

13/04

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Spécialité : Electronique

Mémoire de Projet de Fin d'Etudes en vue de l'Obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Sujet :

**Evaluation des Systèmes OFDM et Estimation du
Décalage Fréquentiel de la Porteuse.**

Proposé et dérivé par :

Mr Zidane TERRA

Etudié par :

Mr Mohamed Seddik TOUHAMI

Soutenu le: 26 juin 2004

Devant le jury composé de :

Président : Mr M. HADDADI

Examineur : Mr H. BOUSBIA-SALAH

Promoteur: Mr Z. TERRA

Professeur (ENP)

Chargé de cours (ENP)

Chargé de cours (ENP)

Promotion : juin 2004

Remerciements

نحمد الله تعالى الذي وفقنا لإتمام هذا العمل

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever ce projet dans les meilleures conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici :

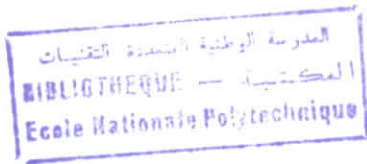
Mon promoteur M. Z. TERRA, enseignant et chercheur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), pour ses conseils précieux, remarques et critiques pertinentes et patience infinie.

Tous les chercheurs et enseignants du laboratoire Systèmes de Communication Numérique de l'ENP pour leur accueil distingué pendant toute la période de préparation de cette thèse.

Monsieur M. HADDADI pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire, ainsi que le membre de jury monsieur H. BOUSBIA-SALAH pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury.

Le docteur A. BELOUHRANI, enseignant et chercheur à l'ENP, pour les discussions enrichissantes que nous avons eu.

En fin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.



Dédicace

A mes parents qui m'ont enseigné ce qu'est le plus important à enseigner, à savoir les valeurs de la vie surtout la patience, le respect et l'appréciation du travail et du savoir

A mes frères et sœurs pour leurs encouragements, amours et soutiens continus pendant toute ma formation, en particulier ma sœur Samiha et mon frère Abdelmounaïm

A mes amis et collègues

Je dédie ce modeste travail

MOHAMED SEDDIK

في العشرية الأخيرة استقطبت أنظمة الاتصال المتعددة الحوامل المتعامدة (OFDM) اهتماما متزايدا بسبب فعاليتها الطيفية ومقاومتها للتضاؤل المتعلق بالتواتر (Frequency Selective Fading). بيد أن التغير في تواتر الحاملة (Carrier Frequency Offset) يسبب تداخلا بين الحوامل الجزئية (subcarrier) مما يؤدي إلى تدهور قدرات هذه الأنظمة، لذا فإن لدقة تقدير و تعويض هذا التغير أهمية بالغة. نقوم في هذا العمل بتقييم قدرات أنظمة الاتصال المتعددة الحوامل المتعامدة عن طريق المحاكاة باستعمال البرنامج MATLAB، ثم نقوم بفحص ثلاث طرق لتقدير التغير في تواتر الحاملة: استغلال تكرر السابقة الدورية، استعمال الحوامل الجزئية القائدة و التقدير الأعمى باستعمال الحوامل الجزئية الافتراضية. في الأخير نقوم بتقييم طرق التقدير و مقارنة قدراتها.

الكلمات المفتاحية: الاتصالات اللاسلكية، أنظمة الاتصال المتعددة الحوامل المتعامدة (OFDM)، التقدير، التقدير الأعمى، التغير في تواتر الحاملة (CFO).

Abstract

In the last decade, the Orthogonal Frequency Division Multiplexing communication systems has received increasing attention for their spectral efficiency and their robustness against the frequency selective fading. However, the carrier frequency offset introduces intercarrier interference (ICI) which degrades the performance of these systems; therefore, accurate carrier frequency offset (CFO) estimation and compensation is very critical.

In this work, we evaluate the performance of OFDM systems by simulation under MATLAB; after this, we examine three methods of carrier frequency offset estimation: exploitation of the redundancy of the cyclic prefix, using the pilot subcarriers and blind estimation by using the virtual subcarriers; finally, we evaluate these estimation methods and we compare their performances.

Keywords: wireless communications, OFDM systems, estimation, blind estimation, carrier frequency offset (CFO),

Résumé

Dans la dernière décennie, les systèmes de communication à multiporteuses orthogonales OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ont continué à susciter un intérêt croissant grâce à leurs efficacité spectrale et robustesse contre l'évanouissement sélectif en fréquence. Cependant, le décalage fréquentiel de la porteuse introduit une interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interference) qui dégrade les performances de ces systèmes; alors, la précision de l'estimation et de la compensation du décalage fréquentiel est très critique.

Dans ce travail, nous évaluons d'abord les performances des systèmes OFDM par simulation sous MATLAB; puis, nous examinons trois méthodes d'estimation du décalage fréquentiel de la porteuse: exploitation de la redondance du préfixe cyclique, utilisation des sous porteuses pilotes et estimation aveugle en utilisant les sous porteuses virtuelles; finalement, nous évaluons ces méthodes d'estimation et nous comparons leurs performances.

Mots clés : communications sans fil, systèmes OFDM, estimation, estimation aveugle, décalage fréquentiel de la porteuse, Matlab.

Table des matières

Liste des figures.....	I
Listes des tableaux.....	III
Abréviation.....	IV
Introduction Générale.....	V

Chapitre 1 : Introduction à l'OFDM

1.1. Introduction.....	1
1.2. Historique.....	1
1.3. Caractéristiques de l'OFDM.....	2
1.4. Applications.....	3
1.4.1. Systèmes de communication mobiles de quatrième génération.....	4
1.5. Conclusion.....	5

Chapitre 2 : Principes de base de L'OFDM

2.1. Introduction.....	6
2.2. La technique OFDM.....	6
2.2.1. Orthogonalité.....	7
2.3. Génération et réception du signal OFDM.....	9
2.3.1. Conversion série-parallèle.....	10
2.3.2. Modulation des sous porteuses.....	10
2.3.3. Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel.....	12
2.3.4. Modulation RF.....	13
2.3.5. Génération d'un signal OFDM réel ou complexe.....	14
2.3.6. Intervalle de garde.....	17
2.3.6.1. Protection contre les effets du décalage temporel.....	18
2.3.6.2. Protection contre l'interférence entre symboles.....	19
2.4. Bruit dans un système OFDM.....	20
2.5. Schéma de Modulation.....	21
2.5.1. La modulation cohérente.....	21
2.5.2. La modulation différentielle de phase.....	21
2.5.3. Codage de gray.....	22
2.6. Les inconvénients du système OFDM.....	24
2.6.1. Décalage fréquentiel de la porteuse.....	24
2.6.2. Décalage temporel.....	28
2.6.3. Rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne.....	29
2.7. Conclusion.....	32

Chapitre 3 : Evaluation des performances d'un système OFDM

3.1. Introduction.....	33
3.2. La simulation.....	33
3.2.1. Modèle de simulation.....	33
3.2.2. Description des programmes de simulation.....	34
3.2.3. Les paramètres de simulation.....	35

3.3. Résultats de simulation.....	35
3.3.1. Ajout de l'intervalle de garde	35
3.3.1.1. Intervalle de garde et décalage temporel.....	35
3.3.1.2. Intervalle de garde et canal dispersif	37
3.3.2. Effet du bruit sur une transmission OFDM	40
3.3.3. Décalage fréquentiel de la porteuse RF.....	41
3.4. Conclusion.....	43

Chapitre 4: Estimation de décalage fréquentiel de la porteuse

4.1 Introduction.....	45
4.2. Modèle d'estimation du décalage fréquentiel.....	45
4.3. Estimation du décalage fréquentiel	48
4.3.1. Estimation du décalage fréquentiel par l'exploitation du préfixe cyclique.....	48
4.3.2. Estimation du décalage fréquentiel par l'utilisation des sous porteuses pilotes.	50
4.3.3. Estimation aveugle du décalage fréquentiel	54
4.3.3.1. Algorithme d'estimation aveugle en présence des sous porteuses virtuelles ...	56
4.4. Simulation	58
4.4.1. Critère de performance	58
4.4.2. Paramètres de simulation.....	58
4.5. Résultats de simulation	60
4.5.1. Evaluation de performance de l'estimateur exploitant le préfixe cyclique.....	60
4.5.2. Evaluation de performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes.....	62
4.5.3. Evaluation de performance de l'estimateur aveugle	65
4.5.4. Comparaison entre les méthodes d'estimation du décalage fréquentiel	70
4.6. Conclusion	75
Conclusion Générale.....	76
Bibliographie.....	78

Liste des figures

Figure 1.1	Les systèmes de communication mobiles actuels et futurs.....	4
Figure 2.1	Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux.....	7
Figure 2.2	Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses.....	9
Figure 2.3	Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base.....	10
Figure 2.4	Modulation des sous porteuses.....	11
Figure 2.5	Exemple d'une constellation. 16-QAM, avec un codage de Gray de données dans chaque position.....	11
Figure 2.6	Constellation des vecteurs IQ reçus utilisant le schéma de modulation 16-QAM affecté par le bruit (SNR = 18 dB) dans une transmission OFDM.....	12
Figure 2.7	Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT.....	13
Figure 2.8	Modulateur RF du signal OFDM complexe en bande de base, utilisant une technique analogique.....	14
Figure 2.9	Modulation RF du signal OFDM complexe en bande de base, en utilisant une technique numérique.....	14
Figure 2.10	Construction du spectre pour générer un signal OFDM temporel réel.....	16
Figure 2.11	Construction de spectre pour la génération du signal OFDM temporel Complexe.....	17
Figure 2.12	Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.....	18
Figure 2.13	La fonction de l'intervalle de garde pour la protection contre l'interférence entre symboles ISI.....	20
Figure 2.14	La constellation d'une 16-PSK en utilisant le codage de Gray.....	23
Figure 2.15	Spectre du signal OFDM.....	27
Figure 2.16	Constellation des symboles reçus en transmission OFDM lorsqu'un décalage de Fréquence de 5% est présent.....	27
Figure 2.17	Signal OFDM en bande de base.....	29
Figure 2.18	L'effet de la distorsion sur un signal OFDM à deux sous porteuses.....	30
Figure 3.1	Le modèle de simulation utilisé pour l'évaluation des performances du système OFDM.....	34
Figure 3.2	Effet de décalage temporel entre l'émetteur et le récepteur dans une transmission OFDM utilisant un intervalle de garde.....	36
Figure 3.3	Constellation des symboles de données reçus dans une transmission OFDM en présence d'un décalage temporel.....	37
Figure 3.4	Le modèle de la réponse impulsionnelle utilisée dans la simulation.....	38
Figure 3.5	Interférence entre symboles OFDM et intervalle de garde en transmission OFDM.....	38
Figure 3.6	Constellation des symboles de données reçus dans une transmission OFDM utilisant la modulation QPSK avec une démodulation différentielle et cohérente.....	39
Figure 3.7	Effet du bruit la transmission OFDM.....	40
Figure 3.8	Effet de bruit sur la transmission OFDM pour un codage linéaire et codage de Gray.....	41
Figure 3.9	Effet du décalage fréquentiel de la porteuse RF sur la transmission OFDM.....	42
Figure 4.1	Modèle du système OFDM utilisé pour l'estimation de décalage fréquentiel...	46
Figure 4.2	Les estimateurs étudiés dans ce projet.....	48
Figure 4.3	Performance de l'estimateur en fonction du rapport signal sur bruit pour un canal non dispersif.....	60

Figure 4.4	Performance de l'estimateur en fonction du rapport signal sur bruit pour un canal dispersif.....	61
Figure 4.5	Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du SNR pour un canal non dispersif.....	62
Figure 4.6	Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du SNR pour un canal dispersif.....	63
Figure 4.7	Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du nombre de sous porteuses pilotes pour un canal non dispersif.....	64
Figure 4.8	Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du nombre de sous porteuses pilotes pour un canal dispersif.....	64
Figure 4.9	Effet du bruit sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif.....	66
Figure 4.10	Effet du bruit sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal dispersif.....	66
Figure 4.11	Effet du nombre de symboles OFDM utilisés par l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif.....	67
Figure 4.12	Effet du nombre de symboles OFDM utilisés par l'estimateur aveugle pour un canal dispersif.....	68
Figure 4.13	Effet de décalage fréquentiel sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif.....	69
Figure 4.14	Effet de décalage fréquentiel sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal dispersif.....	69
Figure 4.15	Les performances des trois estimateurs pour un canal non dispersif.....	72
Figure 4.16	Les performances des trois estimateurs pour un canal dispersif.....	74

Liste des tableaux

Tableau 2.1	Le codage de Gray en binaire.....	23
Tableau 3.1	Les valeurs des paramètres de simulation.....	35
Tableau 4.1	Valeurs des paramètres du système OFDM utilisé.....	58
Tableau 4.2	Amplitude moyenne relative de chaque impulsion de la réponse impulsionnelle du canal.....	59

Abréviations

Le tableau suivant résume les abréviations les plus utilisées dans ce PFE.

3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CFO	Carrier Frequency Offset
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting -Terrestrial Mode
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
ICI	Intercarrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMD	Intermodulation Distortion
ISI	Inter Symbol Interference
NMSE	Normalized Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadriphase Shift-Keying
RF	Radio Frequency
SER	Symbol Error Rate.
SNR	Signal-to-Noise Power Ratio

Introduction générale

Les communications numériques sont en train d'envahir la quasi-totalité des domaines d'activité et la demande pour les systèmes de transmission assurant des très hauts débits avec une qualité de services importante ne cesse de croître; Ceci a motivé la recherche de nombreux schémas de transmission capable de supporter des transmissions à large bande. Ces dernières années, les groupes de recherche ont découvert l'intérêt considérable de la transmission multiporteuses orthogonales OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pour les transmissions à large bande. La motivation principale de cet intérêt est la grande efficacité spectrale de l'OFDM, comparée à celles des schémas traditionnels de transmission à large bande, qui permet de réduire le spectre exploité et donc le coût des communications. En plus, les développements récents de la technologie d'intégration VLSI (Very-Large-Scale-Integration) ont également motivé l'utilisation des systèmes OFDM en rendant leur implémentation commercialement viable [1].

Cependant, l'OFDM est très sensible au décalage fréquentiel de la porteuse CFO (Carrier Frequency Offset) qui introduit une interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interference) qui dégrade les performances de la technique en détruisant l'orthogonalité inhérente des sous porteuses. D'où la nécessité d'estimer et de corriger ce décalage fréquentiel.

L'objectif de ce travail est l'évaluation des performances des systèmes OFDM et l'estimation du décalage fréquentiel de la porteuse.

Le présent PFE est organisé comme suit: le premier chapitre comporte des généralités sur l'OFDM, les principes de base et la constitution des systèmes OFDM sont détaillés dans le deuxième chapitre, le troisième chapitre est consacré à l'évaluation des performances des systèmes OFDM, le quatrième chapitre traite le problème d'estimation du décalage fréquentiel de la porteuse et on terminera par une conclusion générale sur les systèmes OFDM et l'estimation de leur décalage fréquentiel ainsi que les différentes perspectives de ce PFE.

Chapitre 1

Introduction à l'OFDM

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous exposons l'histoire de l'OFDM, ses caractéristiques et les applications courantes et futures de l'OFDM en mettant l'accent sur l'utilisation de l'OFDM dans les systèmes de communication mobiles de la quatrième génération (4G).

1.2 Historique

Le concept de la transmission parallèle des données remonte aux années 1950 avec l'introduction du multiplexage fréquentiel FDM (Frequency Division Multiplexing) [3]. Le FDM fut utilisé dans plusieurs systèmes militaires américains à Haute Fréquence dans les années 1960 tels que KINEPLEX [3] et KATHRYN [4]. En 1966, Chang breveta la structure de l'OFDM [5] et publia le concept d'utilisation des signaux qui se chevauchent pour la transmission des données [25]. En 1971, Weinstein [6] a introduit l'idée d'utilisation de la transformée de Fourier discrète DFT (Discrete Fourier Transform) pour l'implémentation des systèmes OFDM en éliminant ainsi le besoin d'utilisation de plusieurs oscillateurs analogiques pour la génération des sous porteuses; Ceci a présenté l'opportunité de la simple implémentation de l'OFDM par des opérations de traitement numérique du signal. Les développements de la technologie d'intégration des circuits intégrés ont rendu l'implémentation des systèmes OFDM possible. A la fin des années 1980, le développement des systèmes OFDM pour l'exploitation commerciale a commencé. Le système de radiodiffusion DAB a été le premier système OFDM commercial. Pendant la dernière décennie, l'utilisation de l'OFDM s'est généralisée. Aujourd'hui, l'OFDM est considéré comme un candidat potentiel aux systèmes de communication mobiles de la 4G.

1.3 Caractéristiques de l'OFDM

La technique OFDM possède certains avantages qui la privilégient, notamment:

- Sa robustesse contre le multi-trajets qui rend la technique particulièrement intéressante pour la transmission des données à haut débit et qui offre la possibilité d'utilisation d'un réseau à une seule fréquence SFN (Single Frequency Network) en diffusion des données;
- Son efficacité spectrale qui permet la réduction du spectre exploité.

Cependant, il y a certains obstacles qui doivent être levés pour que l'OFDM gagne plus de confiance et trouve son utilisation dans les futurs systèmes de communication. Ces obstacles sont créés par les inconvénients inhérents de la technique OFDM qui incluent :

- Sa sensibilité aux erreurs de synchronisation, en particulier au décalage fréquentiel de la porteuse¹;
- Son rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé qui limite l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance.

Ces inconvénients dégradent les performances des systèmes OFDM. Les efforts de recherches courantes sur les systèmes OFDM sont concentrés sur la résolution de ces problèmes.

Dans ce cadre, nous consacrons le quatrième chapitre de ce PFE au problème d'estimation de décalage fréquentiel de la porteuse.

¹ Dans ce mémoire, Le mot sous porteuse (subcarrier) signifie une porteuse parmi les porteuses utilisées pour la génération du signal OFDM en bande de base. Le mot porteuse (carrier) signifie la porteuse utilisée pour la modulation du signal OFDM.

1.4 Applications

Actuellement, la technique OFDM est utilisée dans diverses applications : transmission sur câble, diffusion numérique et les réseaux de communication sans fil.

On cite quelques applications courantes de l'OFDM :

- La transmission sur câble :
 - ✓ HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Lines) jusqu'au 1.6 Mb/s;
 - ✓ ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines) jusqu'au 6Mb/s;
 - ✓ VDSL (Very-high-speed Digital Subscriber Lines) jusqu'au 100Mb/s.
- La diffusion numérique :
 - ✓ La radiodiffusion numérique DAB (Digitale Audio Broadcasting);
 - ✓ La télédiffusion numérique terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting) et la télévision numérique haute définition HDTV (High Definition Digital Television) ;
 - ✓ La diffusion numérique des services intégrés ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting).
- Les réseaux de communication sans fils :
 - ✓ Les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network) : les standards IEEE802.11a, IEEE802.11g et HiperLAN2 assurant un débit jusqu'au 54Mb/s dans la gamme de 5GHz;
 - ✓ Les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) : le standard IEEE802.16;
 - ✓ Le réseau ACIS (Advanced Cellular Internet Service) : ce standard combine l'OFDM avec la diversité spatiale et le codage.

1.4.1 Systèmes de communication mobiles de quatrième génération

La commercialisation de ces systèmes est prévue entre 2008-2012 et ils remplaceront les systèmes de communication mobiles de la 3G. La tendance générale est la fourniture d'un débit plus élevé avec plus de mobilité (figure 1.1) [10].

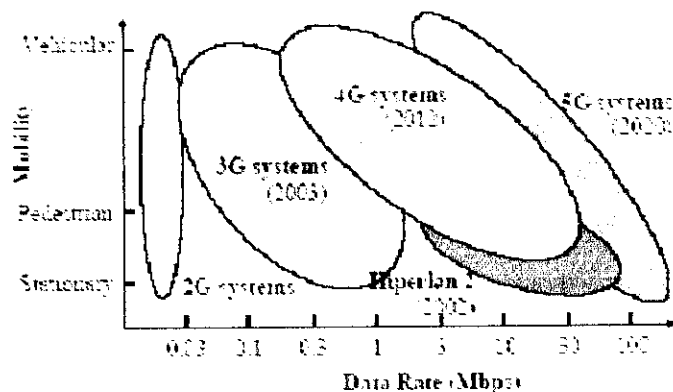


Figure 1.1 Les systèmes de communication mobiles actuels et futurs.

Les systèmes de communication mobiles de la 4G devront couvrir les applications de transmission sans fils à haut débit telles que : la télévision haute définition HDTV qui nécessite un débit entre 4-20 Mbps et la communication avec les réseaux informatiques qui nécessite un débit entre 1-100 Mbps.

Ce débit élevé nécessite une bande spectrale très large, sachant qu'actuellement le spectre de fréquence est devenu une source rare et donc chère, l'efficacité spectrale des systèmes de communication mobiles de la 4G devra être améliorée afin de réduire le spectre exploité et donc le coût des services. La réduction du coût des services motivera l'augmentation du nombre d'utilisateurs abonnés.

