FR_{gg}[(F^HX^H XF)^{-1}\sigma_Z^2 + R_{hh}]F^{-1}\hat{H}_{LS} \quad (3.18)$$

$$= R_{HH}[R_{HH} + \sigma_Z^2(XX^H)^{-1}]^{-1}\hat{H}_{LS} \quad (3.19)$$

L'estimateur MMSE présente des performances meilleures que celles de l'estimateur LS, spécialement pour les cas de faible SNR. D'autre part, l'estimateur MMSE présente une complexité de calcul importante, et qui provient particulièrement lorsque l'inversion de la matrice est nécessaire pour chaque nouveau symbole  $X$  émet.

### 3.5. Méthode d'estimation temporels [10]

Les méthodes d'estimation temporelles, permettent une estimation du canal de transmission dans le domaine temporel. Ils sont généralement des techniques adaptatives qui exploitent les algorithmes récursifs basé sur l'algorithme LMS est ces variantes.

#### 3.5.1. Algorithme LMS

L'algorithme adaptative LMS est montrée dans la figure 3.5, il est formé d'un ensemble d'équations utilisées pour l'ajustement du vecteur du filtre  $\mathbf{w}_k$  d'une façon automatique afin de minimiser le signal de l'erreur  $e_k$  de tels sorte que le vecteur de filtre converge itérativement à la solution optimale de Wiener  $\mathbf{w}^o$ . L'algorithme LMS mise à jour le vecteur du filtre comme suit :

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu e_k \mathbf{u}_k^H \quad (3.20)$$

Où  $\mu$  est le paramètre de pas d'adaptation permettant le contrôle de la convergence et la stabilité de l'algorithme.  $\mathbf{w}_k = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$  et  $\mathbf{u}_k = [u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-N+1}]^T$  est le vecteur du filtre du signal d'entrée à l'instant d'échantillon  $k$ .

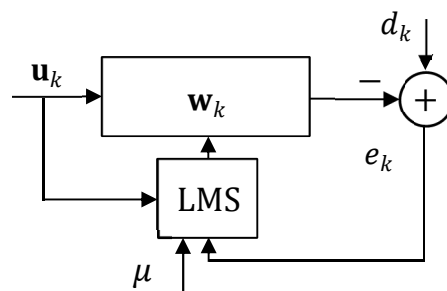


Figure 3.5. Filtrage adaptatif basé sur l'algorithme LMS.

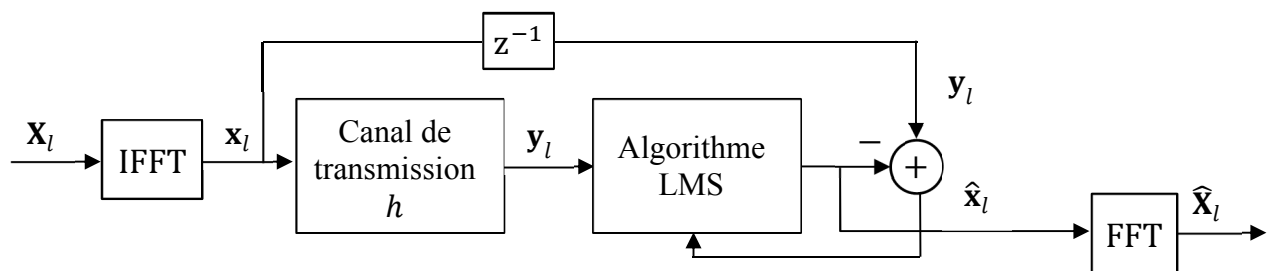
$$e_k = d_k - \sum_{i=0}^{N-1} w_k \times u_k \quad (3.21)$$

### 3.5.1.1. Egalisation inverse du canal dans le système OFDM [10, 11]

L'une des applications les plus importantes du filtrage adaptatif est l'égalisation inverse (ou modélisation inverse), où le filtre adaptatif est mis en cascade avec le système inconnu comme est montré dans la figure 3.6.

Le signal désiré  $d_k$  est retardé par  $L$  échantillons du signal d'entrée  $x_k$  en utilisant une unité de retard  $z^{-L}$  pour compenser le retard total de la propagation à travers le système inconnu, qui est dans notre cas le canal de transmission et le filtre adaptatif. Un bon retard permet au filtre adaptatif de converger au filtre causal qui est l'inverse du système inconnu. Par conséquent, le filtre adaptatif égalise le système inconnu pour restaurer la version retardée  $x_{k-L}$  à la sortie du filtre adaptatif.