La nécessité d'amélioration de l'efficacité spectrale favorise l'utilisation de L'OFDM dans les systèmes de communication mobiles de la 4G.

1.5 Conclusion

Nous avons montré l'intérêt considérable de la technique OFDM en exposant ces avantages qui font que cette technique est utilisée dans plusieurs systèmes de communication.

Les inconvénients inhérents de la technique OFDM tels que le décalage fréquentiel dégradent les performances des systèmes OFDM. Une élimination des effets causés par ces inconvénients est nécessaire dans un système OFDM.

Une étude plus détaillée des systèmes OFDM est nécessaire. Ceci constitue l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre 2

Principes de base de l'OFDM

2.1 Introduction

Ce chapitre constitue une présentation de la technique de transmission multiporteuses orthogonales OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Les principes de base de cette technique, la constitution et le fonctionnement d'un système OFDM typique sont expliqués.

Des notions de base de la transmission numérique ou analogique, jugées nécessaires pour la compréhension de la suite de ce projet, sont introduites selon les besoins.

De même, nous développons des modèles mathématiques, décrivant les inconvénients inhérents de la technique OFDM, qui sont nécessaires pour l'évaluation des performances des systèmes OFDM.

2.2 La technique OFDM

L'OFDM utilise le principe du multiplexage fréquentiel utilisé par le FDM. Cependant, dans le cas de l'OFDM, ce multiplexage est fait de manière plus contrôlée, permettant une amélioration de l'efficacité spectrale.

Dans le cas de la technique FDM, les signaux transmis doivent avoir une large bande de séparation entre les canaux pour empêcher l'interférence entre ces canaux. Ceci limite l'efficacité spectrale totale des systèmes FDM (figure 2.1)¹.

¹ Pour montrer l'amélioration de l'efficacité spectrale, les figures 2.1 et 2.2 utilisent la même fréquence normalisée. La fréquence est normalisée par rapport à l'espace fréquentiel entre les sous porteuses OFDM.

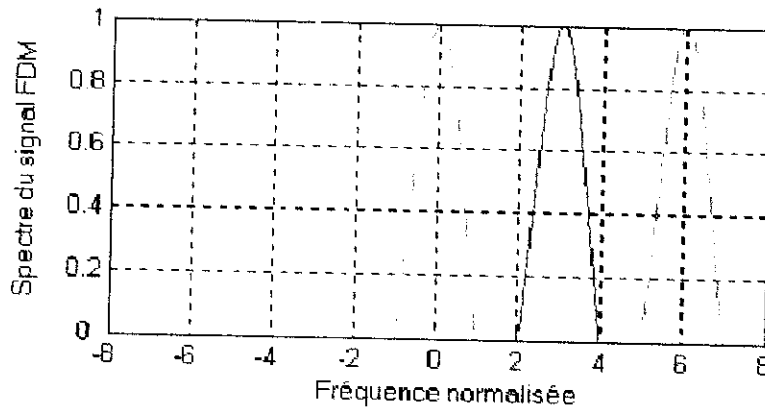


Figure 2.1 Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux.

L'OFDM utilise plusieurs sous porteuses synchronisées en temps et en fréquence entre elles. Cette synchronisation permet de conserver la nature orthogonale de l'OFDM. Grâce à l'orthogonalité de l'OFDM, les différentes sous porteuses se chevauchent dans le domaine fréquentiel mais sans causer d'interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interference), ce qui réduit la bande de séparation et améliore l'efficacité spectrale du système OFDM (figure 2.2).

2.2.1 Orthogonalité

De façon générale, des fonctions sont orthogonales entre elles si elles vérifient les conditions de l'équation 2.1.

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

Où T est la durée de symbole.

Dans le cas de l'OFDM, des fonctions orthogonales sinusoïdales représentent les sous porteuses d'un signal OFDM réel (équation 2.2).

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T_{FFT} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.2)$$

Où f_0 est l'espacement entre les sous porteuses, M est le nombre de sous porteuses, T_{FFT} est la durée du symbole OFDM.

Un signal OFDM est réalisé à partir d'une somme de sinusoïdes, chaque sinusoïde correspond à une sous porteuse. La fréquence, en bande de base, de chaque sous porteuse est un multiple de l'inverse de la durée du symbole OFDM², ce qui implique que chaque sous porteuse a un nombre entier de période par symbole OFDM. Cette propriété entraîne la vérification de la condition d'orthogonalité (équation 2.1) entre les sous porteuses.

Il existe aussi une autre façon de voir la propriété d'orthogonalité en analysant le spectre du signal OFDM. Dans le domaine fréquentiel, chaque sous porteuse du signal OFDM a une réponse fréquentielle en sinus cardinal, $\sin(x)/x$, comme indiqué dans la figure 2.2. Le récepteur reçoit chaque symbole OFDM transmis pendant une durée (T_{FFT}) qui correspond à l'inverse de l'espacement fréquentiel f_0 ³. La nature orthogonale de la transmission est due au fait que la valeur maximale de chaque sous porteuse correspond à des valeurs nulles des autres sous porteuses.

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant une transformée de Fourier discrète DFT, le spectre vu par le récepteur n'est plus continu, comme indiqué dans la figure 2.2 (b), mais échantillonné. Le spectre échantillonné est marqué par des points noirs dans la figure 2.2 (a). Les échantillons de la DFT correspondent juste aux valeurs maximales des sous porteuses, alors la région de chevauchement fréquentiel n'affecte pas le spectre vu par le récepteur, par conséquent elle n'affecte pas la transmission OFDM.

² Dans ce PFE, les symboles générés par l'émetteur seront appelés symboles OFDM pour les différenciés des symboles de données qui modulent les sous porteuses OFDM.

³ En réalité les signaux OFDM utilisent un intervalle de garde temporel. Cet intervalle de garde prolonge la longueur du symbole OFDM transmis, mais il est enlevé à la réception, de ce fait on peut ignorer son effet sur le spectre vu par le récepteur.

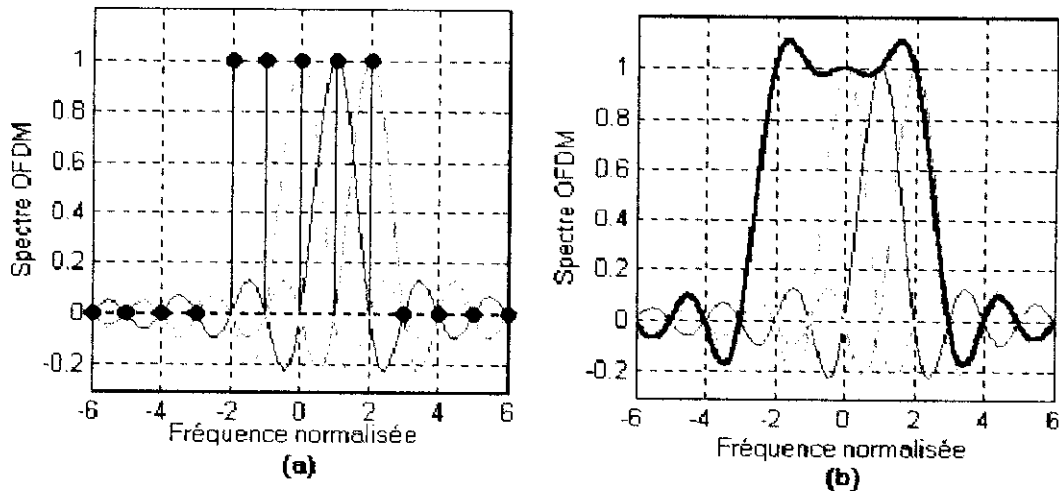


Figure 2.2 Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses.

2.3 Génération et réception du signal OFDM

Les signaux OFDM sont générés numériquement à cause de la difficulté de réalisation d'un grand nombre d'oscillateurs synchronisés.

La figure 2.3 montre le schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM. L'émetteur OFDM convertit les données binaires, par modulation et transcodage (mapping⁴), en amplitude et phase de chaque sous porteuse. Ces amplitudes et phases représentent les échantillons de spectre du symbole OFDM. L'application de la transformée de Fourier discrète inverse IDFT (Inverse Discrète Fourier Transform) sur les échantillons de spectre du symbole OFDM permet d'avoir les échantillons temporels du symbole OFDM.

La transformée de Fourier inverse rapide IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) réalise la même opération que l'IDFT, sauf qu'elle est plus efficace en calcul; de ce fait, elle est utilisée dans tous les systèmes pratique.

Afin de transmettre le signal OFDM dans un canal physique, le signal OFDM temporel est modulé par une porteuse sinusoïdale.

Le récepteur réalise l'opération inverse: il démodule le signal reçu pour enlever la porteuse sinusoïdale, utilise la FFT pour analyser le signal OFDM reçu dans le domaine fréquentiel et finalement les amplitudes et les phases des sous porteuses sont prises et converties en données binaires.

⁴ Le transcodage (mapping) est une application qui associe à chaque symbole sa position dans la constellation du schéma de modulation utilisé. La position est repérée par un vecteur (phase et amplitude).

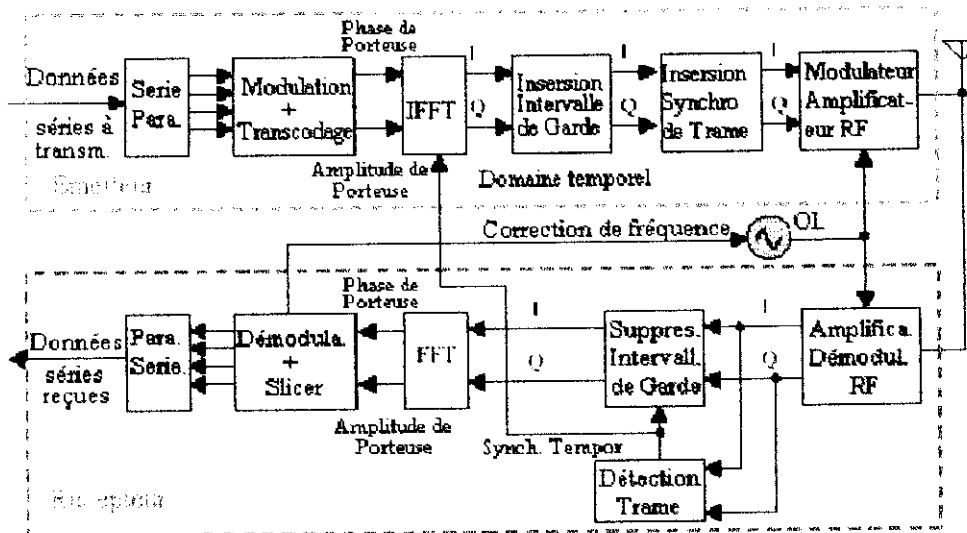


Figure 2.3 Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base.

2.3.1 Conversion série-parallèle

Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaire. Chaque symbole OFDM transmet entre 40-4000 bits, alors l'étape de conversion série-parallèle est nécessaire pour transmettre un nombre important de bits par un seul symbole OFDM. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend des schémas de modulation utilisés par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées; Par exemple, si dans une transmission OFDM utilisant 100 sous porteuses modulées toutes par une modulation 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), alors chaque sous porteuse portera 4 bits et chaque symboles OFDM portera 400 bits.

Lorsqu'une modulation adaptative est utilisée, la variation du schéma de modulation d'une sous porteuse à une autre entraîne la variation du nombre de bits portés par chaque sous porteuse, d'une sous porteuse à une autre.

2.3.2 Modulation des sous porteuses

Les sous porteuses sont modulées par les transcodes (position des symboles dans la constellation). Chaque transcode est un nombre complexe représenté par un vecteur (vecteur IQ) dans la constellation.

La figure 2.4 montre un exemple de modulation des sous porteuses en utilisant le schéma de modulation QAM. Dans ce cas, chaque sous porteuse porte 2 bits par symbole OFDM.

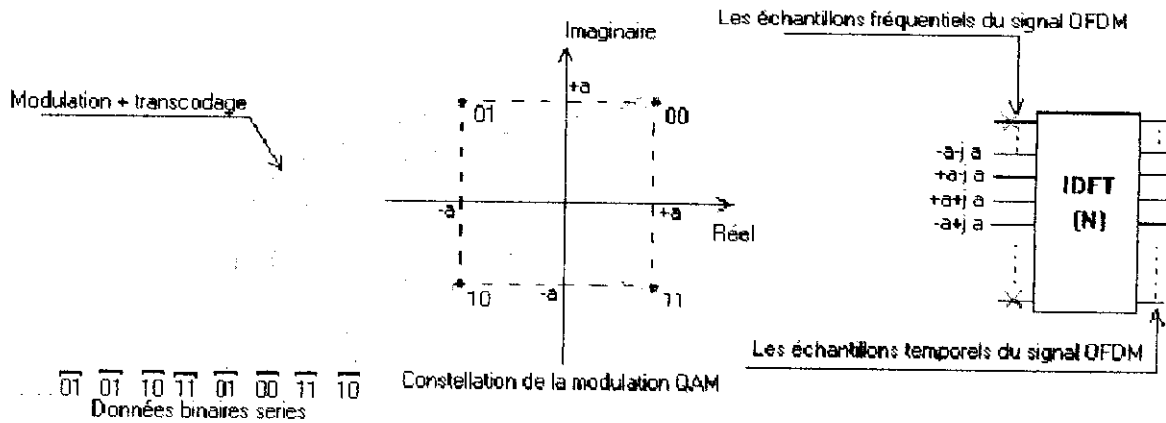


Figure 2.4 Modulation des sous porteuses

La figure 2.5 donne un autre exemple de modulation des sous porteuses. Cet exemple montre le schéma de modulation 16-QAM. Chaque combinaison de 4 bits correspond à un seul vecteur IQ.

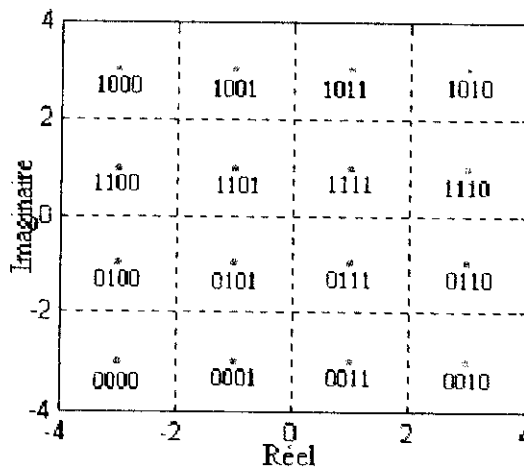


Figure 2.5 Exemple d'une constellation. 16-QAM, avec un codage de Gray de données dans chaque position. (Script: *bruit_OFDM_detec.m*)

A la réception, l'opération inverse représente la démodulation des sous porteuses. Durant la transmission, le signal est distordu et corrompu par le bruit. La figure 2.6 montre un exemple du signal OFDM, utilisant une modulation 16-QAM, reçu avec un SNR de 18 dB. Aucun point de la constellation des symboles reçus n'a une position précise à cause du bruit de canal. Le récepteur doit estimer la position originale la plus probable de chaque vecteur reçu. Ceci est fait en trouvant le vecteur de la constellation le plus proche du vecteur reçu.

Une erreur a lieu lorsque le bruit dépasse la moitié de l'espacement entre les points voisins de la constellation de la modulation utilisée.

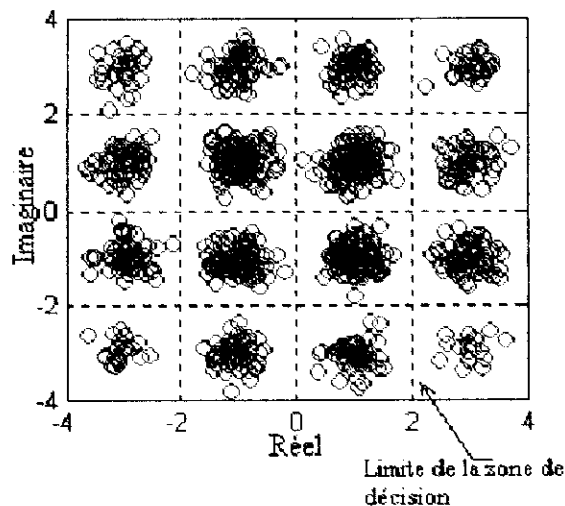


Figure 2.6 Constellation des vecteurs IQ reçus utilisant le schéma de modulation 16-QAM affecté par le bruit (SNR = 18 dB) dans une transmission OFDM. (Script: *bruit_OFDM_detec.m*)

2.3.3 Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel

Après l'étape de la modulation, les sous porteuses sont mises à des amplitudes et phases basées sur les données à transmettre et le schéma de modulation utilisé ; toutes les sous porteuses non utilisées sont mises à zéro. Ceci établit le signal OFDM dans le domaine fréquentiel. L'IFFT est utilisée pour convertir ce signal au domaine temporel. La figure 2.7 montre la partie IFFT de l'émetteur OFDM.

Dans le domaine fréquentiel, avant l'application de l'IFFT, chaque échantillon de l'IFFT correspond à une seule sous porteuse. La plupart des sous porteuses sont modulées par les données.

Les sous porteuses périphériques ne sont pas modulées, c'est-à-dire elles sont mises à zéro. Ces sous porteuses nulles donnent un intervalle de garde fréquentiel avant la fréquence de coupure du filtre de reconstruction passe bas.

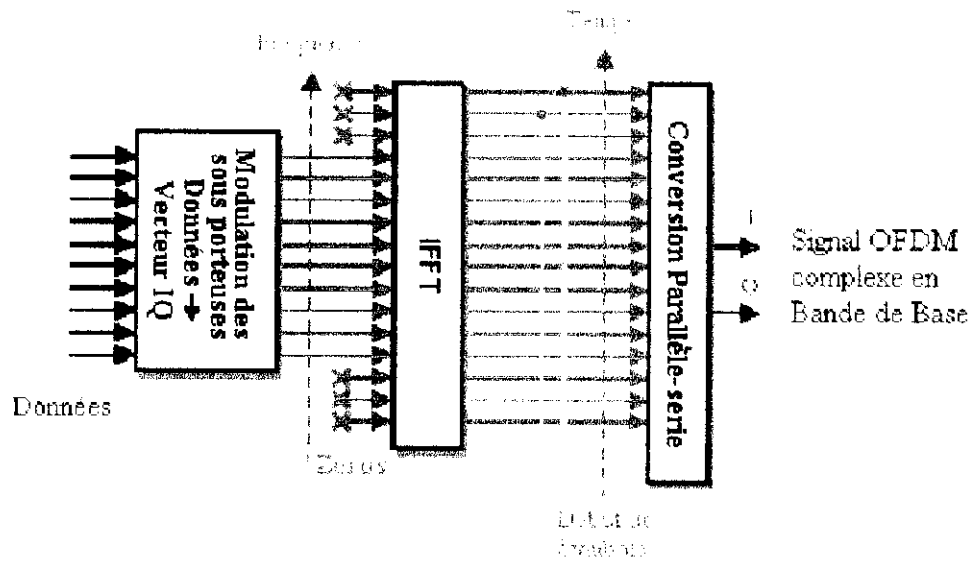


Figure 2.7 Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT.

2.3.4 Modulation RF

La Modulation RF utilisée par les systèmes OFDM est la Modulation d'Amplitude en Quadrature. Deux porteuses RF sont modulées par la partie réelle (canal I) et la partie imaginaire (canal Q) du signal OFDM temporel.

Le modulateur RF peut être implémenté en utilisant une technique analogique, comme indiqué dans la figure 2.8, ou en utilisant une technique numérique (Digital Up Converter) comme indiqué dans la figure 2.9.

Les deux techniques réalisent la même opération, cependant la performance de la modulation numérique tend à être meilleure grâce à l'équilibre amélioré entre le traitement des canaux I et Q, et à l'exactitude de la phase du modulateur IQ numérique.

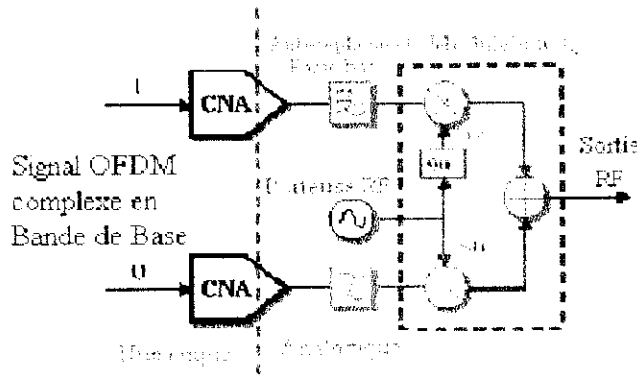


Figure 2.8 Modulateur RF du signal OFDM complexe en bande de base, utilisant une technique analogique.