Dans le cas de l'égalisation de canal dans les systèmes OFDM, le signal désiré est prédéfini et il correspond à des séquences ajoutées au signal transmis appelées séquences d'apprentissage.



**Figure 3.6.** Egalisation inverse du canal dans un système OFDM basée sur l'algorithme LMS.

### 3.6. Mesure de performances

#### 3.6.1. Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire (En anglais : binary error rate (BER)) est une mesure de performance couramment utilisée pour évaluer la qualité des systèmes de communication numérique, y compris les systèmes (OFDM).

Le BER quantifie le taux auquel les erreurs se produisent dans les données binaires reçues où les symboles démodulés sont comparés aux symboles transmis d'origine pour déterminer l'apparition d'erreurs. Les symboles reçus sont comparés bit à bit aux symboles transmis correspondants, et le BER est exprimé dans l'équation (3.22) comme le rapport du nombre d'erreurs sur les bits au nombre total de bits transmis. Il est représenté sous la forme d'une valeur décimale entre 0 et 1, ou il peut être exprimé sous forme de pourcentage en multipliant la valeur décimale par 100.

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total des bits}} \quad (3.22)$$

### 3.7. Conclusion

Ce chapitre a exploré différentes techniques d'égalisation de canal dans les systèmes OFDM, notamment la technique de l'estimation des moindres carrés (LS), la technique de l'estimation du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) et la technique d'égalisation temporelle adaptative basée sur l'algorithme LMS. Ces techniques d'égalisation jouent un rôle crucial dans la réduction des effets indésirables du canal de transmission, tels que la distorsion du signal et l'interférence inter-symbole (ISI). La méthode LS permet d'obtenir une estimation directe des coefficients d'égalisation, tandis que la méthode MMSE améliore la performance. Enfin, l'égalisation temporelle adaptative basée sur l'algorithme LMS offre une solution dynamique qui s'ajuste aux variations du canal en temps réel. Ces techniques d'égalisation de canal sont essentielles pour garantir une transmission fiable et de haute qualité dans les systèmes OFDM, en améliorant la capacité à récupérer les données précisément et efficacement.

### 3.8. Références bibliographiques

- [1] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang., 'MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB', 2010, John Wiley & Sons.
  
- [2] Cimini, L.J. (1985) Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing. IEEE Trans. Commun., **33**(7), 665–675.
  
- [3] Van de Beek, J.J., Edfors, O., Sandell, M. et al. (July 1995) On channel estimation in OFDM systems. IEEE VTC'95, vol. 2, pp. 815–819.
  
- [4] Introduction to digital filters, University of California. Web Site: [https://123.physics.ucdavis.edu/week\\_5\\_files/filters/digital\\_filter.pdf](https://123.physics.ucdavis.edu/week_5_files/filters/digital_filter.pdf).
  
- [5] By Sabrina Miller., 'Analog vs. Digital Filtering of Data', ECE Senior Capstone Project 2020 Tech Notes. Site Web: [https://sites.tufts.edu/eesenior/designhandbook/files/2020/05/Miller\\_MaxBlueGreen\\_Tech-note.pdf](https://sites.tufts.edu/eesenior/designhandbook/files/2020/05/Miller_MaxBlueGreen_Tech-note.pdf)
  
- [6] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A. (2002) Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. IEEE Trans. on Broadcasting, **48**(3), 223–229.
  
- [7] Van Nee, R. and Prasad, R. (2000) OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers.
  
- [8] Rahni Lyes, Dris Yamina, Menguellati Smail. 'Evaluation des performances de la transmission OFDM avec égalisation LS et MMSE', Mémoire de Master, Université de Blida 1, Institutue d'aéronautique et des études spatiale, département navigation aérienne, 2015.
  
- [9] Yushi Shen and Ed Martinez. 'Channel Estimation in OFDM', Application Note, freescal semiconductor, 2006.
  
- [10] Kong-Aik Lee, Woon-Seng Gan, Sen M. Kuo., 'Subband Adaptive Filtering Theory and Implementation', 2009, John Wiley & Sons, Ltd.
  