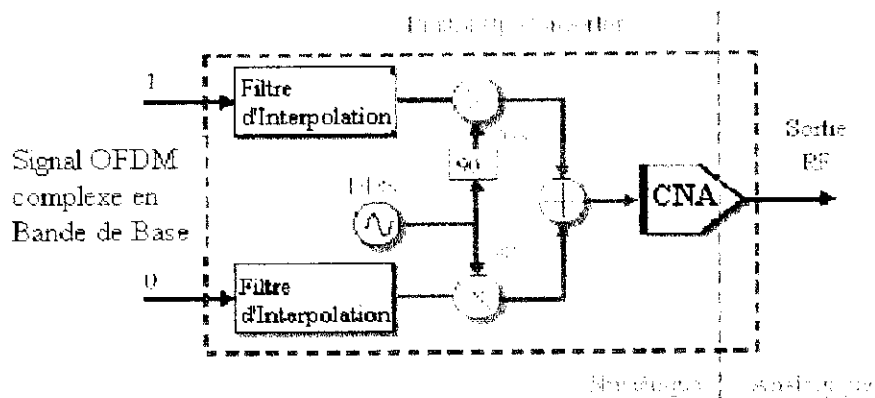


Figure 2.9 Modulation RF du signal OFDM complexe en bande de base, en utilisant une technique numérique. (DDS = Direct Digital Synthesis)

2.3.5 Génération d'un signal OFDM réel ou complexe

Pour la plupart des applications sans fils, un signal OFDM temporel complexe est généré en bande de base en utilisant l'IFFT. Ce signal est ensuite modulé en utilisant un modulateur d'amplitude en quadrature (modulateur IQ), comme l'indique les figures 2.8 et 2.9. Le modulateur IQ transpose le spectre du signal OFDM, de basses fréquences à la fréquence RF, et convertit le signal OFDM complexe en un signal réel par multiplexage orthogonale de ses parties réelle et imaginaire.

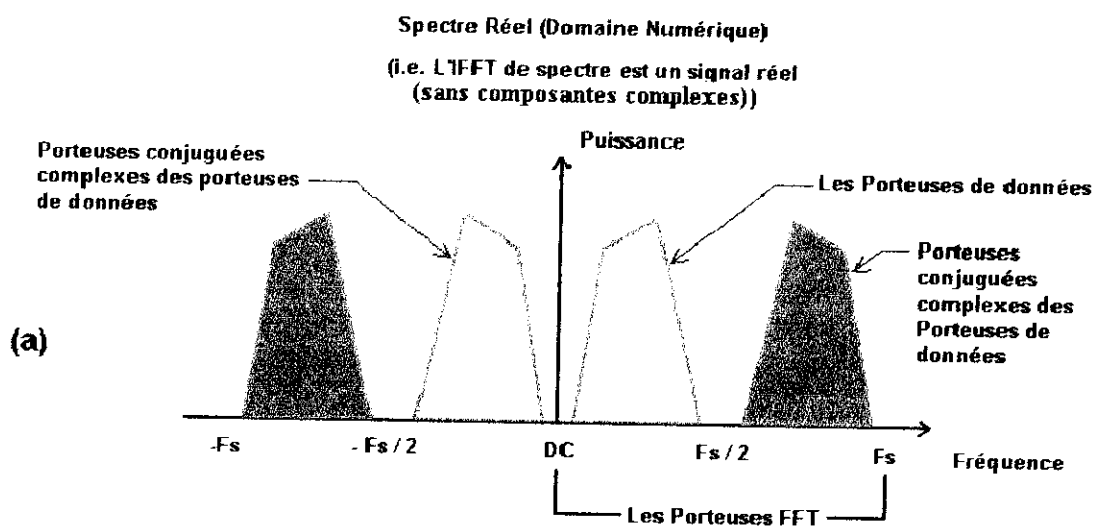
Le signal RF transmis doit être toujours réel car il représente une variation de l'intensité du champ rayonné. Il est cependant possible de générer directement un signal OFDM réel sans utiliser le modulateur IQ; ceci est utile dans les applications de transmission sur câble, telles

que l'ADSL. Dans ces applications, le signal transmis occupe généralement une bande spectrale allant des basses fréquences jusqu'à une limite supérieure déterminée par la largeur de la bande nécessaire pour la transmission du signal. Le signal OFDM doit être réel puisque un seul câble est utilisé. Si le signal OFDM est complexe, alors deux câbles seraient nécessaires: un pour la partie réel du signal et l'autre pour la partie imaginaire.

La figure 2.10 montre la construction du signal OFDM, dans le domaine fréquentiel, pour la génération d'un signal OFDM temporel réel, sans utiliser le modulateur IQ des figures 2.8 et 2.9.

Dans le cas de génération d'un signal OFDM temporel réel, la bande spectrale effectivement exploitable du signal est égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage F_s ; de ce fait, pour générer un signal OFDM réel, seulement la moitié des sous porteuses peut être utilisée pour la transmission des données; pour créer un signal OFDM temporel réel les points supérieurs de l'IFFT doivent être les conjugués des points symétriques de la partie inférieure du spectre.

La figure 2.11 montre la construction du signal OFDM complexe en bande de base. Dans ce cas, tous les points de l'IFFT peuvent être utilisés pour la modulation des sous porteuses sauf les points périphériques qui sont mis à zéro pour permettre le filtrage du signal analogique sans repliement.



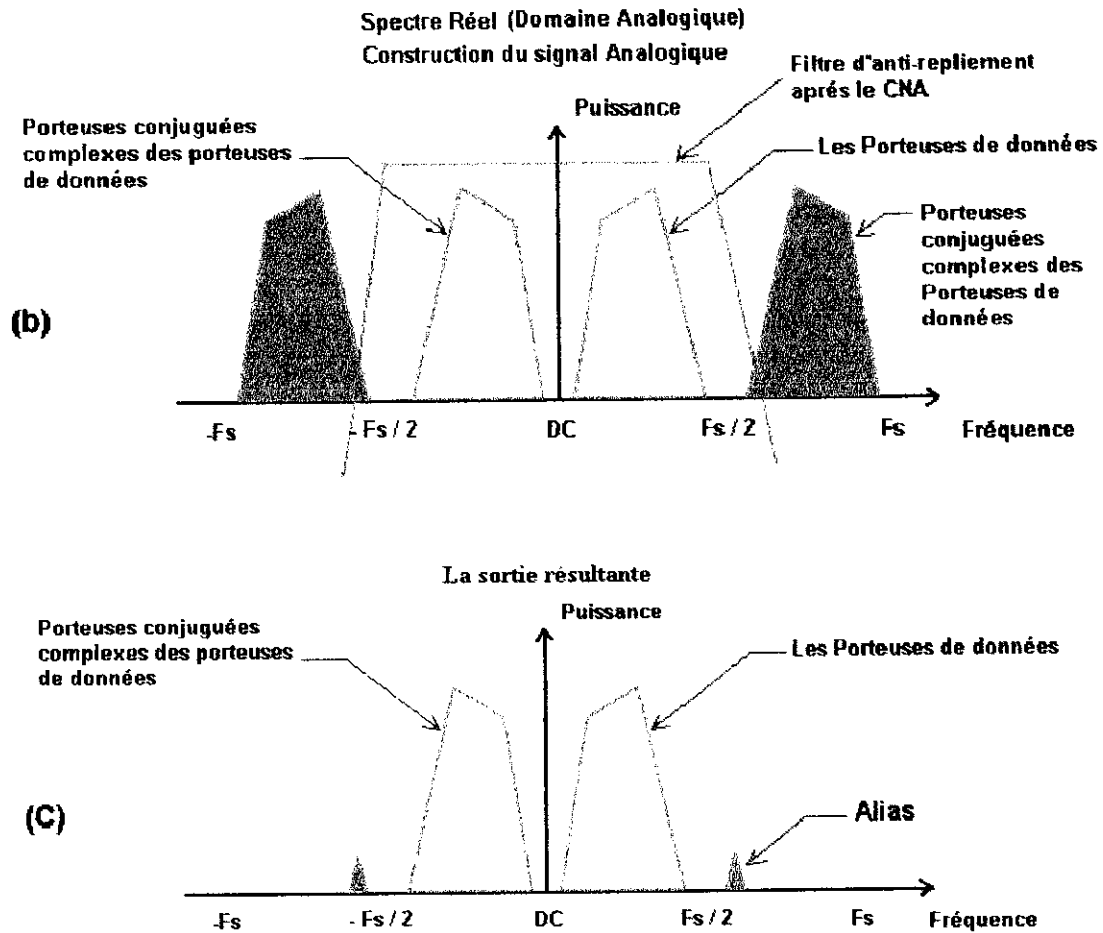
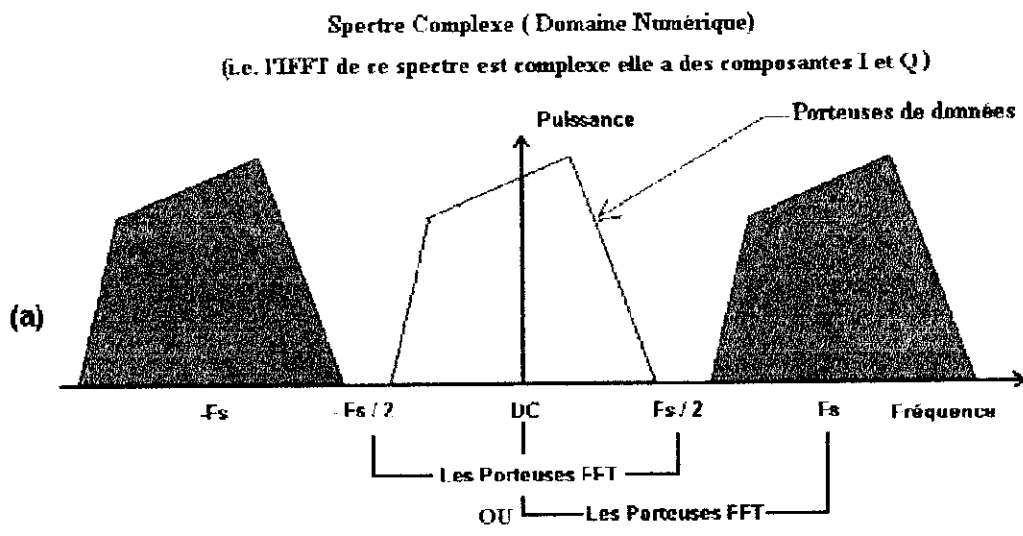


Figure 2.10 Construction du spectre pour générer un signal OFDM temporel réel.



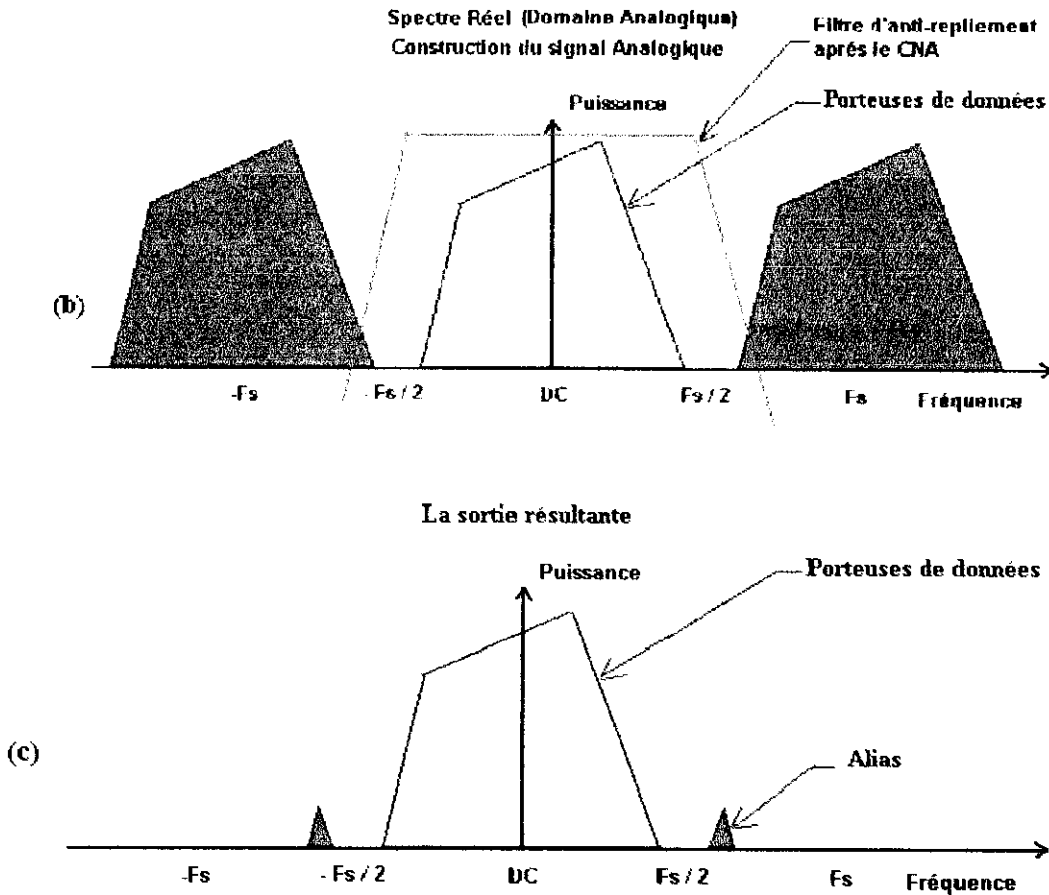


Figure 2.11 Construction de spectre pour la génération du signal OFDM temporel Complexe.

2.3.6 Intervalle de garde

Pour un débit binaire donné, le débit symbole (symbol rate) d'une transmission OFDM est plus inférieur à celui d'une transmission monoporteuse; Par exemple, pour une modulation BPSK, le débit symbole d'une transmission monoporteuse correspond au débit binaire de la transmission, cependant le débit symbole d'une transmission OFDM, utilisant N sous porteuses, est N fois plus inférieur au débit symbole de la transmission monoporteuse. Le faible débit symbole rend l'OFDM résistant à l'interférence entre symboles (ISI) causée par la propagation multi-trajets.

La propagation multi-trajets est causée par la réflexion du signal de transmission sur les objets dans le milieu de propagation tels que les murs, les montagnes, les immeubles, etc. Ces multiples signaux arrivent au récepteur à des instants différents à cause de la différence des distances de transmission; ceci étale les limites du symbole causant une perte d'énergie.

L'effet de l'ISI sur le signal OFDM peut être minimisé davantage par l'addition d'un intervalle de garde (guard period) au début de chaque symbole OFDM. Cet intervalle de garde est une copie de la fin du symbole OFDM, qui prolonge la durée du symbole OFDM (figure 2.12).

Le symbole OFDM est constitué par une somme de signaux de différentes périodes. Puisque la durée du symbole OFDM est un multiple de chaque période, alors l'ajout d'une copie de la fin du symbole OFDM à son début ne crée aucune discontinuité.

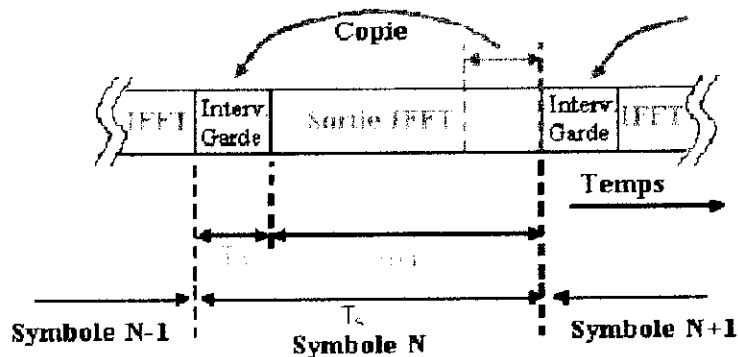


Figure 2.12 Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM

La nouvelle durée totale du symbole OFDM est $T_s = T_G + T_{FFT}$, où T_G est la durée de l'intervalle de garde ajouté et T_{FFT} est la durée initiale du symbole généré par l'IFFT.

En plus de la protection du signal OFDM contre l'ISI, l'intervalle de garde assure également la protection contre les effets du décalage temporel entre le récepteur et l'émetteur.

2.3.6.1 Protection contre les effets du décalage temporel

Un symbole OFDM est formé par $G+N$ échantillons et comme les G échantillons de l'intervalle de garde sont redondants, alors le récepteur n'a besoin que de N échantillons pour décoder le symbole OFDM; les G échantillons de l'intervalle de garde sont ignorés à la réception.

Si le canal est non dispersif (pas de multi-trajets), le récepteur peut prendre n'importe quel décalage temporel (time offset) jusqu'à la durée de l'intervalle de garde sans introduire une ISI. Grâce à la nature cyclique de l'intervalle de garde, l'existence d'un décalage temporel entre l'émetteur et le récepteur introduit simplement une rotation de phase de toutes les sous

porteuses du signal OFDM. La valeur de cette rotation de phase est proportionnelle à la fréquence de chaque sous porteuse; par exemple : une sous porteuse de fréquence $\frac{N}{2} \times f_0$, où f_0 est l'espacement entre les sous porteuses et N le nombre de sous porteuses, subit une rotation de phase de 180° pour chaque décalage temporel égale à un échantillon.

Si le canal est dispersif, l'ISI réduit la durée effective de l'intervalle de garde ; ceci réduit la valeur du décalage temporel maximale permise.

Si le système OFDM utilise une détection différentielle, alors la rotation de phase causée par le décalage temporel sera éliminée; S'il utilise une détection cohérente, alors une égalisation du canal sera nécessaire pour éliminer cette rotation.

2.3.6.2 Protection contre l'interférence entre symboles

Dans un signal OFDM, l'amplitude et la phase de chaque sous porteuse doivent être constantes pendant la durée du symbole OFDM pour maintenir l'orthogonalité entre les sous porteuses.

Si l'amplitude et la phase d'une sous porteuse donnée ne sont pas constantes, le spectre de cette sous porteuse n'aura pas une forme correcte du sinus cardinal, ce qui causera une interférence entre porteuses, car les valeurs nulles ne seront pas à leurs positions fréquentielles correctes.

Au début et à la fin de chaque symbole OFDM, l'amplitude et la phase d'une sous porteuse donnée changent rapidement à des nouvelles valeurs. La figure 2.13 (a) montre les changements de la phase d'une sous porteuse pour trois symboles OFDM.

Dans un milieu de propagation multi-trajets, l'ISI cause l'étalement de l'énergie entre les symboles entraînant des changements transitoires des amplitudes et des phases des sous porteuses, au début de chaque symbole. La durée de ces changements transitoires correspond au l'étalement temporel du canal dans lequel se fait la propagation du signal (figure 2.13 (b)).

Le signal transitoire est le résultat des signaux à trajets multiples qui arrivent à des temps relativement différents et changent le vecteur (amplitude et phase) de la sous porteuse reçue.

L'ajout de l'intervalle de garde permet d'éliminer l'ISI. La FFT est calculée en utilisant les échantillons, non affectés par l'ISI, du symbole OFDM reçu.

Donc, tant que la durée de l'intervalle de garde est supérieure à l'étalement temporel du canal, l'ISI est toujours éliminée; les effets, causés par les trajets multiples, restants tels que le changement de l'amplitude et la rotation de phase sont corrigés par une égalisation du canal.

Le choix de la durée de l'intervalle de garde dépend de l'étalement temporel du canal. En pratique, généralement sa durée ne dépasse pas le quart de la durée totale du symbole OFDM.

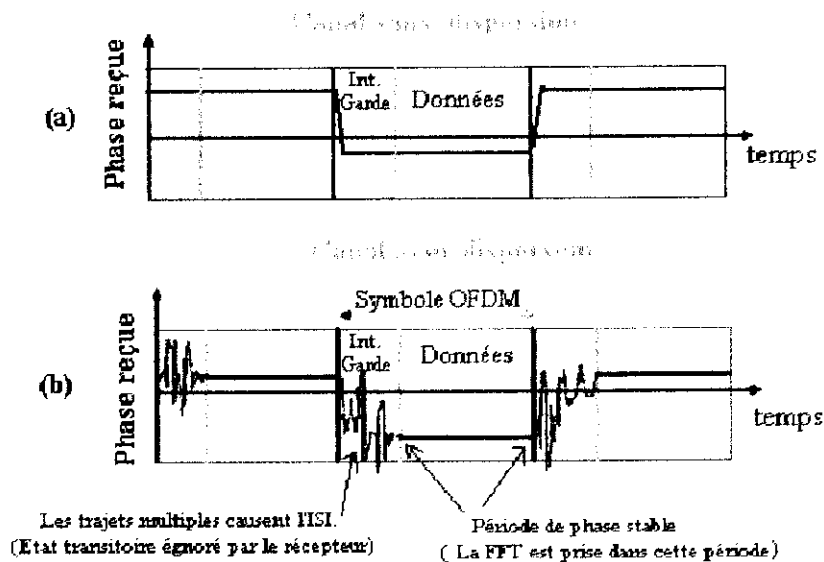


Figure 2.13 La fonction de l'intervalle de garde pour la protection contre l'interférence entre symboles ISI

2.4 bruit dans un système OFDM

Le bruit existe dans tous les systèmes de communication opérant dans des canaux physiques analogiques tels que le canal radio. Les sources principales sont : le bruit thermique et l'interférence entre cellules. De plus, l'interférence entre symboles (ISI), l'interférence entre porteuses (ICI) et la distorsion d'intermodulation (IMD) sont également des sources de bruit.