- [11] B. Widrow and E. Walach, Adaptive Inverse Control , Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1996.

# **CHAPITRE 04**

**‘Simulations et discussions’**

## **Chapitre 04 :**

### **Simulations et discussions**

#### **4.1. Introduction**

Dans ce chapitre, nous approfondissons la simulation et l'analyse d'un système (OFDM), en nous concentrant sur la mise en œuvre de trois techniques d'estimation différentes : les moindres carrés (LS), l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) et la technique adaptative (LMS). L'objectif principal de cette étude est de mener une analyse comparative de ces techniques d'estimation dans diverses conditions, en évaluant leurs performances et leur efficacité à atténuer le BER du système OFDM.

Nous allons simuler un système OFDM et comparer les performances des techniques d'estimation LS, MMSE et LMS dans différentes conditions. Nous examinerons des scénarios avec différents niveaux de bruit, d'interférence et de conditions de canal et techniques de modulation, pour évaluer la robustesse et l'efficacité de chaque technique. Grâce à notre analyse comparative, nous visons à mieux comprendre les forces et les limites de ces techniques d'estimation.

#### **4.2. Implémentation d'un système OFDM avec égalisation inverse**

Dans cette section nous présentons l'implémentation d'un système OFDM avec égalisation inverse du canal.

Le processus de l'égalisation est basé sur l'utilisation de pilotes inséré dans le signal au niveau de l'émetteur. Les pilotes sont insérés selon le mode Comb-Type, ce qui permet d'assurer de bon performances en terme d'estimation et d'égalisation inverse du canal.

Le but des simulations est l'implémentation du systèmes OFDM en utilisant différents techniques d'égalisation dans le domaine fréquentiel à savoir : le LS et le MMSE ainsi que la méthode d'égalisation dans le domaine temporel LMS.

Les performances de ces techniques seront comparés pour différents niveaux du rapport signal sur bruit (RSB) et différentes techniques de modulation tels que le BPSK, le QPSK, le 16QAM et le 64 QAM.

Les paramètres des simulations sont présentés dans le tableau 4.1.

Les simulations sont effectuées en utilisant en premier lieu une source binaire aléatoire, puis nous passons aux simulation en utilisant des images.

Le canal de communication utilisé est effet d'évanouissement de type Rayleigh, et sa réponse impulsionnelle est de longueur  $L = 6$ .

<b>Table 01.</b> Paramètres des simulations.	
Largeur fréquentielle du canal	20 MHz
La longueur de la FFT ( $N_{FFT}$ )	1024
Les types de modulations	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
RSB	(05, 10, 15, 20, 25, 30) dB
Le longueur du préfix cyclique CP	64.
Nombre des pilotes utilisées	128
Nombre des données	896
Nombre de trames OFDM	10

### 4.3. Simulation du système OFDM

#### 4.3.1. Egalisation inverse du canal en utilisant la technique LS

Elle est résumée par les étapes suivantes :

L'estimation de la réponse fréquentielle du canal

$$\hat{H}_{eLS} = \frac{Y_p}{X_p} \quad (4.1)$$

Où :  $\hat{H}_{eLS}$  est l'estimation de la réponse fréquentielle du canal.

$Y_p$  : Le signal reçu aux harmoniques correspondants aux pilotes.

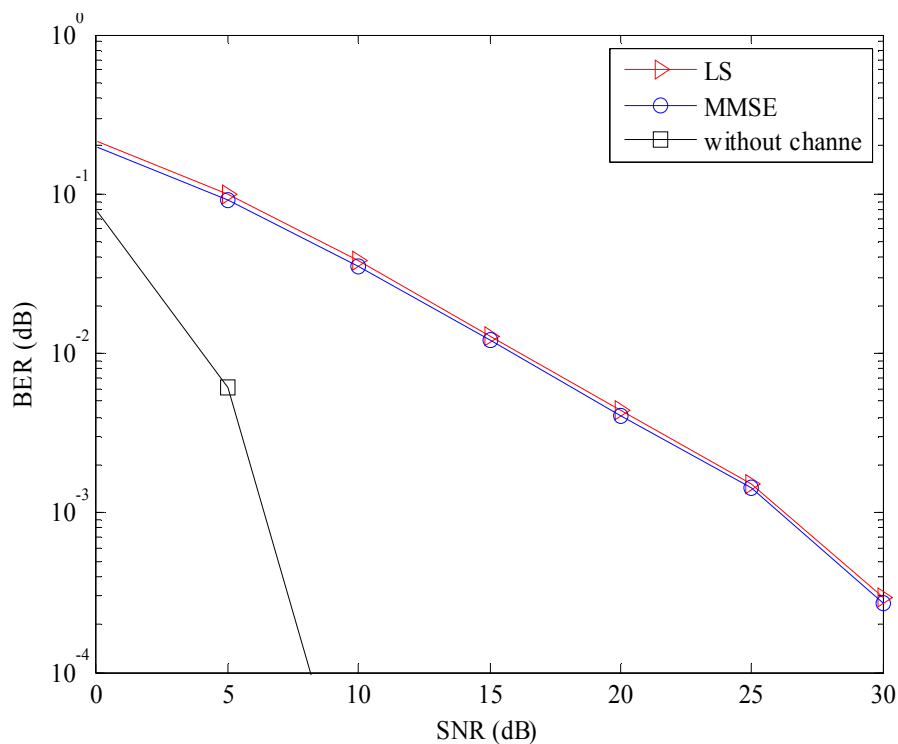
$X_p$  : Le signal transmis aux harmoniques correspondants aux pilotes.

La réponse fréquentielle du canal  $H$  est de longueur égale à  $N_{FFT}$ , qui est supérieur à celle de  $\hat{H}_{eZF}$  et égale au nombre des pilotes ( $N_{Pilotes} < N_{FFT}$ ). Pour qu'on puisse effectuer l'égalisation inverse,  $\hat{H}_e$  doit être interpolé pour obtenir la réponse fréquentielle  $\hat{H}_{ZF}$  de longueur  $N_{FFT}$ , convenable à l'égalisation inverse du signal  $Y$ .

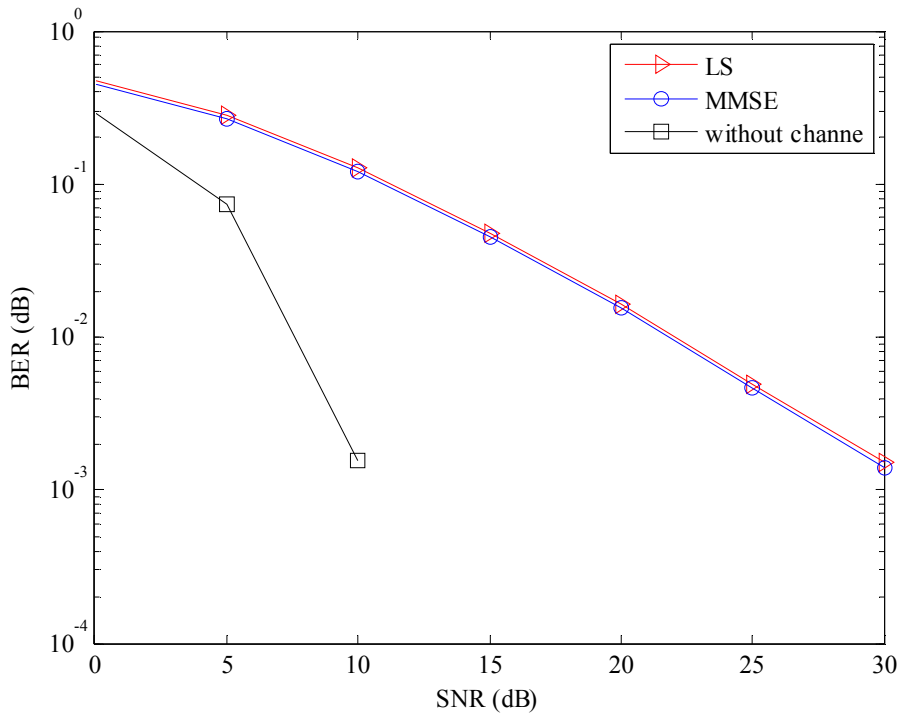
L'égalisation est faite comme suit :