Les sources de bruit font diminuer le rapport signal sur bruit (SNR) à la réception, ce qui limitera l'efficacité spectrale du système.

Les bruits présents dans les systèmes de communication peuvent être modélisés avec précision en utilisant un bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce bruit a une densité spectrale uniforme (blanc) et une distribution gaussienne en amplitude (appelée aussi distribution

normale). Les bruits thermiques et électriques d'amplification ont principalement les propriétés d'un bruit blanc gaussien, ce qui leur permet d'être modélisés avec précision par un AWGN. De même, la plupart des autres sources de bruit ont les propriétés d'un AWGN à cause de l'utilisation de l'OFDM comme technique de transmission. Le signal OFDM possède une densité spectrale plate et une amplitude normalement distribuée à condition que le nombre des sous porteuses soit important (plus que 20 sous porteuses); de ce fait, l'interférence entre cellules avec autres systèmes OFDM a aussi les propriétés d'un AWGN. Pour la même raison l'ISI, l'ICI, et l'IMD ont aussi les propriétés d'un AWGN pour les signaux OFDM.

2.5 Schéma de Modulation

Les données binaires sont transmises par un système OFDM en utilisant les schémas de modulation de chaque sous porteuse.

La modulation de phase PSK (Phase Shift Keying) et la modulation d'amplitude en quadrature QAM (Quadrature Amplitude Modulation) sont les plus utilisées en transmission OFDM; Pour cette raison, nous rappelons les principes de ces deux schémas de modulation.

Ces deux schémas de modulation sont associés à des détections différentielle et cohérente.

2.5.1 La modulation cohérente

La modulation cohérente est réalisée en transmettant les phases et les amplitudes absolues des vecteurs de la constellation ou seulement les phases absolues des vecteurs de la constellation lorsqu'une modulation de phase cohérente est utilisée.

La rotation de phase et la variation d'amplitude, causées par le canal, augmentent le taux d'erreur lorsqu'une modulation cohérente est utilisée; de ce fait, l'égalisation du canal sera nécessaire si la modulation cohérente est utilisée par le système OFDM.

2.5.2 La modulation différentielle de phase

Dans une modulation différentielle de phase, la phase transmise, à un instant donné, correspond à la somme des phases des symboles déjà transmis; par exemple, soient {10 11 00 01} les données binaires à transmettre en utilisant la modulation QAM, les phases correspondantes obtenues par transcodage linéaire sont {180°, 270°, 0°, 90°}, si la phase du

début est 0° alors les phases à transmettre sont $\{180^\circ, (180^\circ+270^\circ)=90^\circ, (90^\circ+0^\circ)=90^\circ, (90^\circ+90^\circ)=180^\circ\}$, le récepteur réalise la démodulation différentielle en calculant la différence entre deux phases successives, les phases obtenues sont $\{180^\circ-0 = 180^\circ, 90^\circ-180^\circ = -90^\circ, 90^\circ-90^\circ = 0^\circ, 180^\circ-90^\circ = 90^\circ\}$.

La modulation différentielle de phase permet d'annuler les rotations de phase introduites par le canal, ceci élimine le besoin d'une égalisation du canal. De plus, la poursuite de phase introduite par le canal est effectivement actualisée au débit symbole. La modulation différentielle est, de ce fait, très appropriée pour les communications mobiles.

Cependant, la modulation différentielle nécessite 3dB de SNR plus que la modulation cohérente, pour avoir le même taux d'erreur binaire en présence de bruit. En effet, puisque la phase est détectée en calculant la différence entre les phases des symboles présent et précédent, alors le bruit est doublé par rapport au bruit de phase d'un seul symbole de la modulation cohérente.

2.5.3 Codage de gray

La constellation d'un schéma de modulation donne le vecteur transmis pour chaque combinaison binaire. Le codage de Gray est une méthode de codage telle que les points voisins dans la constellation se diffèrent seulement par un seul bit. Puisque le codage Gray réduit la probabilité d'avoir plusieurs erreurs binaires dans un symbole, alors il sert à minimiser le taux d'erreur binaire globale.

La figure 2.14 montre un exemple de codage de Gray pour une 16-PSK. L'équation 2.3 montre la création de code de Gray en format décimal.

Le codage de Gray peut être utilisé par tous les schémas de modulation PSK (QPSK, 8-PSK, 16-PSK, etc.), et QAM (16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, etc.). Pour une modulation QAM carrée chaque axe est transcodé séparément en utilisant le codage de Gray.

$$\begin{aligned}
 G_1 &= \{0, 1\} \\
 G_2 &= \{0, 1, 3, 2\} \\
 G_3 &= \{0, 1, 3, 2, 6, 7, 5, 4\} \\
 & * \\
 & * \\
 & * \\
 G_{N+1} &= \{G_N (1, 2, 3, \dots, 2^N), G_N (2^N, 2^N - 1, 2^N - 2, \dots, 1) + 2^N\} \quad (2.3)
 \end{aligned}$$

Décimal	Code Gray	Décimal	Code Gray
0	0,0,0,0	8	1,1,0,0
1	0,0,0,1	9	1,1,0,1
2	0,0,1,1	10	1,1,1,1
3	0,0,1,0	11	1,1,1,0
4	0,1,1,0	12	1,0,1,0
5	0,1,1,1	13	1,0,1,1
6	0,1,0,1	14	1,0,0,1
7	0,1,0,0	15	1,0,0,0

Tableau 2.1 Le codage de Gray en binaire.

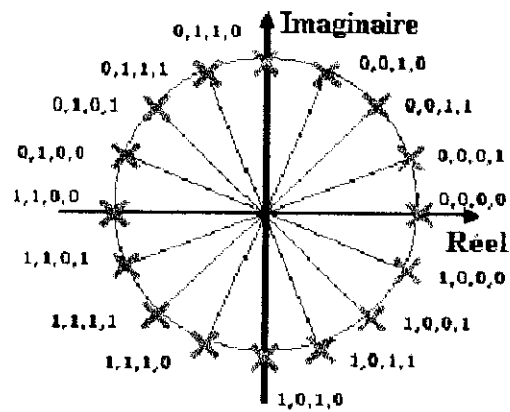


Figure 2.14 La constellation d'une 16-PSK en utilisant le codage de Gray. Entre deux positions successives un seul bit change.

2.6 Les inconvénients du système OFDM

Dans cette dernière partie, nous développons des modèles mathématiques décrivant les inconvénients inhérents de la technique OFDM. Ces modèles mathématiques seront utilisés dans le troisième chapitre pour l'évaluation des performances du système OFDM.

2.6.1 Décalage fréquentiel de la porteuse

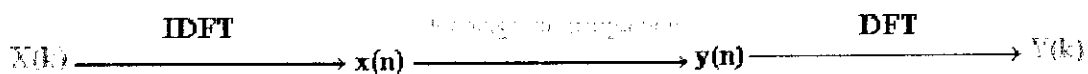
Le décalage fréquentiel de la porteuse est principalement causé par deux sources :

- La différence entre les fréquences d'oscillations des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur;
- Le mouvement relatif du récepteur par rapport à l'émetteur (effet Doppler).

Soit les symboles $X(k)$ à transmettre en utilisant un système OFDM. Ces symboles sont transformés au domaine temporel en utilisant une IDFT. La porteuse RF modulée par le signal OFDM en bande de base est transmise dans le canal sans fils.

A la réception le signal est démodulé pour avoir un signal en bande de base. Mais, à cause de la différence de fréquence entre l'émetteur et le récepteur, le signal reçu subit un décalage fréquentiel. Le signal reçu est noté $y(n)$.

Dans le but d'obtenir les symboles transmis, la DFT est appliquée au signal OFDM pour revenir au domaine fréquentiel. Soit $Y(k)$ le symbole reçu.



Trouvons la relation entre $Y(k)$ et $X(k)$.

$$x(n) = IDFT\{X(k)\} \quad (2.4)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.5)$$

Le décalage fréquentiel en $x(n)$ est une rotation de phase de $2\pi\epsilon n/N$, où ϵ le décalage fréquentiel normalisé. Donc ;

$$y(n) = x(n) \times e^{j \frac{2\pi\epsilon n^2}{N}} \quad (2.6)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \times e^{j \frac{2\pi \varepsilon n}{N}} \quad (2.7)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi n}{N} (k + \varepsilon)} \quad (2.8)$$

Finalement, il faut appliquer la DFT à $y(n)$ pour déterminer l'effet du décalage fréquentiel sur les données transmises.

$$Y(k) = DFT\{y(n)\} \quad (2.9)$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi m}{N} (m + \varepsilon)} \right\} e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi m}{N} (m - k + \varepsilon)} \quad (2.11)$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m}{N} (m - k + \varepsilon)} \right\} \quad (2.12)$$

Le terme entre les accolades peut être calculé en utilisant l'expression de la somme d'une suite géométrique $S_n = \sum_{k=0}^n r^k = \frac{1 - r^{n+1}}{1 - r}$. Alors :

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \frac{1 - e^{j 2\pi (m - k + \varepsilon)}}{1 - e^{j \frac{2\pi (m - k + \varepsilon)}{N}}} \quad (2.13)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \frac{e^{j\pi (m - k + \varepsilon)} (e^{-j\pi (m - k + \varepsilon)} - e^{j\pi (m - k + \varepsilon)})}{e^{j \frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N}} (e^{-j \frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N}} - e^{j \frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N}})} \quad (2.14)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \frac{e^{j\pi (m - k + \varepsilon)}}{e^{j \frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N}}} \times \frac{-2j \sin(\pi (m - k + \varepsilon))}{-2j \sin(\frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N})} \quad (2.15)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j\pi (m - k + \varepsilon) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi (m - k + \varepsilon))}{\sin(\frac{\pi (m - k + \varepsilon)}{N})} \quad (2.16)$$

Puisque $\frac{N-1}{N} \rightarrow 1$ pour une grande valeur de N , alors $Y(k)$ devient :

$$Y(k) \approx \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \frac{\sin(\pi(m-k+\varepsilon))}{\sin\left(\frac{\pi(m-k+\varepsilon)}{N}\right)} e^{j\pi(m-k+\varepsilon)} \quad (2.17)$$

Nous relierons maintenant les symboles reçus aux symboles transmis en utilisant (2.17)
Mais nous définissons d'abord :

$$S(m,k) = \frac{\sin(\pi(m-k+\varepsilon))}{N \sin\left(\frac{\pi(m-k+\varepsilon)}{N}\right)} e^{j\pi(m-k+\varepsilon)} \quad (2.18)$$

Alors,

$$Y(k) = \sum_{m=0}^{N-1} X(m)S(m,k) \quad (2.19)$$

$$Y(k) = X(k)S(k,k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} X(m)S(m,k) \quad (2.20)$$

Le premier terme en (2.20) est le symbole transmis multiplié par le facteur $S(k,k)$.

Le facteur $S(k,k)$ introduit une rotation de phase de $\pi\varepsilon$ et une atténuation d'amplitude de $\sin(\pi\varepsilon)/\pi\varepsilon$. Puisque ce facteur dépend seulement de la valeur de décalage fréquentiel ε et ne dépend pas de la sous porteuse (la valeur de k), alors son effet sur chaque sous porteuse est le même.

Le deuxième terme dans l'équation 2.20 représente l'interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interference) qui est analogue à l'ISI causée par la mémoire du canal dans le domaine temporel.

La figure 2.15 (b) montre schématiquement le spectre du signal OFDM et l'échantillonnage du spectre fait par le récepteur, en présence d'un décalage fréquentiel Δf . Dans ce cas, les amplitudes (points noirs) sont atténuées et une interférence entre porteuses (points verts) est introduite.

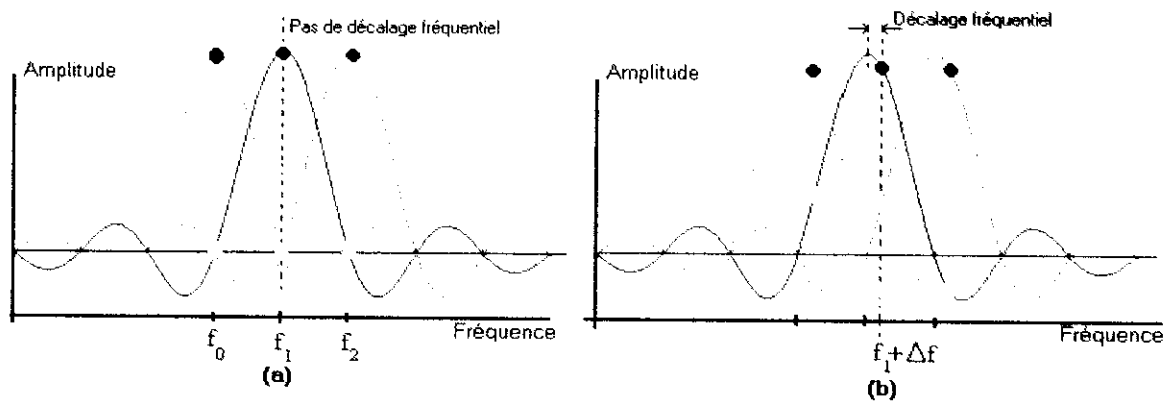


Figure 2.15 Spectre du signal OFDM.

Les caractéristiques de l'ICI sont similaires à un bruit gaussien qui dégrade le SNR. La dégradation est proportionnelle au décalage fréquentiel normalisé ε .

La constellation des symboles reçus, dans le cas d'un décalage fréquentiel normalisé de 5% ($\varepsilon = 0.05$), est dessinée dans la figure 2.16 où le canal est supposé sans bruit.

La constellation des symboles originaux ($\varepsilon = 0$) est également dessinée dans la figure 2.16. Dans cette figure, la rotation de phase et le bruit généré par l'ICI sont apparents.

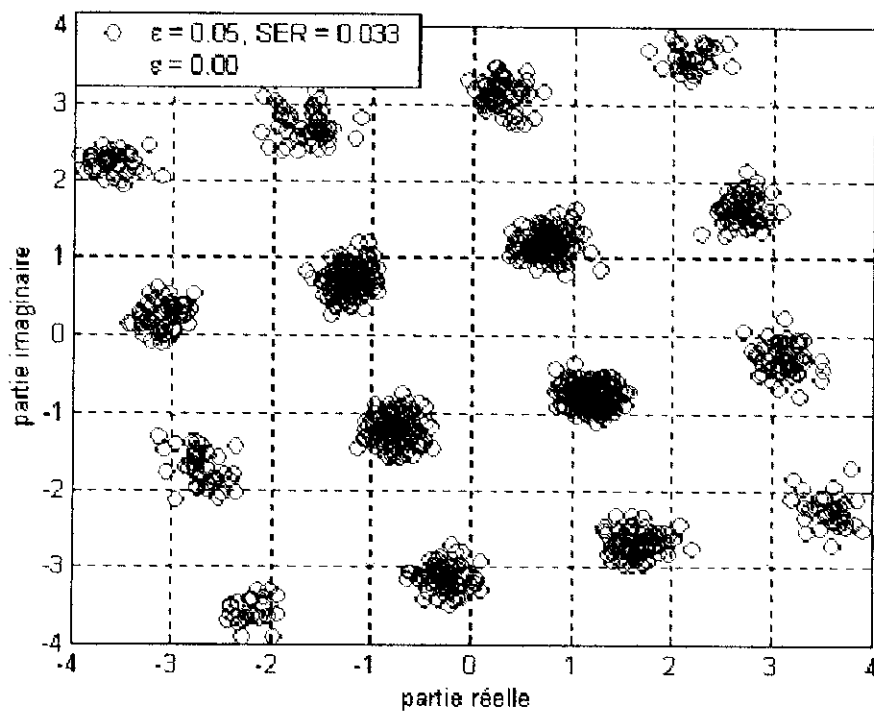
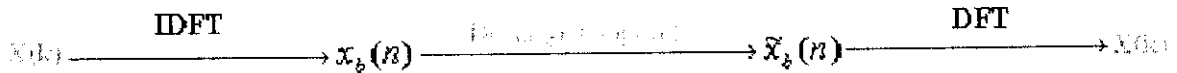


Figure 2.16 Constellation des symboles reçus en transmission OFDM lorsqu'un décalage de Fréquence de 5% est présent. (Script : *desynchro_freq_OFDM.m*)

2.6.2 Décalage temporel

L'effet du décalage dans le temps d'échantillonnage dans un système OFDM est la rotation de symboles qui peut être incluse dans l'estimation du canal et corrigée facilement. Dans cette partie nous exprimons la valeur de cette rotation de phase en supposant un petit décalage temporel (inférieur à la durée effective de l'intervalle de garde).

Comme dans le cas du décalage fréquentiel, trouvons les symboles reçus en fonction des symboles transmis et du décalage temporel. Soient $X(k)$ et $\hat{X}(k)$ les symboles transmis et reçus respectivement, $x_b(n)$ le signal en bande de base et $\tilde{x}_b(n)$ est le signal en bande de base avec un décalage temporel. Alors, le modèle est le suivant:



Le décalage temporel est causé par l'échantillonnage du signal reçu à des instants incorrects. Alors $\tilde{x}_b(n)$ n'est autre que le signal $x_b(n)$ décalé dans le temps, i.e. si nous avons un décalage temporel de θ ;

$$\begin{aligned} \tilde{x}_b(n) &= x_b(n - \theta) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi k}{N} (n - \theta)} \end{aligned}$$

Maintenant, calculons $\tilde{X}(k)$ à partir de $\tilde{x}_b(n)$ en utilisant la DFT.

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi m}{N} (n - \theta)} \right\} e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi m}{N} (m-k)} e^{-j \frac{2\pi m\theta}{N}} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \underbrace{\left\{ \sum_{n=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi m}{N} (m-k)} \right\}}_{N \Delta(m-k)} e^{-j \frac{2\pi m\theta}{N}} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \Delta(m-k) e^{-j \frac{2\pi m\theta}{N}} \end{aligned}$$

$$\tilde{X}(k) = X(k)e^{j\frac{2\pi k\theta}{N}} \quad (2.21)$$

L'équation 2.21 montre que le décalage temporel θ cause seulement une rotation de phase des symboles transmis. La valeur de cette rotation de phase augmente linéairement avec l'ordre (le nombre k) de la sous porteuse utilisée .

Puisque le décalage temporel n'introduit pas une ICI, alors l'orthogonalité entre les sous porteuses est toujours maintenue. Donc la synchronisation temporelle n'est pas un problème crucial dans les systèmes OFDM.

2.6.3 Rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne

L'un des inconvénients de l'OFDM est son rapport de puissance crête sur la puissance moyenne (PAPR) relativement élevé. La superposition d'un nombre important de sous porteuses donne une densité de puissance de distribution de Rayleigh, qui possède de grandes fluctuations. La figure 2.17 montre l'amplitude d'un signal OFDM.

Donc les émetteurs OFDM nécessitent un amplificateur de puissance ayant une large zone de fonctionnement linéaire, ceci rend l'amplificateur coûteux et non efficace. Toute non linéarité dans l'amplificateur distord le signal OFDM. Cette distorsion cause des problèmes dans la chaîne de transmission, tels que l'étalement spectral qui cause l'interférence avec les systèmes transmettant dans les bandes de fréquence voisines.

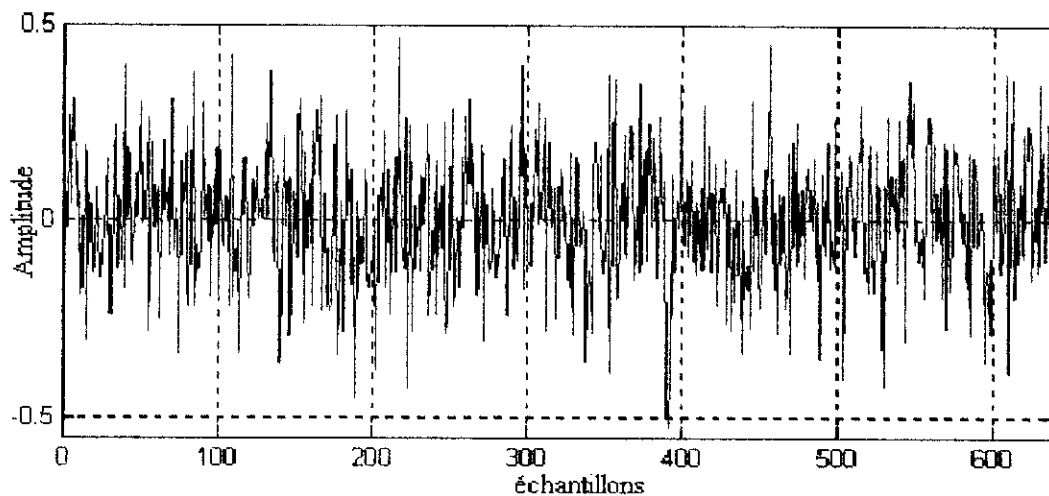


Figure 2.17 Signal OFDM en bande de base. (Script : *bruit_OFDM_detec.m*)

La figure 2.18 montre un signal OFDM généré en utilisant une FFT de 256 points , un intervalle de garde de 64 échantillons et une modulation de type 16-QAM.