$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}_{ZF}} \quad (4.2)$$

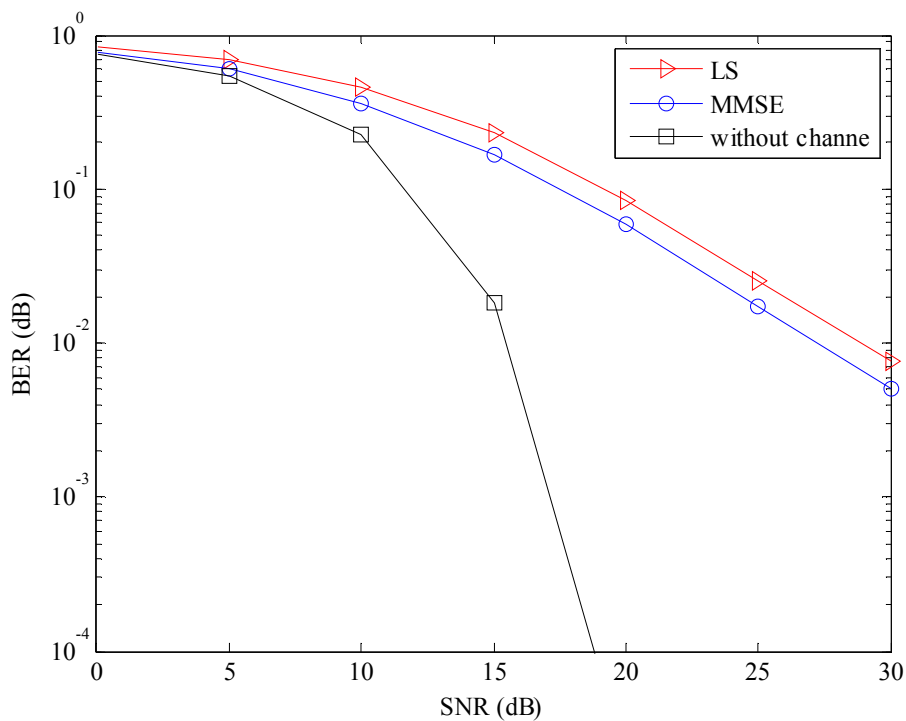
Ces opérations sont effectuées pour chaque trame OFDM.



**Figure 4.1.** Comparaisons des BER des techniques d'estimation de canal LS et MMSE pour une modulation BPSK et pour différents niveaux du SNR.



**Figure 4.2.** Comparaisons des BER des techniques d'estimation de canal LS et MMSE pour une modulation QPSK et pour différents niveaux du SNR.



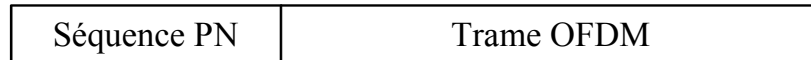
**Figure 4.3.** Comparaisons des BER des techniques d'estimation de canal LS et MMSE pour une modulation 16-QAM et pour différents niveaux du SNR.

#### 4.3.1.1. Interprétation des résultats

Il est clair d'après les résultats obtenus et montrés dans les figures 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 et 4.6 que le BER correspondant à la technique MMSE et le meilleur comparativement à la technique LS, et cela pour les différentes techniques de modulation considérées.

#### 4.3.2. Egalisation inverse du canal en utilisant l'algorithme LMS

L'égaliseur LMS est implémenté conformément à la figure 3.6 du chapitre 3. Une séquence temporelle pseudo aléatoire (En anglais : pseudo noise sequence (PN)) est ajouté à la trame OFDM et prend place du préfix cyclique comme est présenté dans la figure 4.7.



**Figure 4.7.** Structure du signal OFDM avec une séquence PN.

Le filtre adaptatif opère sur la séquence PN, et la réponse impulsionnelle trouvé est utilisé pour égalisé la trame OFDM.