La non linéarité dans la transmission produit la distorsion d'intermodulation IMD(Inter Modulation Distortion) et les harmoniques. La figure 2.18 montre l'effet d'écrêtage sur un signal OFDM à deux sous porteuses. Les signaux OFDM pratiques sont réalisés à partir d'un nombre important de sous porteuses.

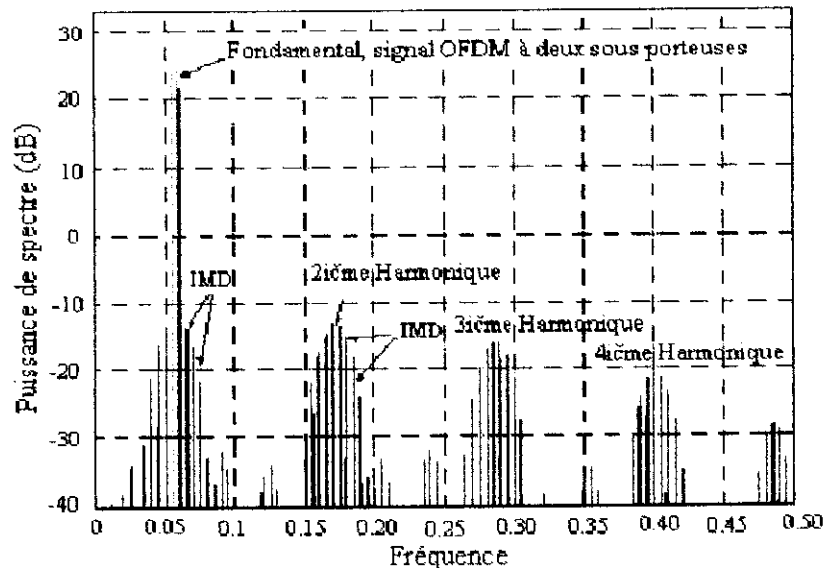


Figure 2.18 L'effet de la distorsion sur un signal OFDM à deux sous porteuses.

Les harmoniques possèdent une fréquence X fois supérieure à la fréquence de la porteuse RF, où X est un entier. C'est-à-dire si la fréquence RF est égale à 900 MHz les harmoniques apparaissent aux fréquences 1800MHz, 2.7 GHz,...etc. Les harmoniques peuvent être facilement supprimés en utilisant un filtre passe bas relativement simple à la sortie de l'émetteur.

La distorsion d'intermodulation est un problème plus gênant car elle crée des composantes qui sont à l'intérieur de la bande de transmission ou proches de celle-ci.

Les composantes créées à l'intérieur de la bande de transmission dégradent le SNR du système et donc la performance du système, même en absence de toute source de bruit.

Les composantes qui sont à l'extérieur de la bande de transmission étalent le spectre du signal OFDM, en causant une interférence importante avec les autres communications occupant une bande spectrale voisine. L'étalement spectrale peut être minimisé en utilisant un filtre passe bande après l'amplificateur de puissance; cependant, la conception d'un tel filtre ayant une réponse fréquentielle adéquate n'est pas facile car ce filtre fonctionne dans la fréquence RF.

Le PAPR de $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM x_m est donné par :

$$PAPR_m = \max_{0 \leq n \leq N-1} \frac{|x_m(n)|^2}{E\{|x_m(n)|^2\}} \quad (2.22)$$

Bien que le PAPR est élevé pour l'OFDM, ses valeurs maximales sont rarement atteintes car la puissance transmise est concentrée dans les signaux de faible amplitude; par exemple, le maximum de PAPR pour un système OFDM avec 32 sous porteuses, utilisant un schéma de modulation QPSK, est statistiquement observé une fois par 3.7 millions d'années si la durée du symbole OFDM est de 100 μ s [14].

Pour éviter la distorsion, l'amplificateur doit toujours fonctionner dans sa région linéaire. Cependant, une telle solution n'est pas énergétiquement efficace, alors elle n'est pas appropriée pour les applications de communication sans fils utilisant des batteries. La minimisation de PAPR avant l'amplificateur de puissance permet la transmission d'une puissance moyenne importante sans distorsion, ce qui améliore le rapport signal sur bruit à la réception, par conséquent, il est important de minimiser le PAPR.

Dans la littérature, différentes approches ont été utilisées pour réduire le PAPR des signaux OFDM. Parmi les techniques utilisées la prédistorsion, la randomisation, le codage, l'optimisation de phase [15] et la réservation des sous porteuses [16].

Dans le reste de ce projet, nous supposons que les effets introduits par les non linéarités du système OFDM sont négligeables.

2.7 Conclusion

Les communications à haut débit sont affectées, non seulement par le bruit, mais essentiellement par l'interférence entre symboles (ISI) due à la mémoire du canal dispersif.

La plupart des systèmes de communication à haut débit utilisent un égaliseur pour supprimer les échos causés par le canal; cependant la complexité de cet égaliseur augmente avec le débit utilisé.

La transmission OFDM constitue une nouvelle approche pour la transmission dans les canaux dispersifs. Au lieu de supprimer les échos causés par le canal, en utilisant un égaliseur complexe à la réception, la transmission OFDM utilise un ensemble de sous porteuses orthogonales, à faible débit symbole, ce qui donne une durée de symbole largement supérieure à la mémoire du canal, éliminant ainsi, le besoin d'un égaliseur complexe. L'égalisation, dans les systèmes OFDM, se réduit à une simple multiplication par des coefficients complexes (amplitude et phase) dans le domaine fréquentiel (après le calcul de la FFT).

De plus, la résistance de l'OFDM à l'ISI peut être augmentée davantage en utilisant un intervalle de garde, de durée supérieure à la mémoire du canal, au début de chaque symbole OFDM. Cette extension cyclique fait diminuer le SNR et le débit utile car elle exploite une partie de l'énergie transmise et du débit, mais la plupart des systèmes pratiques l'utilisent comme un moyen de lutte contre l'ISI pour maintenir l'orthogonalité des systèmes OFDM.

Naturellement, comme toute technique, la transmission OFDM possède des inconvénients qui limitent les performances, tels que la sensibilité aux décalages fréquentiel et temporel.

En fait, les performances du système OFDM en présence du bruit, d'ISI, des décalages fréquentiel et temporel, ...etc. doivent être évaluées pour déterminer l'effet de chaque paramètre sur la performance globale du système OFDM.

Ceci constitue l'objet du troisième chapitre.

Chapitre 3

Evaluation des performances d'un système OFDM

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous évaluons les performances d'un système OFDM de base. Les résultats de la simulation, faite sous Matlab[®], sont présentés et analysés.

Les effets de l'extension cyclique du symbole OFDM, des démodulations cohérente et différentielle sur la performance de la transmission OFDM, sont évalués en présence des décalages temporel et fréquentiel, du multi-trajets et du bruit.

3.2 La simulation

Dans cette partie, nous décrivons le modèle de simulation utilisé et les programmes développés. Nous citons aussi les paramètres du système OFDM simulé.

3.2.1 Modèle de simulation

Le modèle de simulation simplifié est schématisé dans la figure 3.1.

Un générateur pseudo aléatoire génère des symboles selon le type de la modulation et la détection utilisées par le système OFDM. Ces symboles modulent les sous porteuses utilisées pour la transmission des données et les autres sous porteuses sont mises à zéro. L'application de l'IFFT sur le bloc des symboles permet d'obtenir les échantillons du signal OFDM temporel. Après l'insertion de l'intervalle de garde, ces échantillons sont injectés dans un canal caractérisé par sa réponse impulsionnelle, son bruit, son décalage temporel ainsi que son décalage fréquentiel.

A la réception, le processus inverse est réalisé pour déterminer les symboles reçus. Finalement, on compare les symboles reçus et les symboles transmis a fin de déterminer le SER.

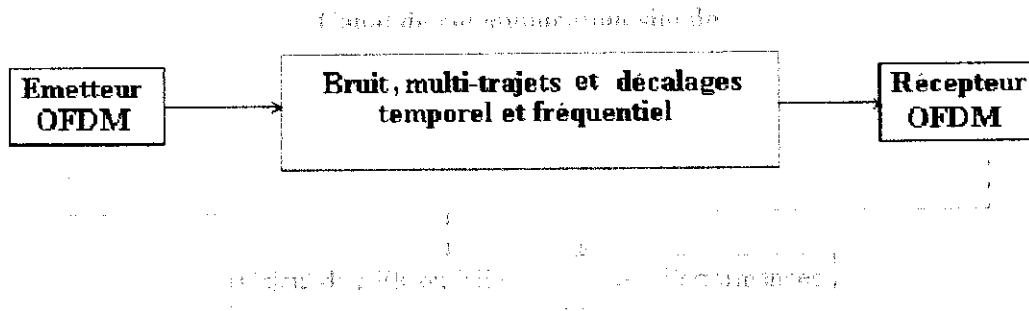


Figure 3.1 Le modèle de simulation utilisé pour l'évaluation des performances du système OFDM.

3.2.2 Description des programmes de simulation

Au moins pour chaque partie du système OFDM simulé un sous programme est développé. Ainsi, des sous programmes pour la génération des symboles pseudo aléatoires, la génération du signal OFDM temporel, la simulation des effets du canal, la réception du signal OFDM, le codage binaire naturel, le codage binaire de Gray, le calcul de SER et de BER ...etc. sont développés.

Ces sous programmes sont appelés par des programmes principaux. Pratiquement, pour chaque simulation faite un seul programme principal est réalisé. Dans ce projet, le nom du programme principal utilisé dans une simulation donnée est indiqué au-dessous du résultat obtenu par la simulation; a titre d'exemple, *decalage_tempo_OFDM.m* est le nom de fichier source principal utilisé pour la simulation de décalage temporel. Certains programmes principaux sont utilisés pour faire plusieurs simulations différentes, dans ce cas quelques modifications du programme principal sont nécessaires.

Notons que certains programmes de simulation exécutés, sous l'environnement Matlab, ont pris un temps d'exécution supérieur à seize heures pour obtenir un résultat satisfaisant. Pour alléger ce problème, nous avons fait une conversion des codes sources de Matlab vers le langage C.

Les codes source en C ont été ensuite compilés pour avoir des fichiers exécutables dont l'exécution est indépendante de l'environnement Matlab; de cette façon, la réduction du temps d'exécution est d'environ 50%.

3.2.3 Les paramètres de simulation

Les valeurs des paramètres utilisés dans toutes les simulations faites dans ce chapitre sont résumées dans le tableau 3.1.

Notons que ces valeurs sont celles du système de télédiffusion numérique terrestre 'DVB-T 2K' avec quelques modifications introduites.

Paramètres	Valeurs
FFT	2048 Echantillons
Porteuses de données	1000 Porteuses
Intervalle de garde	512 Echantillons
Schéma de modulation	M-PSK, M-QAM
Type de démodulation	Cohérente, Différentielle
Codage binaire	linéaire, codage de Gray

Tableau 3.1 Les valeurs des paramètres de simulation.

3.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons et commentons les résultats de simulation obtenus. Le nombre de symboles utilisés pour la simulation varie entre 10^5 et 10^6 symboles, selon la précision voulue. Le critère d'évaluation des performances est le taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate) ou le taux d'erreur par symbole SER (Symbol Error Rate).

3.3.1 Ajout de l'intervalle de garde

Deux simulations sont faites, l'une en présence d'un décalage temporel de durée variable, et l'autre en présence d'un canal dispersif à étalement temporel variable. L'objectif de ces deux simulations est la démonstration du rôle de l'intervalle de garde en présence de décalage temporel et de multi-trajets.

3.3.1.1 Intervalle de garde et décalage temporel

Le décalage temporel entre le récepteur et l'émetteur est produit lorsque l'instant choisi par le récepteur, comme début du symbole OFDM, est incorrect. L'objectif de cette simulation est d'examiner l'effet de ce décalage sur la performance d'un système OFDM utilisant un intervalle de garde et différents types de modulation.

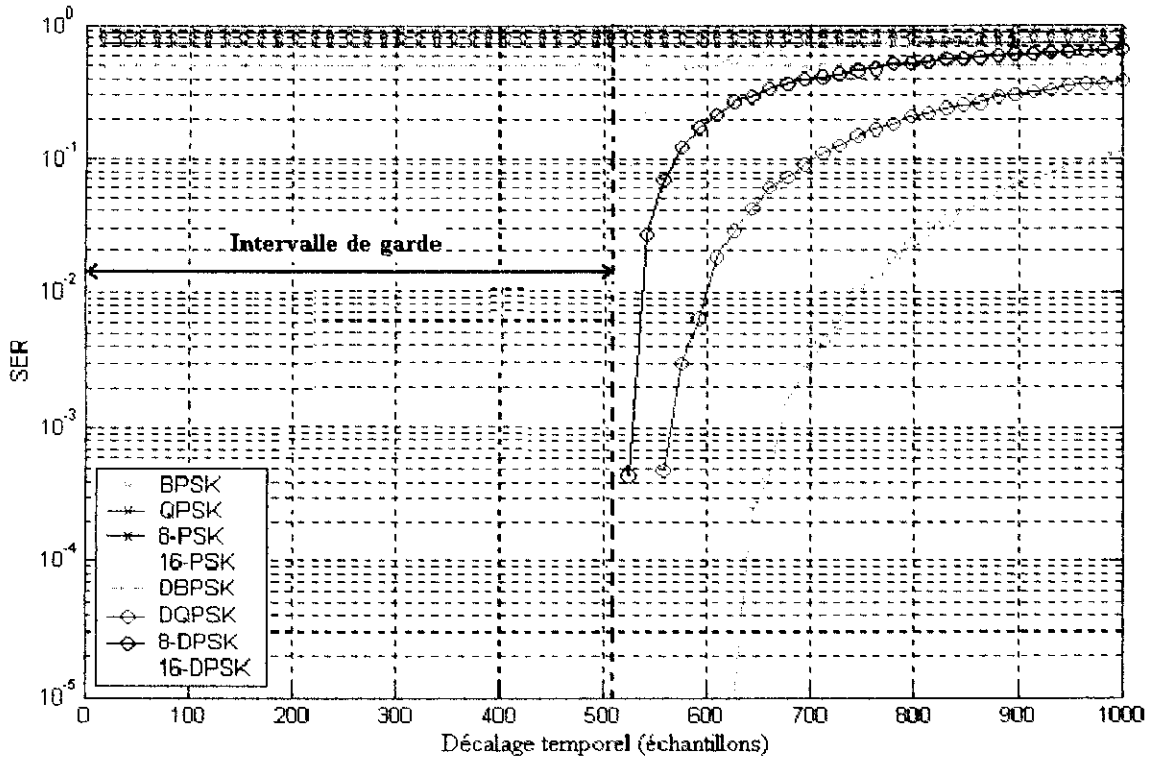


Figure 3.2 Effet de décalage temporel entre l'émetteur et le récepteur dans une transmission OFDM utilisant un intervalle de garde. (Script : *decalage_tempo_OFDM.m*)

Si le décalage temporel est inférieur à la durée de l'intervalle de garde, les symboles de données reçus subissent seulement des rotations. Lorsqu'une démodulation différentielle est utilisée par le récepteur, l'effet de cette rotation est totalement éliminé (figure 3.3 (a2)). Cependant, si une démodulation cohérente est utilisée par le récepteur, cette rotation affecte sévèrement la performance du système (figure 3.3 (a1)).

Dans le cas où le décalage temporel dépasse la durée de l'intervalle de garde, une interférence entre symboles OFDM est produite entraînant la dégradation de la performance (figure 3.3 (b1), (b2)) au fur et à mesure que ce décalage augmente, quel que soit le type de démodulation utilisée.

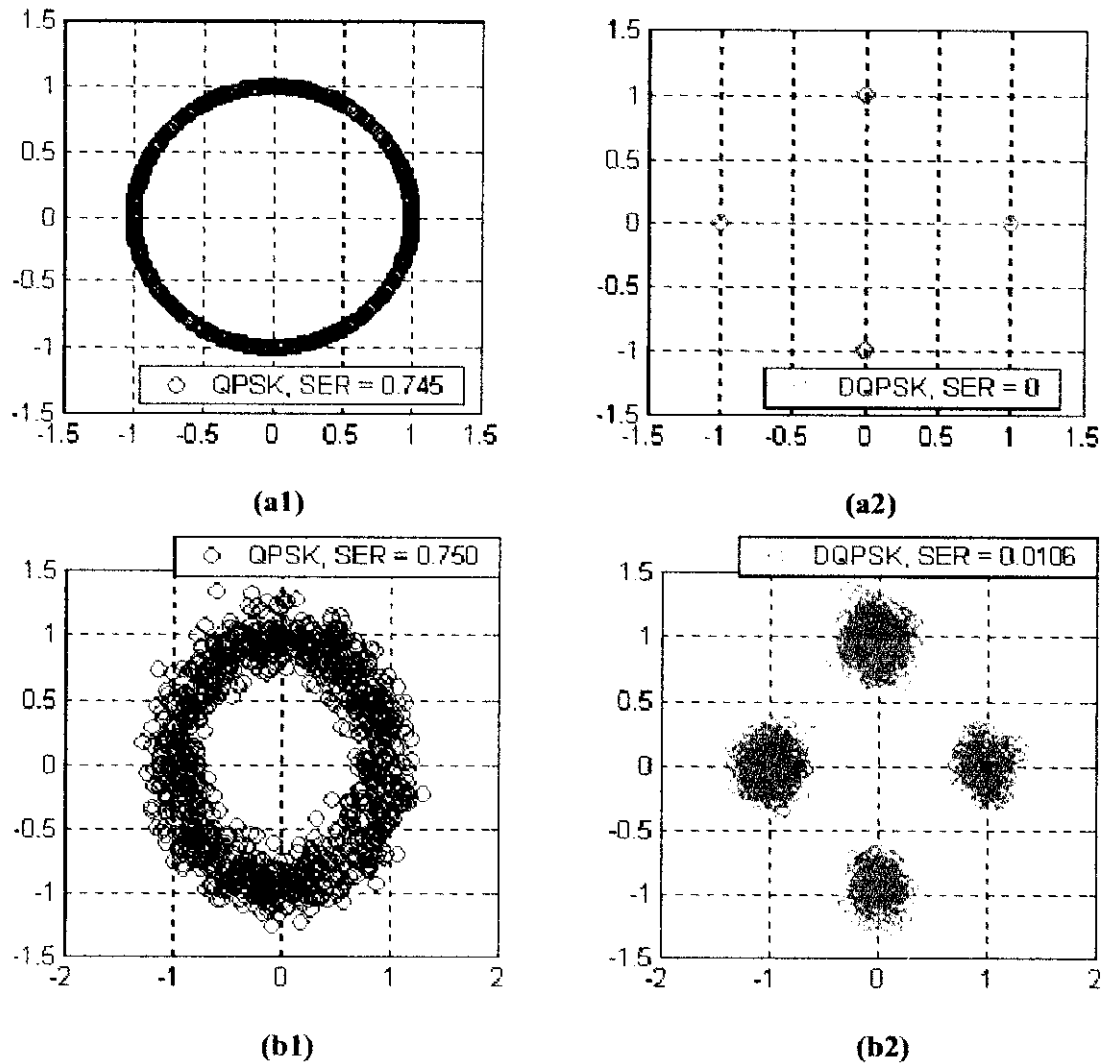


Figure 3.3 Constellation des symboles de données reçus dans une transmission OFDM en présence d'un décalage temporel. (Script : *decalage_tempo_OFDM.m*)

Dans (a1) et (a2) le décalage temporel est inférieur à la durée de l'intervalle de garde. Alors que dans (b1) et (b2) le décalage temporel est de 600 échantillons (supérieure à la durée de l'intervalle de garde).

3.3.1.2 Intervalle de garde et canal dispersif

Dans cette simulation, nous mettons l'accent sur la performance d'une transmission OFDM utilisant un intervalle de garde et différents schémas de modulation en présence d'un canal dispersif statique. Le canal est modélisé par une réponse impulsionnelle constituée par

deux impulsions; alors, le signal reçu est composé par un signal direct et un signal réfléchi. Le signal réfléchi a une puissance inférieure de 1.9dB par rapport à la puissance du signal direct. La figure 3.5 montre les résultats obtenus.

L'étalement temporel est la durée de la réponse impulsionnelle (mémoire du canal).

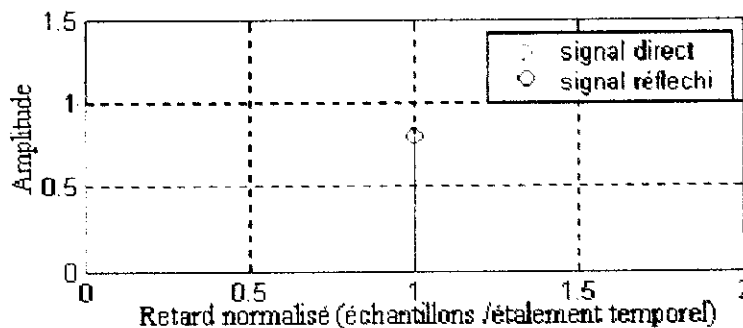


Figure 3.4 Le modèle de la réponse impulsionnelle utilisée dans la simulation.

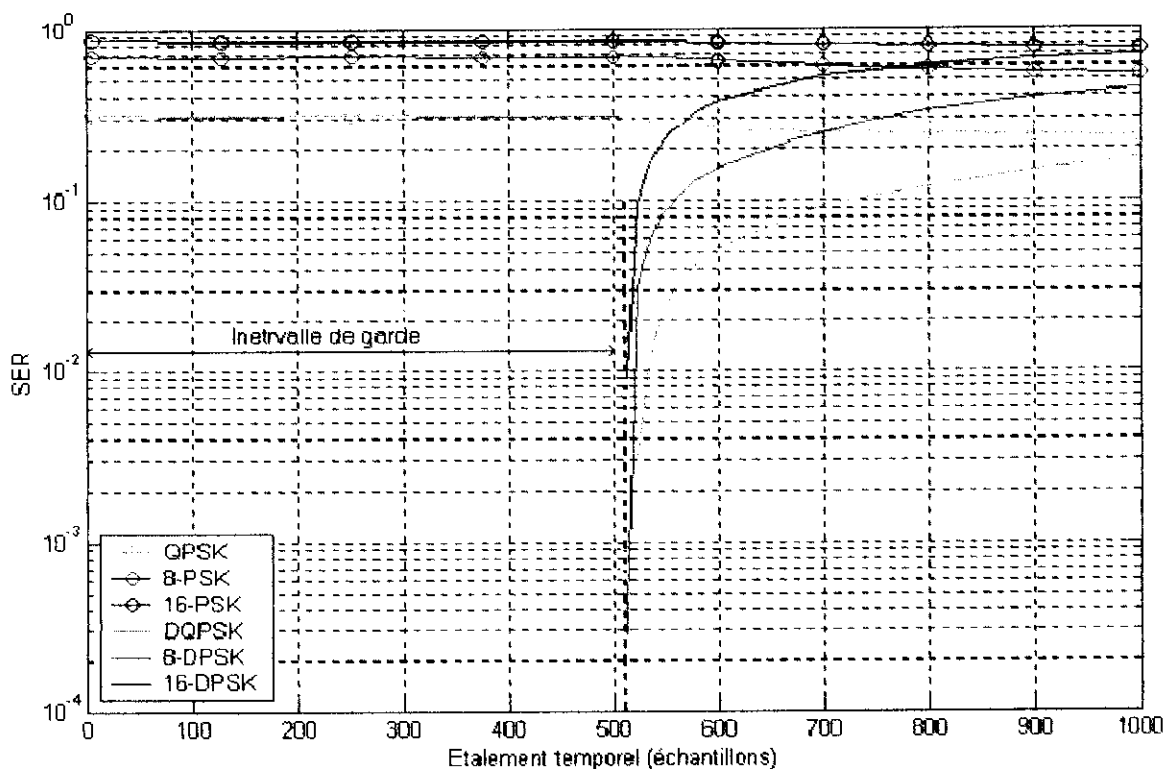


Figure 3.5 Interférence entre symboles OFDM et intervalle de garde en transmission OFDM. (Script : trajets_multiples_OFDM.m)

Un canal dispersif de mémoire inférieure à la durée de l'intervalle de garde n'influe que sur la performance d'une transmission OFDM utilisant une démodulation cohérente car la démodulation différentielle élimine les rotations des symboles de données introduites par le canal (figure 3.6 (a1), (a2)). Cependant, dès que l'étalement temporel du canal dépasse la

durée de l'intervalle de garde, la performance de la transmission utilisant la démodulation différentielle commence à se dégrader; ceci à cause de l'interférence entre symboles OFDM causée par une mémoire de canal supérieure à la durée de l'intervalle de garde (figure 3.6 (b1), (b2)).

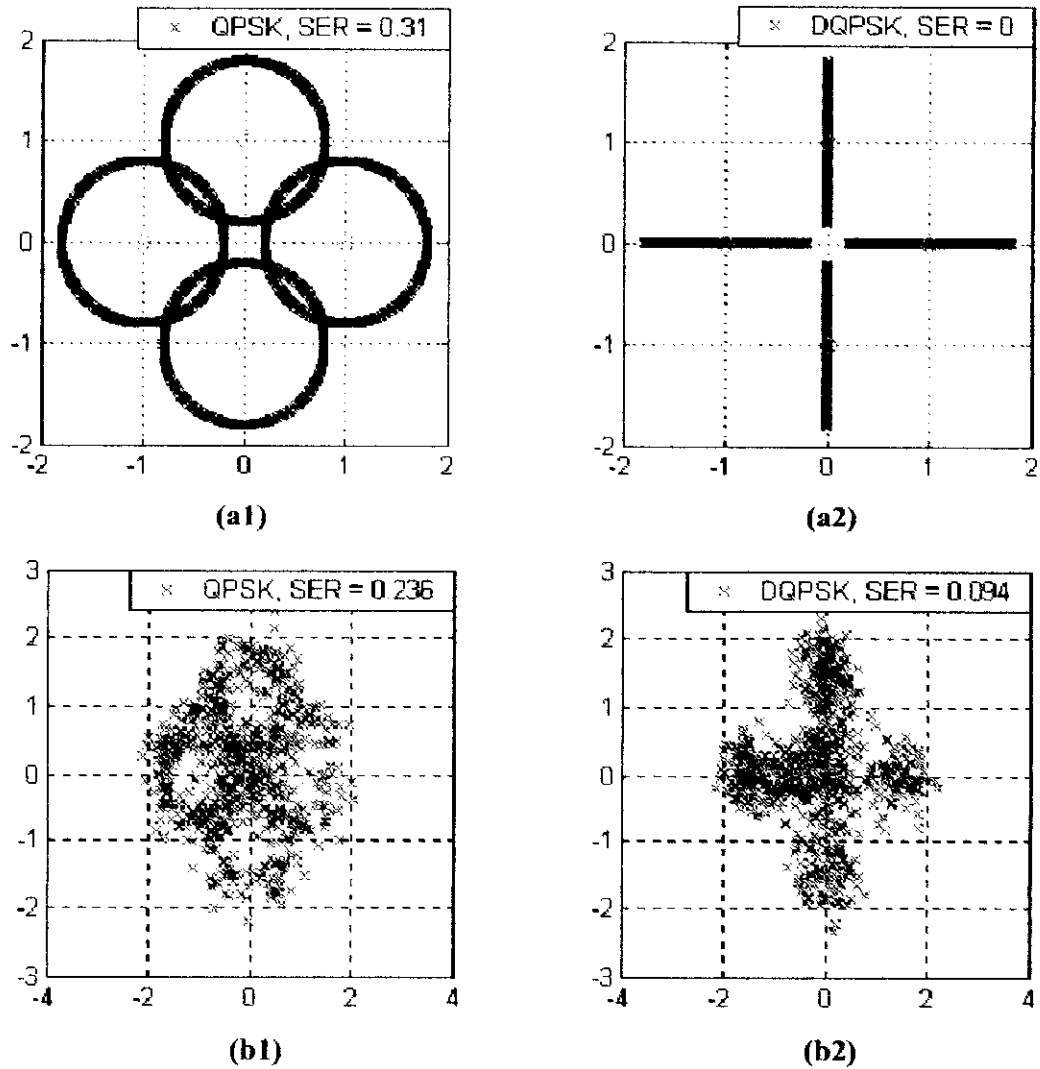


Figure 3.6 Constellation des symboles de données reçus dans une transmission OFDM utilisant la modulation QPSK avec une démodulation différentielle et cohérente.

(Script : *trajets_multiples_OFDM.m*)

Dans (a1) et (a2) l'étalement temporel est inférieur à la durée de l'intervalle de garde. Dans (b1) et (b2) l'étalement temporel est égal à 700 échantillons (supérieur à la durée de l'intervalle de garde).

Dans la pratique, des mesures expérimentales sont faites pour déterminer l'étalement temporel du milieu. La durée de l'intervalle de garde est choisie supérieure à l'étalement temporel mesuré. Lorsque la durée de l'intervalle de garde est supérieure à l'étalement temporel du canal et une démodulation cohérente est utilisée, le récepteur doit avoir un égaliseur pour compenser l'effet du canal. Cependant, si une démodulation différentielle est utilisée, l'égaliseur n'est plus nécessaire.

3.3.2 Effet du bruit sur une transmission OFDM

Le bruit simulé est un bruit blanc additif gaussien complexe dont les parties réelle et imaginaire sont indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle. Toutes les autres imperfections du canal sont supposées négligeables dans cette simulation. La performance est mesurée à l'aide de SER.

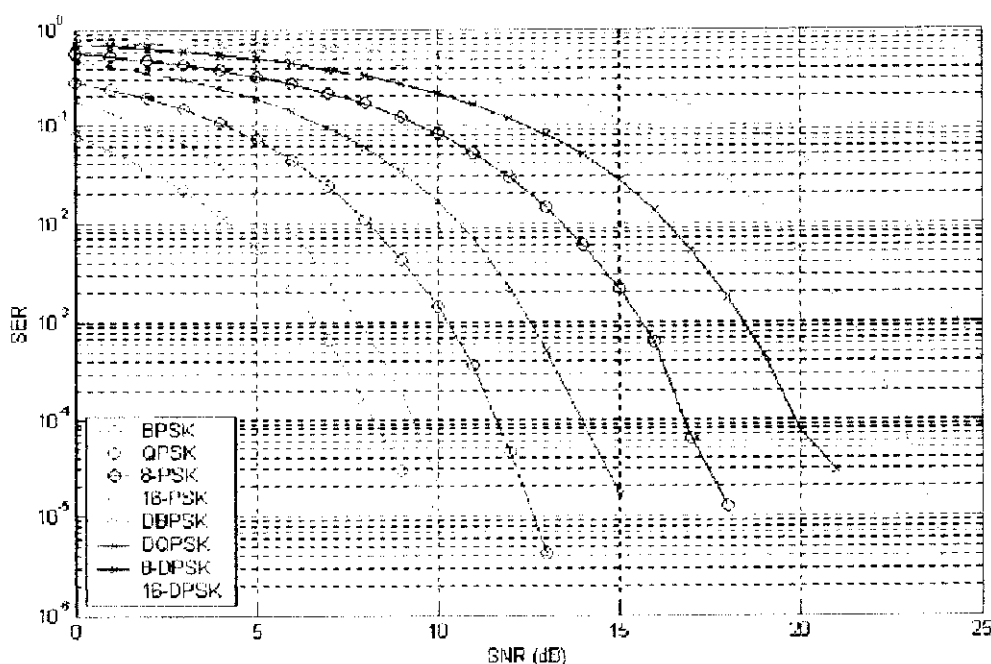


Figure 3.7 Effet du bruit la transmission OFDM. (Script : *bruit_OFDM_detec.m*)

La figure 3.7 montre que la performance d'une transmission OFDM, utilisant une démodulation cohérente, est meilleure par rapport à celle utilisant la démodulation différentielle en présence du bruit. Nous observons une dégradation de la performance lorsqu'une démodulation différentielle est utilisée car il faut un SNR plus élevé dans le cas de la démodulation différentielle pour avoir la même performance qu'une transmission utilisant la démodulation cohérente.

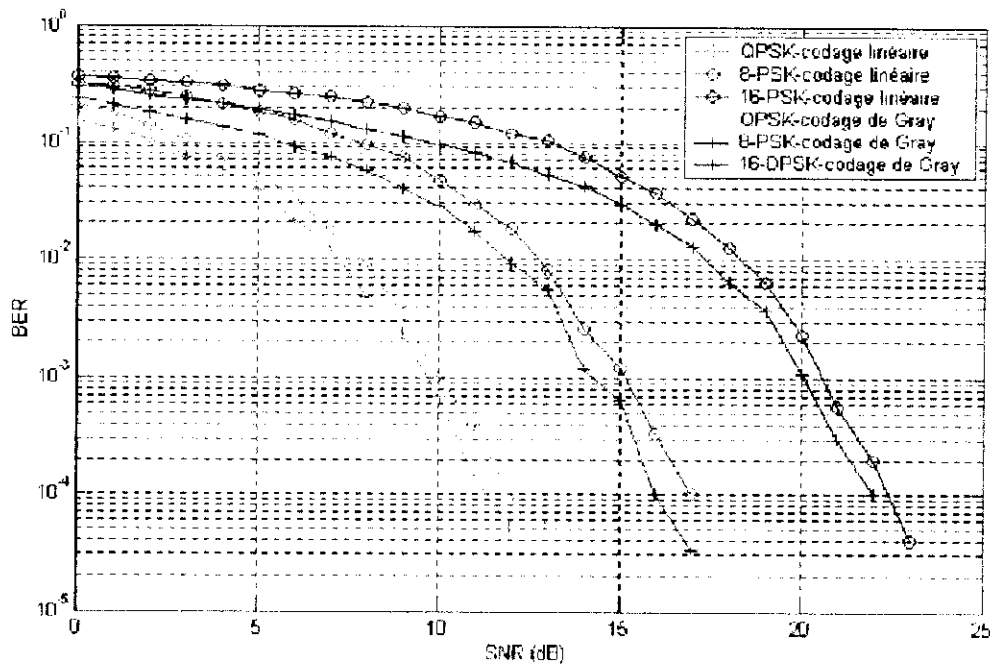


Figure 3.8 Effet de bruit sur la transmission OFDM pour un codage linéaire et codage de Gray. (Script : *bruit_OFDM_codage.m*)

La figure 3.8 donne la performance de la transmission OFDM en présence du bruit. Cette fois-ci, la performance est mesurée à l'aide de BER.

Nous constatons que la performance de la transmission en présence du bruit s'améliore lorsqu'un codage de Gray est utilisé, quel que soit le type de la modulation employée.

3.3.3 Décalage fréquentiel de la porteuse RF

Le décalage fréquentiel de la porteuse RF est produit lorsqu'il y a une différence de fréquence entre les oscillateurs locaux de récepteur et de l'émetteur ou lorsque le récepteur est en mouvement relatif par rapport à l'émetteur (effet Doppler).

Nous avons simulé le décalage fréquentiel en utilisant l'équation 2.6 du deuxième chapitre.

La figure 3.9 montre l'effet du décalage fréquentiel de la porteuse RF sur la performance de la transmission OFDM.

Le décalage de fréquence est normalisé par rapport à l'espacement fréquentiel entre les sous porteuses de la transmission OFDM.

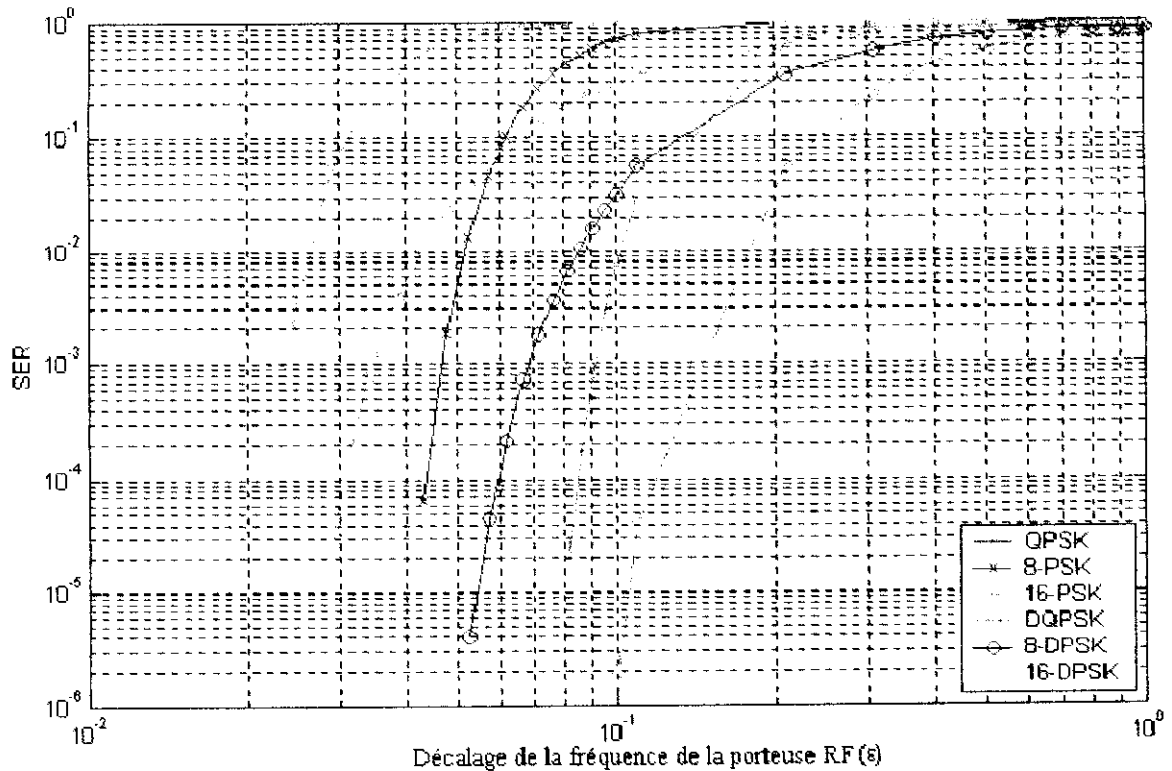


Figure 3.9 Effet du décalage fréquentiel de la porteuse RF sur la transmission OFDM.
(Script : *desynchro_freq_OFDM.m*)

D'après les résultats de simulation, la transmission OFDM est très sensible au décalage fréquentiel de la porteuse RF.

Selon le schéma de modulation utilisé, un faible décalage fréquentiel cause la dégradation de la performance du système OFDM; à titre d'exemple, un décalage fréquentiel de 20 % de l'espacement fréquentiel entre les sous porteuses, donne un SER supérieur à 60 % si le schéma de modulation cohérente QAM est utilisé.

La sensibilité des systèmes OFDM au décalage fréquentiel augmente lorsque la constellation, du schéma de modulation utilisé par les sous porteuses, est plus grande.

Puisque le décalage fréquentiel cause la perte de l'orthogonalité des sous porteuses et introduit une interférence entre porteuses qui dégrade sévèrement la performance du système OFDM, alors l'estimation et la compensation précises de ce décalage fréquentiel sont cruciales dans un système OFDM.

Le problème d'estimation du décalage fréquentiel sera ultérieurement traité dans ce PFE.

3.4 Conclusion

Nous avons montré, par simulation, que l'introduction de l'intervalle de garde au début de chaque symbole OFDM permet d'éliminer la totalité de l'ISI, à condition que la durée de l'extension cyclique du symbole OFDM soit supérieure à la mémoire du canal, explicitement à la durée maximale de la réponse impulsionnelle du milieu. En fait, l'effet du canal sur les symboles de données transmis se résume à une simple atténuation et rotation de phase des symboles de données transmis. Ces rotations et atténuations peuvent être corrigées en multipliant les symboles de données reçus par des coefficients complexes dans le domaine fréquentiel (après l'étape de la FFT).

Les résultats de simulation ont montré que l'utilisation d'une modulation différentielle permet d'améliorer la performance (BER inférieur à 10^{-5}) en présence d'un décalage temporel inférieur à la durée de l'intervalle de garde. La même performance est obtenue lorsque l'étalement temporel du canal est inférieur à la durée de l'extension cyclique. Puisque la transmission OFDM, utilisant un schéma de modulation différentielle, est robuste au décalage temporel et à la dispersion du canal, alors elle peut fonctionner dans de telles conditions en donnant une bonne performance (BER inférieur à 10^{-5}) sans l'utilisation d'un égaliseur qui nécessite l'estimation du canal qui à, son tour, nécessite la transmission d'information supplémentaire. Notons que lorsque le décalage temporel est supérieur à la durée de l'extension cyclique, la performance de la transmission OFDM tend à se dégrader au fur et à mesure que ce décalage augmente même lorsqu'un schéma de modulation différentielle est utilisé.

Cependant, en présence d'un bruit blanc additif gaussien (AWGN) la performance d'une transmission OFDM utilisant un schéma de modulation cohérente est supérieure à celle utilisant un schéma de modulation différentielle. Pour le même SNR la performance de la modulation cohérente est nettement supérieure à celle d'une modulation différentielle. En effet, il faut augmenter le SNR approximativement par +3dB dans le cas de la démodulation différentielle pour avoir la même performance d'une démodulation cohérente en présence du bruit lorsque la modulation QPSK est utilisée. L'utilisation du codage de Gray permet d'améliorer la performance globale du système.