Elle est résumée par les étapes suivantes :

$$\mathbf{u}_k = [y_{PN}(k), y_{PN}(k-1), \dots, y_{PN}(k-N_{PN}+1)]^T \quad (4.2)$$

$$e_k = PN_{k-1} - \sum_{k=0}^{N_{PN}-1} w_k^T \times u_k \quad (4.3)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu e_k \mathbf{u}_k^H \quad (4.4)$$

La valeur optimale du filtre trouvée après convergence  $\mathbf{w}^o$

Soit  $\mathbf{s}$  la trame OFDM. L'égalisation du canal est faite comme suit :

$$\mathbf{s}_{eq} = \text{filter}(\mathbf{w}^o, 1, \mathbf{s}) \quad (4.5)$$

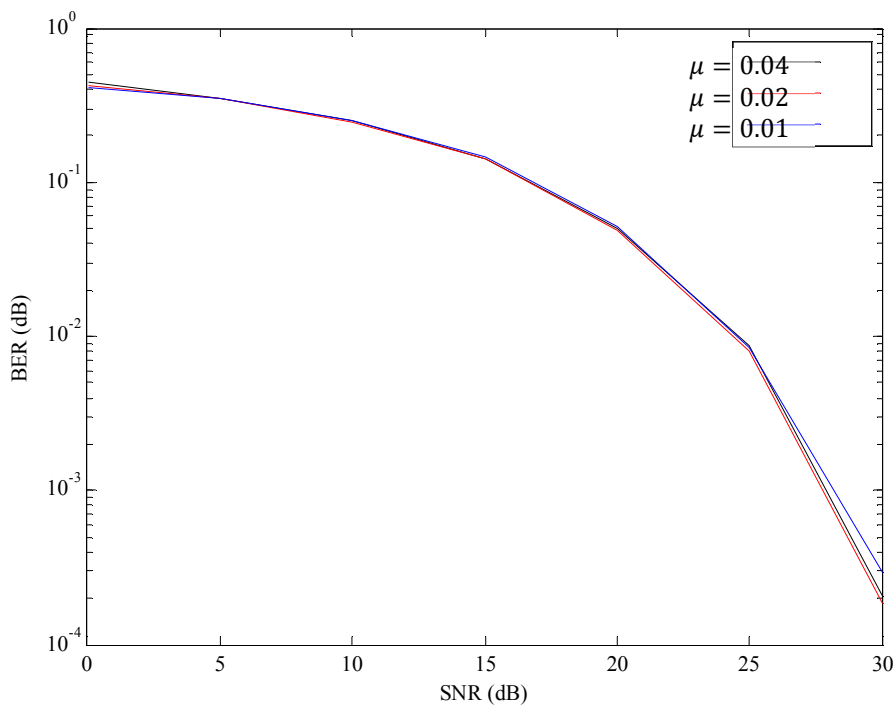
Où 'filter' est une fonction MATLAB qui permet d'effectuer le filtrage.

## 4.3.2.1. Paramètres du filtre adaptatif

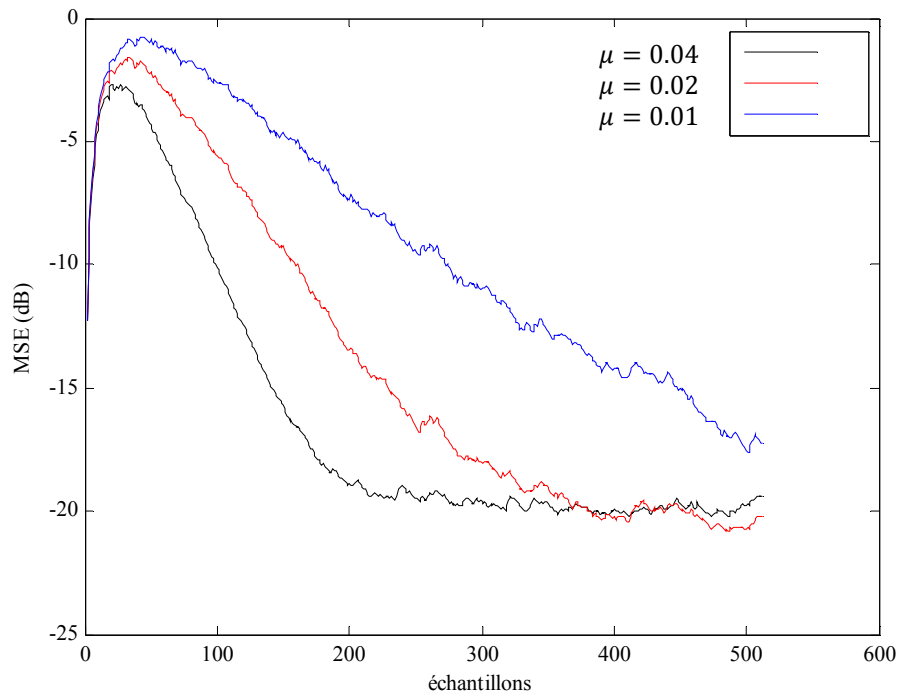
Tableau 4.2. Paramètres du filtre adaptatif.	
Pas d'adaptation $\mu$	0.04, 0.02 et 0.01
Longueur du filtre	$N = 6$
Séquence PN	PN511
SNR (dB)	0, 5, 10, 15, 20, 25, 30
Techniques de Modulation	BPSK et QPSK