Un facteur important qu'il faut tenir en compte lors de la conception d'un système OFDM est le décalage fréquentiel de la porteuse RF. D'après la mesure de performance faite, nous pouvons dire que la technique OFDM est très sensible au décalage fréquentiel dont la présence détruit la nature orthogonale de la transmission OFDM.

Donc, la synchronisation de la porteuse est un facteur crucial dans les systèmes de communication OFDM. Pour cette raison nous consacrons le chapitre suivant au problème d'estimation du décalage fréquentiel.

Chapitre 4

Estimation de décalage fréquentiel de la porteuse

4.1 Introduction

L'évaluation de l'effet du décalage fréquentiel de la porteuse sur la performance du système OFDM, faite dans le troisième chapitre, a permis de conclure que la technique OFDM est très sensible au décalage fréquentiel de la porteuse. Cette grande sensibilité nous a motivé à consacrer ce chapitre au problème d'estimation de ce décalage.

Nous étudions d'abord trois estimateurs du décalage fréquentiel:

- l'estimateur exploitant la redondance du préfixe cyclique de symbole OFDM;
- l'estimateur utilisant des sous porteuses pilotes;
- l'estimateur aveugle exploitant les sous porteuses virtuelles disponibles dans le spectre du signal OFDM.

Puis, nous faisons une évaluation des performances de ces estimateurs en présence du bruit et du multi-trajets pour différentes valeurs du décalage fréquentiel.

Finalement, nous faisons une comparaison entre ces trois estimateurs pour déterminer la méthode d'estimation adéquate pour un canal de communication donné.

4.2 Modèle d'estimation du décalage fréquentiel

Dans la littérature, plusieurs modèles d'estimation sont établis selon la méthode d'estimation utilisée. Nous avons unifié ces modèles en un seul modèle qui peut être utilisé par toutes les méthodes étudiées dans ce PFE.

Le modèle unifié que nous avons établi est représenté dans la figure 4.1.

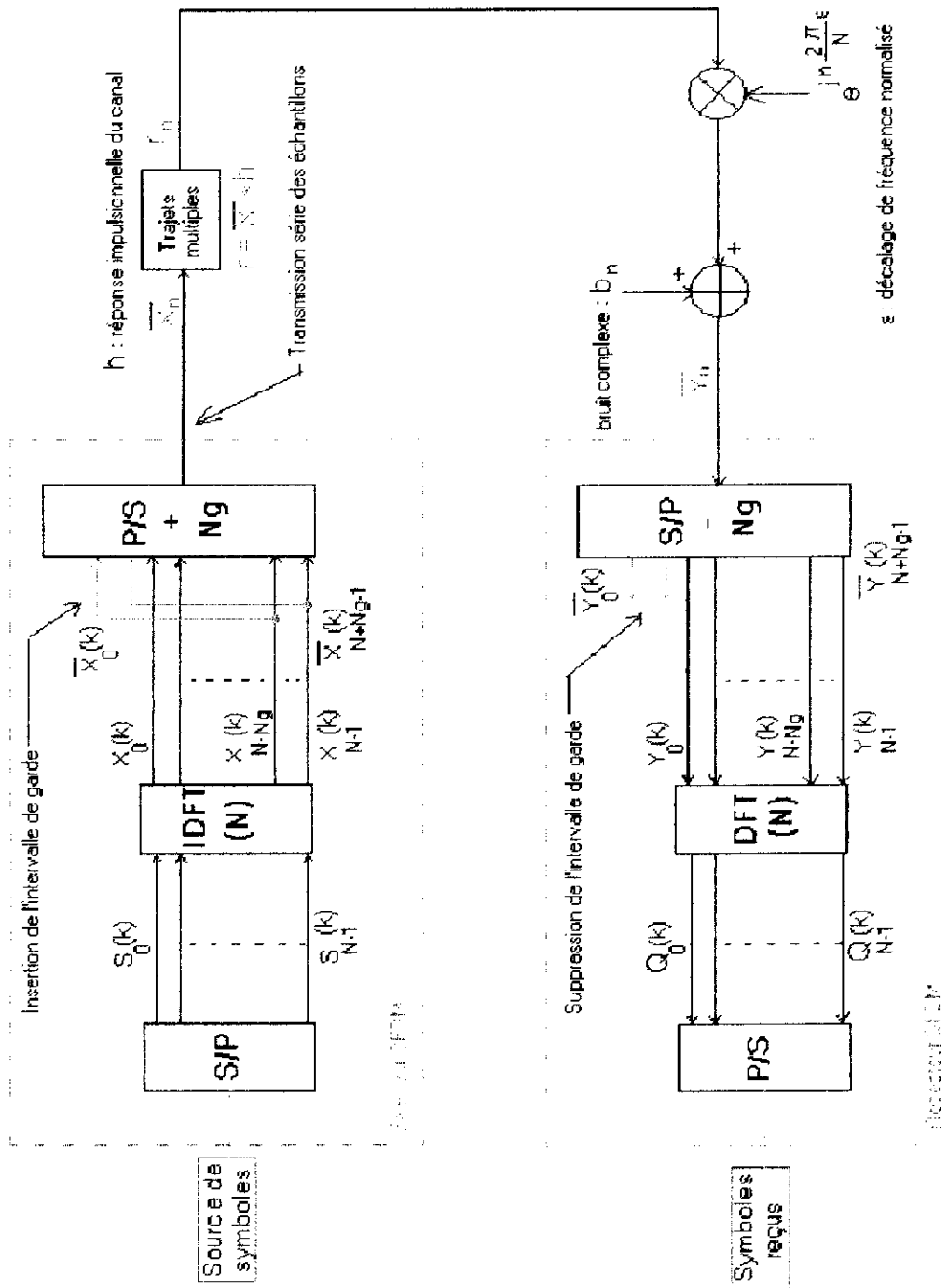


Figure 4.1 Modèle du système OFDM utilisé pour l'estimation de décalage fréquentiel

Les signaux et symboles présents dans la figure 4.1 sont les suivants :

➤ **Emetteur**

- ✓ $S(k) = [S_0(k) S_1(k) \dots S_{N-1}(k)]_N^T$: la $k^{\text{ième}}$ séquence de données complexes à transmettre.
- ✓ $X(k) = [X_0(k) X_1(k) \dots X_{N-1}(k)]_N^T = IDFT\{S(k)\}$: les échantillons complexes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM sans intervalle de garde.
- ✓ $\bar{X}(k) = [\bar{X}_0(k) \bar{X}_1(k) \dots \bar{X}_{N+N_g-1}(k)]_{N+N_g}^T$
 $= [X_{N-N_g}(k) X_{N-N_g+1}(k) \dots X_{N-1}(k) X_0(k) X_1(k) \dots X_{N-1}(k)]_{N+N_g}^T$:
 les échantillons complexes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM après l'insertion de l'intervalle de garde.
- ✓ $\bar{X} = \{\bar{X}_n\}_{n>0}$: les échantillons complexes du signal OFDM transmis.

➤ **Canal**

- ✓ $r(k) = [r_0(k) r_1(k) \dots r_{N+N_g-1}(k)]_{N+N_g}^T$: les échantillons complexes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM reçu, en absence du décalage fréquentiel et du bruit.
- ✓ $h = [h_0 h_1 \dots h_{L_c-1} 0 \dots 0]_N^T$: réponse impulsionnelle du canal de durée L_c .
- ✓ $r = \{r_n\}_{n>0}$: les échantillons complexes reçus du signal OFDM, en absence du décalage fréquentiel et du bruit.
- ✓ b_n : Le $n^{\text{ième}}$ échantillon du bruit blanc additif gaussien complexe dont la partie réelle et imaginaire sont indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle.
- ✓ ε : décalage fréquentiel normalisé par rapport à l'espacement fréquentiel entre les sous porteuses OFDM.

➤ **Récepteur**

- ✓ $\bar{Y} = \{\bar{Y}_n\}_{n>0}$: les échantillons complexes reçus du signal OFDM en présence : du bruit, du multi-trajets et du décalage fréquentiel.
- ✓ $\bar{Y}(k) = [\bar{Y}_0(k) \bar{Y}_1(k) \dots \bar{Y}_{N+N_g-1}(k)]_{N+N_g}^T$: les échantillons complexes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM reçu avec l'intervalle de garde.
- ✓ $Y(k) = [Y_0(k) Y_1(k) \dots Y_{N-1}(k)]_N^T$: les échantillons complexes du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM reçu après suppression de l'intervalle de garde.
- ✓ $Q(k) = [Q_0(k) Q_1(k) \dots Q_{N-1}(k)]_N^T = DFT\{Y(k)\}$: la $k^{\text{ième}}$ séquence des données complexes reçues.

4.3 Estimation du décalage fréquentiel

Contrairement aux autres systèmes de communication, les systèmes OFDM offrent la possibilité de traiter le signal reçu dans le domaine temporel ou fréquentiel. De ce fait deux classes d'estimateurs existent : les estimateurs qui opèrent dans le domaine temporel et les estimateurs qui opèrent dans le domaine fréquentiel.

La figure 4.2 montre la classification des estimateurs étudiés dans ce projet.

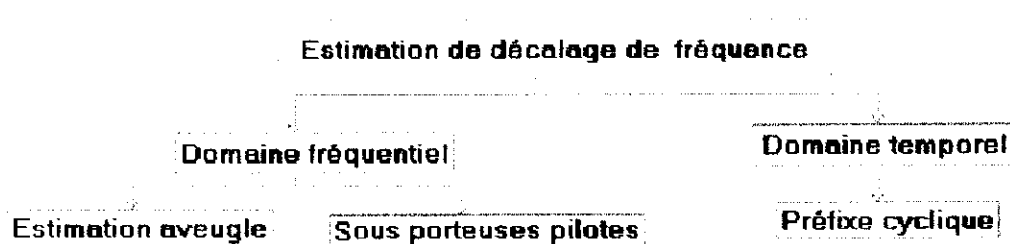


Figure 4.2 Les estimateurs étudiés dans ce projet.

4.3.1 Estimation du décalage fréquentiel par l'exploitation du préfixe cyclique

Cette méthode opère dans le domaine temporel. Elle exploite la redondance du préfixe cyclique du symbole OFDM.

Les échantillons du signal OFDM reçu, en présence du bruit et de décalage fréquentiel, sont donnés par :

$$\bar{Y}_n = r_n e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + b_n, n \geq 0 \quad (4.1)$$

L'erreur de phase, introduite dans le $n^{\text{ième}}$ échantillon du signal OFDM reçu, est donnée par :

$$e(n) = n \frac{2\pi}{N} \varepsilon \quad (4.2)$$

La différence entre les erreurs de phase, introduites dans deux échantillons \bar{Y}_{n_1} et \bar{Y}_{n_2} du signal OFDM reçu, est une fonction du décalage fréquentiel et de la différence temporelle $(n_2 - n_1)$ entre les deux échantillons. Si la phase initiale (i.e. lorsque $\varepsilon = 0$) entre \bar{Y}_{n_1} et \bar{Y}_{n_2} est connue, alors le décalage fréquentiel pourra être dérivé de la différence entre les phases de \bar{Y}_{n_1} et \bar{Y}_{n_2} .

Les échantillons temporels du préfixe cyclique du symbole OFDM transmis, sont une copie des derniers N_g échantillons du même symbole OFDM.

Lorsque le canal est sans bruit et sans mémoire, les N_g paires d'échantillons du même symbole OFDM reçu se différencient seulement par une différence de phase de $2\pi\varepsilon$. Cette méthode exploite cette propriété des N_g paires d'échantillons pour estimer ε .

Pour améliorer la précision de l'estimation en présence du bruit et des autres imperfections du canal, on doit utiliser les N_g paires d'échantillons de l'intervalle de garde (préfixe cyclique). Le décalage fréquentiel peut être obtenu en évaluant la fonction de corrélation suivante :

$$G(n) = \sum_{m=0}^{N_g-1} \bar{Y}_{n+m} \bar{Y}_{n-m}^* \quad (4.3)$$

Cette fonction est maximale pour $n = n_{\max}$ correspondant au dernier échantillon \bar{Y}_n du symbole OFDM courant.

Lorsque la fonction G est maximale, les N_g échantillons de l'intervalle de garde et leurs copies dans le symbole OFDM courant sont parfaitement alignés dans la fenêtre de la somme de la fonction G , d'où la phase de $G(n = n_{\max})$ est égale à la moyenne des différences de phase entre les échantillons de l'intervalle de garde et les derniers N_g échantillons du même symbole OFDM. Puisque les paires d'échantillons sont espacées par N , alors le décalage fréquentiel est donné par :

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \angle G(n_{\max}) \quad (4.4)$$

Il est clair que cette méthode ne peut estimer qu'un décalage fréquentiel inférieur à la moitié d'espacement fréquentiel entre les sous porteuses: $|\varepsilon| < 0.5$ si la phase de $G(n_{\max})$ entre $[-\pi, +\pi]$.

Rappelons que cette méthode suppose que le canal est sans mémoire et sans bruit, néanmoins, la performance de cet estimateur sera évaluée en présence du bruit et du multi-trajets.

4.3.2 Estimation du décalage fréquentiel par l'utilisation des sous porteuses pilotes

Cette méthode opère dans le domaine fréquentiel après le calcul de la DFT. Elle utilise des sous porteuses appelées sous porteuses pilotes.

Après la suppression de l'intervalle de garde et en absence du décalage fréquentiel et du bruit, les échantillons du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM sont donnés par :

$$Y(k) = X(k) \otimes h \quad (4.5)$$

Où \otimes dénote la convolution circulaire.

Ceci permet d'écrire,

$$\begin{aligned} Y(k) &= IDFT\{DFT(X(k) \otimes h)\} \\ &= IDFT\{DFT(X(k)) \times DFT(h)\} \\ &= IDFT\{S(k) \times H\} \end{aligned}$$

Avec $H = DFT\{h\}$

Dans ce cas, le $n^{\text{ième}}$ échantillon du symbole OFDM reçu est donné par :

$$Y_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m(k) \times H_m \times e^{+jn \frac{2\pi}{N} m}, \quad n \in [0, N-1] \text{ et } k \geq 1$$

Cependant, en présence du bruit et du décalage fréquentiel, $Y_n(k)$ prend la forme suivante:

$$Y_n(k) = \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m(k) \times H_m \times e^{+jn \frac{2\pi}{N} m} \right) e^{+j \frac{2\pi}{N} \varepsilon [n + (k-1)(N+N_g)]} + b_n(k), \quad n \in [0, N-1], k \geq 1$$

Les données reçues sont obtenues en appliquant la DFT sur les échantillons du symbole OFDM reçu.

$$Q(k) = DFT\{Y(k)\}$$

Le symbole transmis, dans la $n^{\text{ième}}$ sous porteuse du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM, s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} Q_n(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} Y_m(k) e^{jm \frac{2\pi}{N} n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} S_i(k) H_i e^{ji \frac{2\pi}{N} m} \times e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon [m+(k-1)(N+N_k)]} + b_m(k) \right\} \times e^{jm \frac{2\pi}{N} n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} S_i(k) H_i e^{jm \frac{2\pi}{N} i} e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon [m+(k-1)(N+N_k)]} e^{-jm \frac{2\pi}{N} n} + B_n(k) \end{aligned}$$

Où $B(k) = DFT\{b(k)\}$

$$Q_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i(k) H_i \underbrace{\sum_{m=0}^{N-1} e^{+jm \frac{2\pi}{N} [i+\varepsilon-n]} e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon (k-1)(N+N_k)}}_{A(i,n)} + B_n(k)$$

Calculons le terme $A(i,n)$,

$$\begin{aligned} A(i,n) &= \sum_{m=0}^{N-1} e^{+jm \frac{2\pi}{N} [i+\varepsilon-n]} = \frac{1 - e^{+j2\pi [i+\varepsilon-n]}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N} [i+\varepsilon-n]}} \\ &= e^{+j \frac{\pi}{N} (n-1)(i+\varepsilon-n)} \frac{\sin(\pi (\varepsilon + i - n))}{\sin\left(\frac{\pi}{N} (\varepsilon + i - n)\right)} \end{aligned}$$

Alors,

$$\begin{aligned} Q_n(k) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} S_i(k) H_i A(i,n) e^{+j \frac{2\pi}{N} \varepsilon (k-1)(N+N_k)} + B_n(k) \\ &= \frac{1}{N} \left[S_n(k) H_n A(n,n) + \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} S_i(k) H_i A(i,n) \right] e^{+j \frac{2\pi}{N} \varepsilon (k-1)(N+N_k)} + B_n(k) \end{aligned}$$

$$Q_n(k) = \frac{1}{N} S_n(k) H_n \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} e^{+j\frac{\pi}{N}(N-1)} e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(k-1)(N+N_s)} + I_n(k) + B_n(k) \quad (4.6)$$

$I_n(k)$ est l'interférence entre porteuses dans le $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM; elle est donnée par :

$$I_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0, i \neq n}^{N-1} S_i(k) H_i A(i, n) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(k-1)(N+N_s)}$$

Cette méthode suppose que les termes $I_n(k)$ et $B_n(k)$ sont négligeables devant le premier terme dans l'équation 4.6. D'où,

$$Q_n(K) \cong \frac{1}{N} S_n(k) H_n A(n, n) e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(k-1)(N+N_s)}$$

$$Q_n(k) \cong \frac{1}{N} S_n(k) H_n \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} e^{+j\frac{\pi}{N}(N-1)\varepsilon} e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(k-1)(N+N_s)}$$

Si deux symboles pilotes $C_n(m)$ et $C_n(m+D)$ sont transmis dans la $n^{\text{ième}}$ sous porteuse du $m^{\text{ième}}$ et de $(m+D)^{\text{ième}}$ symboles OFDM respectivement, les symboles reçus sont donnés par :

$$Q_n(m) \cong \frac{1}{N} C_n(m) H_n \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} e^{+j\frac{\pi}{N}(N-1)} e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(m-1)(N+N_s)}$$

$$Q_n(m+D) \cong \frac{1}{N} C_n(m+D) H_n \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} e^{+j\frac{\pi}{N}(N-1)} e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(m+D-1)(N+N_s)}$$

$$Q_n^*(m) \times Q_n(m+D) \cong \frac{1}{N^2} C_n^*(m) C_n(m+D) \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon D(N+N_s)}$$

Pour éliminer l'effet de la phase des symboles transmis, on multiplie la dernière équation par $C_n(m)C_n^*(m+D)$.

$$(Q_n^*(k)Q_n(m+D))(C_n(m)C_n^*(m+D)) \cong \left(\frac{1}{N^2} \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}\varepsilon\right)} \right)^2 |C_n(m)|^2 |C_n(m+D)|^2 e^{+j\frac{2\pi}{N}\varepsilon D(N+N_g)}$$

De ce fait,

$$\varepsilon \cong \left(\frac{N}{N+N_g} \right) \frac{1}{D} \frac{1}{2\pi} \arg\left((Q_n^*(k)Q_n(m+D))(C_n(m)C_n^*(m+D)) \right)$$

Pour l'amélioration de la performance de l'estimateur, on doit augmenter le nombre de sous porteuses pilotes utilisées par l'estimateur. Soit T l'ensemble des indices des sous porteuses pilotes utilisées. Donc,

$$\varepsilon = \left(\frac{N}{N+N_g} \right) \frac{1}{D} \frac{1}{2\pi} \arg\left(\sum_{m \in T} (Q_n^*(m)Q_n(m+D))(C_n(m)C_n^*(m+D)) \right) \quad (4.7)$$

Il est clair que cette méthode n'est applicable que si $|\varepsilon| < \left(\frac{N}{N+N_g} \right) \frac{1}{2D}$.

En plus, la performance de cet estimateur se dégrade lorsque le décalage fréquentiel à estimer augmente, car le terme d'ICI négligé dans l'équation 4.6 n'est plus négligeable.

4.3.3 Estimation aveugle du décalage fréquentiel

Cette méthode opère dans le domaine fréquentiel. L'objectif de cette méthode est d'estimer le décalage fréquentiel sans transmettre des symboles connus ou des séquences d'apprentissage. Cette technique exploite l'orthogonalité inhérente des sous porteuses OFDM.

Dans un système OFDM pratique, le nombre de sous porteuses qui portent l'information est généralement inférieur au nombre de points de la DFT¹.

Les sous porteuses restantes sont appelées sous porteuses virtuelles. Ces sous porteuses sont marquées non utilisables par l'émetteur à cause du faible SNR ou pour simplifier le filtrage du signal OFDM.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que les sous porteuses d'indices 0 jusqu'au P-1 sont utilisées pour la transmission des données, et les autres sous porteuses sont mises à zéro. Ce qui permet d'écrire :

$$S(k) = [S_0(k) \ S_1(k) \ \dots \ S_{p-1}(k) \ 0 \ \dots \ 0]_N^T$$

Posons :

$$\tilde{S}(k) = [S_0(k) \ S_1(k) \ \dots \ S_{p-1}(k)]_p^T$$

En utilisant la notation matricielle, les échantillons du symbole OFDM à transmettre sans l'intervalle de garde sont donnés par :

$$X(k) = [X_0(k) \ X_1(k) \ \dots \ X_N(k)]_N^T = WS(k) = W_p \tilde{S}(k)$$

¹ A titre d'exemple dans le système européen de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) qui utilise l'OFDM, il y a 256 sous porteuses virtuelles parmi 1024 sous porteuses.