Le canal utilisé est de type Rayleigh avec la réponse impulsionnelle :

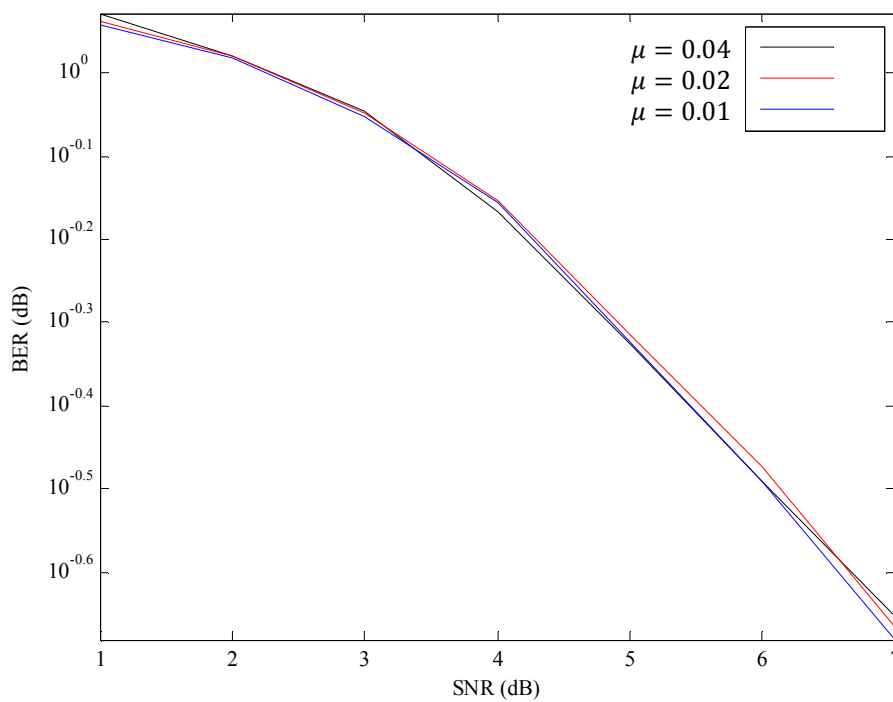
$$h = 1 + 0.6310z^{-1} + 0.3981z^{-2} + 0.2512z^{-3} + 0.1445z^{-4} + 0.1z^{-5} \quad (4.6)$$



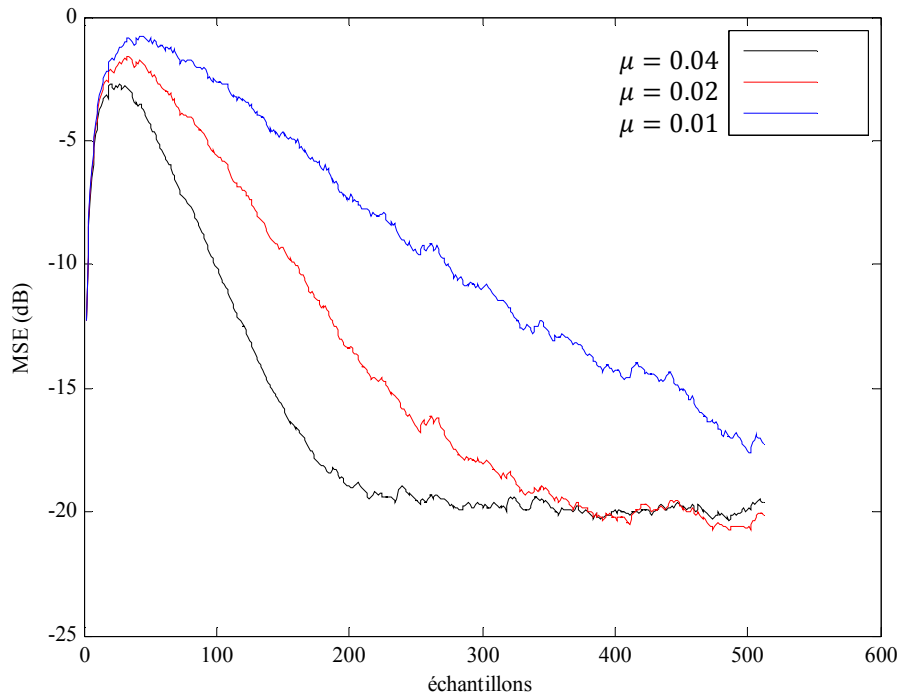
**Figure 4.6.** Comparaisons des BER des techniques d'estimation basée sur l'algorithme LMS pour une modulation BPSK et pour différents niveaux du SNR et pour différentes valeur du pas d'adaptation  $\mu$ .



**Figure 4.7.** Comparaisons des MSE des techniques d'estimation basée sur l'algorithme LMS pour une modulation BPSK et pour différents niveaux du SNR obtenus pour différentes valeur du pas d'adaptation  $\mu$ .



**Figure 4.8.** Comparaisons des BER des techniques d'estimation basée sur l'algorithme LMS pour une modulation QPSK et pour différents niveaux du SNR et pour différentes valeur du pas d'adaptation  $\mu$ .



**Figure 4.9.** Comparaisons des MSE des techniques d'estimation basée sur l'algorithme LMS pour une modulation QPSK et pour différents niveaux du SNR obtenus pour différentes valeur du pas d'adaptation  $\mu$ .

Il est clair d'après les résultats obtenus des figures 4.7, 4.8, 4.9 et 4.10 que l'algorithme LMS présente différentes vitesses de convergence pour les différentes valeurs du pas d'adaptation. Pour chaque technique de modulation, les BER obtenues pour les différentes valeurs du pas d'adaptation sont presque les mêmes. On peut dire que la valeur du pas d'adaptation influe sur la vitesse de convergence, mais n'influe pas beaucoup sur le BER, et cela pour les différentes techniques de modulation considérés.

#### 4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué des simulations pour comparer les performances de trois techniques d'estimation de canal, à savoir LS, MMSE et le LMS adaptatif, dans un système OFDM. Notre objectif était d'évaluer leur efficacité à réduire le taux d'erreur binaire (BER) dans diverses conditions. Les simulations que nous avons effectuées ont démontrés que la technique d'estimation MMSE surpassait

systématiquement la technique LS en termes de BER, où il prend en compte les propriétés statistiques du canal de type Rayleigh que nous avons employé.

D'autres part, nous avons observé que la technique LMS adaptative offrait des résultats prometteurs en termes de BER pour différentes valeurs du pas d'adaptation et des techniques de modulation employées.

La nature adaptative de l'algorithme LMS lui a permis de mettre à jour de manière adaptative l'estimation du canal. Ces résultats mettent en évidence le potentiel des techniques adaptatives, telles que le LMS, pour améliorer les performances des systèmes OFDM.

# **Conclusion Générale**

## **Conclusion Générale**

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude et une analyse théorique et expérimentale des techniques d'estimation et d'égalisation inverse du canal Appliquer pour les systèmes de communication basées sur l'OFDM. La structure ainsi que le fonctionnement des différentes parties constitutif du système OFDM ont été étudié et clarifier.

Nous avons donné une étude générale des différents canaux de transmission rencontrés dans la pratique. Quelques techniques importante d'égalisation du canal ont été étudié et analyser, précisément les techniques opérants dans le domaine fréquentiel est les techniques, de type adaptatifs, opérants dans le domaine temporel.

Nous avons implémenté et simuler un système OFDM avec les différentes techniques d'égalisation considérés. Plusieurs simulations ont été réalisées sous MATLAB pour le différents techniques d'égalisation, différentes techniques de modulations et sous différentes conditions, à savoir : différentes valeurs du rapport signal sur bruit (SNR), différents canaux de transmission et différentes valeurs du paramètre du pas d'adaptation. Les résultats obtenus ont montré clairement l'intérêt et l'importance des différentes techniques considérées.