Où W_p est une sous matrice de la matrice W de la DFT de dimension $N \times N$.

$$W = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \Omega^1 & \Omega^{1 \times 2} & \Omega^{1 \times 3} & \dots & \Omega^{1 \times (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \Omega^{n \times 1} & \Omega^{n \times 2} & \Omega^{n \times 3} & \dots & \Omega^{n \times (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \Omega^{(N-1) \times 1} & \Omega^{(N-1) \times 2} & \Omega^{(N-1) \times 3} & \dots & \Omega^{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix}_{N \times N}, \quad \Omega = e^{+j \frac{2\pi}{N}}$$

La matrice W_p est constituée par les p premières colonnes de la matrice W .

$$W_p = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \Omega^1 & \Omega^{1 \times 2} & \Omega^{1 \times 3} & \dots & \Omega^{1 \times (P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \Omega^{n \times 1} & \Omega^{n \times 2} & \Omega^{n \times 3} & \dots & \Omega^{n \times (P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \Omega^{(N-1) \times 1} & \Omega^{(N-1) \times 2} & \Omega^{(N-1) \times 3} & \dots & \Omega^{(N-1) \times (P-1)} \end{bmatrix}_{N \times P}$$

Soit : $W_p = [w_1, w_2, \dots, w_p]$

Où w_i est la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice W .

En absence du décalage fréquentiel et du bruit et après l'extraction de l'intervalle de garde, les échantillons du $k^{\text{ième}}$ symbole OFDM reçu, sont donnés par:

$$Y(k) = [Y_0(k), Y_1(k), \dots, Y_{N-1}(k)]_N^T = W_p H \tilde{S}(k) \tag{4.8}$$

$$= W_p \text{diag}[H(1), H(2), \dots, H(p)] \tilde{S}(k) \tag{4.9}$$

Où $H(i), i \in [0, P-1]$ est la réponse fréquentielle du canal.

Les formules (4.8) et (4.9) sont valables seulement lorsque la durée de l'intervalle de garde est supérieure à la mémoire du canal, i.e. $N_g \geq L_c$. Ceci permet la transformation de la convolution linéaire en convolution circulaire comme le montre l'équation 4.5.

Les symboles reçus peuvent être obtenus en appliquant la DFT à $Y(k)$

$$Q(k) = W^H Y(k) = HS(k)$$

Ou de manière équivalente :

$$\tilde{Q}(k) = W_p^H Y(k) = H\tilde{S}(k)$$

Où $\tilde{Q}(k) = [Q_1(k) Q_2(k) \dots Q_{p-1}(k)]^T$ et l'indice H à coté de W et W_p dénote l'opérateur hermitien.

Cependant, en présence du décalage fréquentiel, le signal temporel reçu est modulé par $E = \text{diag}[1, e^{j\psi}, e^{j2\psi}, \dots, e^{j(N-1)\psi}]$.

Où l'angle $\psi = \frac{2\pi}{N} \varepsilon$.

$$Y(k) = EW_p H\tilde{S}(k) e^{+j\psi(k-1)(N+N_p)}$$

Puisque $W_p^H EW_p \neq I$, la matrice E est la matrice responsable de la destruction de l'orthogonalité entre les sous porteuses.

4.3.3.1 Algorithme d'estimation aveugle en présence des sous porteuses virtuelles

En absence de décalage fréquentiel, $\psi = 0$. Les symboles reçus dans la $(p+i)^{\text{ème}}$ sous porteuse sont nuls. Autrement dit,

$$Q_{p+i}(k) = w_{p+i}^H W_p \tilde{S}(k) = 0, \forall i \in [0, N-1-P]$$

Ceci n'est pas vrai lorsque un décalage fréquentiel existe, i.e. $\psi \neq 0$.

Posons $Z = \text{diag}(1, z, z^2, \dots, z^{N-1})$. Il est clair que lorsque $Z = E$ nous avons :

$$w_{p+i}^H Z^{-1} Y(k) = w_{p+i}^H Z^{-1} EW_p \tilde{S}(k) = 0, \forall i \in [0, N-1-P]$$

Nous pouvons combiner toutes ces équations pour l'estimation du décalage fréquentiel.

La fonction de coût $P(z)$ a été proposée dans [23] pour l'estimation du décalage fréquentiel dans les systèmes OFDM.

$$P(z) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=1}^K \left\| w_{p+i} Z^{-1} Y(k) \right\|^2 \quad (4.10)$$

$$= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=1}^K w_{p+i}^H Z^{-1} Y(k) Y^H(k) Z w_{p+i} \quad (4.11)$$

Où $L \leq N - P$.

Pour un système OFDM ayant plusieurs sous porteuses virtuelles, nous pouvons choisir $L \ll N - P$ pour réduire la complexité du calcul sans beaucoup affecter la performance.

Puisque la fonction $P(z)$ est nulle pour $z = e^{+j\psi}$, alors le décalage fréquentiel peut être obtenu en évaluant cette fonction pour toute valeur de $\psi \in [0, 2\pi]$.

En plus, $P(z)$ forme un polynôme de degré $2(N - 1)$; Ceci permet une estimation précise de ψ par la résolution de l'équation $P(z) = 0$.

$e^{+j\psi}$ est identifié comme la racine de $P(z)$ dans le cercle unité. L'algorithme proposé, dans ce cas, se résume comme suit :

1. Formation de la fonction de coût polynomiale, définie en (4.1), en utilisant les échantillons des symboles OFDM reçus.
2. Estimation de ψ comme étant:
 - la valeur qui annule $P(z)$;
 - ou la phase de la racine de $P(z)$ qui se trouve sur le cercle unité.

En présence du bruit, l'angle ψ est estimé comme étant :

 - la valeur qui minimise $P(z)$;
 - ou la phase de la racine de $P(z)$ la plus proche du cercle unité.

Contrairement aux deux méthodes précédentes, cette méthode permet d'estimer n'importe quelle valeur du décalage fréquentiel. En plus, l'expression de l'estimateur a été développée pour un canal dispersif qui est le modèle pratique de tous les systèmes de communication sans fils.

L'inconvénient de cette méthode est la complexité des calculs. Notons qu'une nouvelle méthode de simplification de cet algorithme a été très récemment publiée [24]. Les simplifications introduites ont permis de réduire la complexité de l'algorithme sans beaucoup affecter les performances de l'estimateur. Cependant, l'algorithme simplifié n'est applicable que si $\psi \ll 1$.

4.4 Simulation

L'objectif de la simulation est l'évaluation des performances des estimateurs étudiés. L'évaluation est faite en présence du bruit seul (canal non dispersif) et ensuite en présence du bruit et du multi-trajets (canal dispersif), pour différentes valeurs du décalage fréquentiel.

4.4.1 Critère de performance

Le critère de performance choisi pour ces évaluations est l'erreur quadratique moyenne normalisée NMSE (Normalized Mean Square Error) définie par la formule (4.12).

$$NMSE = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R (\varepsilon - \hat{\varepsilon}(i))^2 \quad (4.12)$$

Où R est le nombre de réalisations indépendantes, ε est la vraie valeur du décalage fréquentiel à estimer et $\hat{\varepsilon}(i)$ est l'estimé de ε obtenu dans la $i^{\text{ème}}$ réalisation.

4.4.2 Paramètres de simulation

Les valeurs des paramètres du système OFDM sont résumées dans le tableau 4.1.

Paramètre	Valeur
FFT	64
Porteuses de données	44
Porteuses virtuelles	20
Durée de l'intervalle de garde	11
Modulation	QAM
Détection	Cohérente

Tableau 4.1 Valeurs des paramètres du système OFDM utilisé.

Nous avons pris le nombre de réalisation indépendantes $R = 5000$.

Le rapport signal sur bruit est défini par la relation 4.13.

$$SNR(dB) = 10 \log \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.13)$$

Le canal dispersif est caractérisé par une réponse impulsionnelle de durée correspondant à $L_c = 8$.

La période d'échantillonnage du système OFDM est égale à 50 ns.

Le modèle de la réponse impulsionnelle du canal dispersif, que nous avons adopté pour la simulation, a été développé par le Comité Technique Conjoint pour la Simulation des Propagations Radio dans un Milieu Intérieur (indoor environment) [21].

Le modèle utilise une série d'impulsions pondérées pour simuler la propagation à trajets multiples. Chaque impulsion est une variable aléatoire ayant une distribution de Rayleigh. Les amplitudes moyennes des impulsions, relatives à l'amplitude moyenne de la première impulsion, sont indiquées dans le tableau 4.2.

La phase de chaque impulsion est une variable aléatoire uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi)$.

Impulsion	Retard (ns)	Amplitude relative (dB)
1	0	0
2	50	-2.9
3	100	-5.8
4	150	-8.7
5	200	-11.6
6	250	-14.5
7	300	-17.4
8	350	-20.3

Tableau 4.2 Amplitude moyenne relative de chaque impulsion de la réponse impulsionnelle du canal [21].

En plus, nous supposons qu'une synchronisation temporelle parfaite est réalisée (pas de décalage temporel).

4.5 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons et commentons les résultats de la simulation obtenus pour chaque méthode d'estimation du décalage fréquentiel; ensuite, nous comparons directement ces trois méthodes.

4.5.1 Evaluation de performance de l'estimateur exploitant le préfixe cyclique

L'estimateur exploitant le préfixe cyclique a été implémenté en utilisant l'expression 4.4. Nous avons fait deux simulations: l'une pour un canal non dispersif et l'autre pour un canal dispersif. Dans chaque simulation, plusieurs courbes sont tracées pour différentes valeurs du décalage fréquentiel normalisé ϵ .

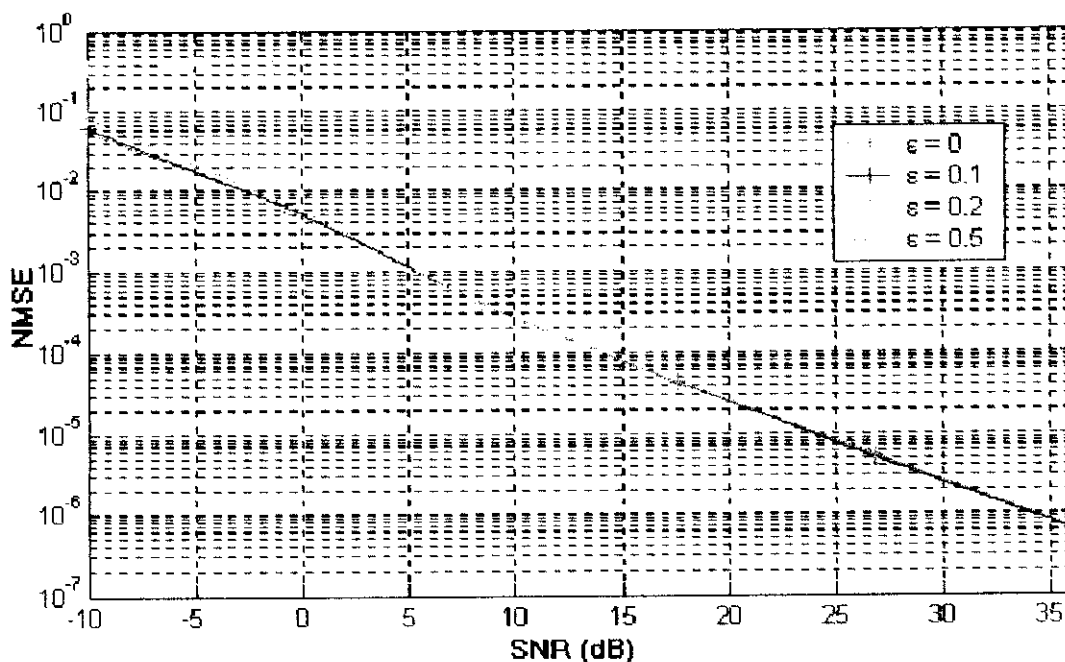


Figure 4.3 Performance de l'estimateur en fonction du rapport signal sur bruit pour un canal non dispersif. (Script : *comparaison_CPB_AWGN.m*).

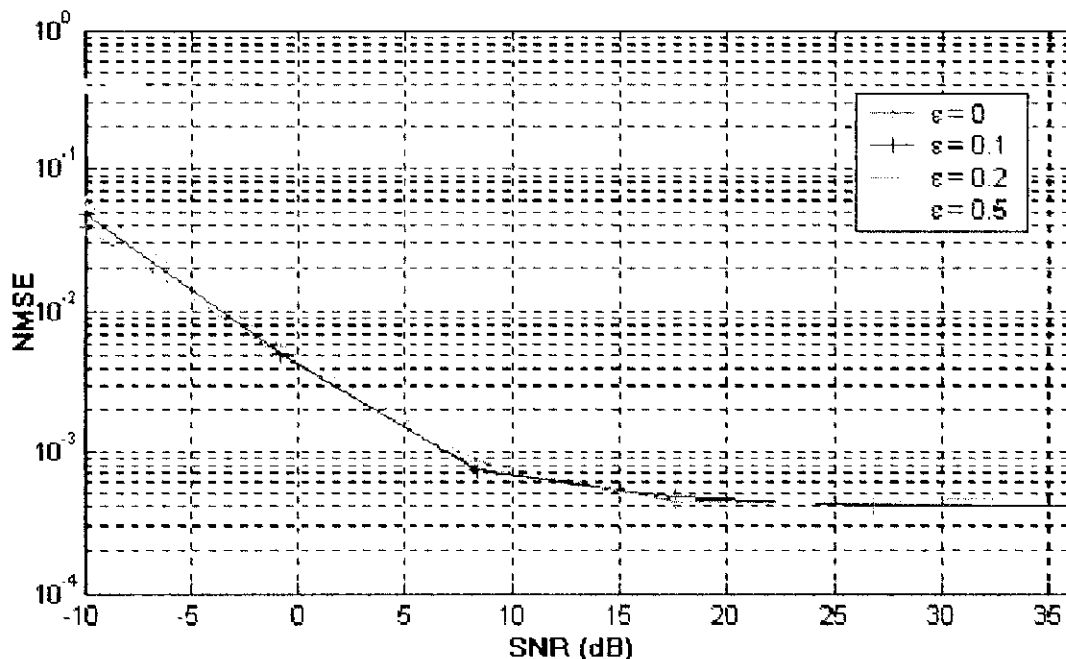


Figure 4.4 Performance de l'estimateur en fonction du rapport signal sur bruit pour un canal dispersif. (Script : *comparaison_CPB_canal_dispersif.m*).

Lorsque le canal est non dispersif (figure 4.3), cet estimateur possède une bonne performance même pour un rapport signal sur bruit relativement faible; sa performance s'améliore linéairement lorsque le SNR augmente.

Cependant, lorsque le canal est dispersif (figure 4.4), son NMSE converge vers la valeur 4×10^{-4} ; Ceci limite la performance de l'estimateur qui exploite le préfixe cyclique pour un canal dispersif même si le SNR est élevé.

Quel que soit le type du canal, la performance de cet estimateur ne dépend pas du décalage fréquentiel à estimer à condition que ce décalage soit inférieur à la moitié de l'espacement fréquentiel entre les sous porteuses OFDM.

4.5.2 Evaluation de performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes

Nous avons implémenté cet estimateur en utilisant l'expression 4.7 et en prenant $D = 1$. Le nombre de sous porteuses pilotes utilisées dans les figures 4.5 et 4.6 est 11. Les figures 4.7 et 4.8 montrent l'effet du nombre de sous porteuses pilotes sur la performance de cet estimateur pour un canal non dispersif et dispersif respectivement.

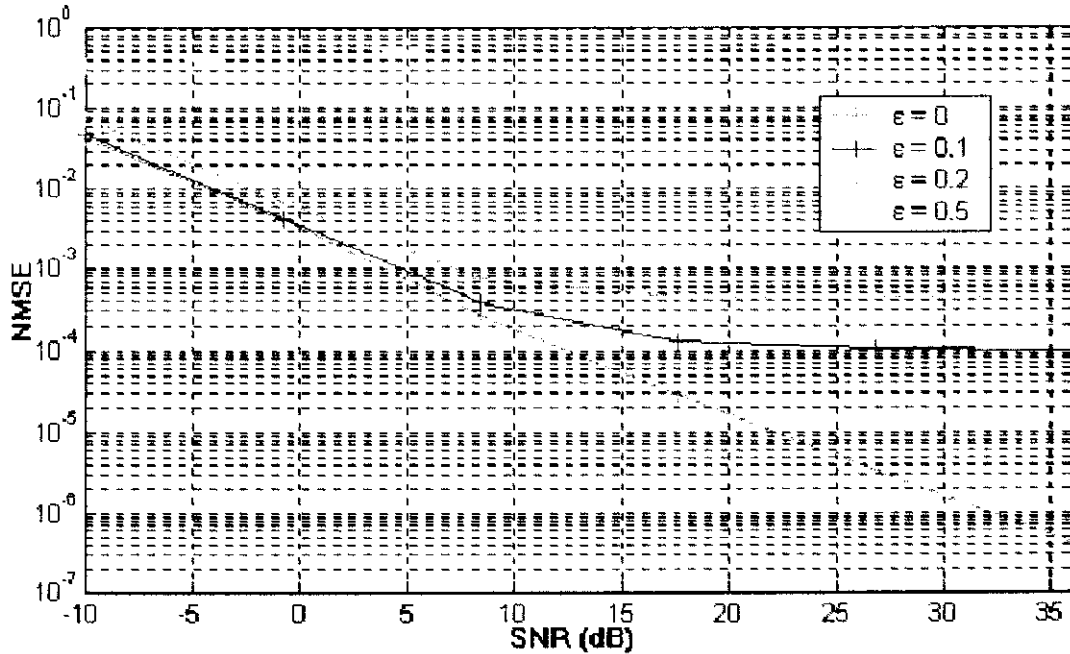


Figure 4.5 Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du SNR pour un canal non dispersif. (Script : *comparaison_PTA_AWGN.m*).

Quel que soit le type du canal, la performance de cet estimateur dépend du décalage fréquentiel à estimer. Contrairement à l'estimateur précédent, les performances de celui-ci sont approximativement identiques pour les deux types du canal (figures 4.5 et 4.6). Comme la méthode précédente, l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes ne peut pas estimer un décalage fréquentiel supérieur à la moitié d'espacement fréquentiel entre les sous porteuses.

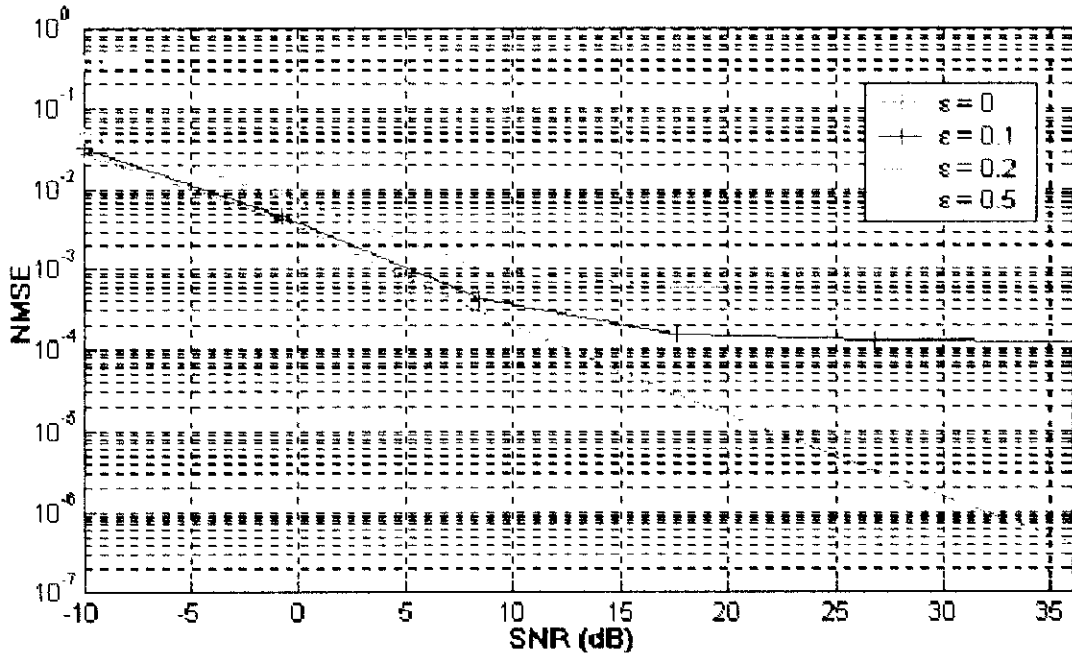


Figure 4.6 Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du SNR pour un canal dispersif. (Script : *comparaison_PTA_canal_dispersif.m*).

L'augmentation du nombre de sous porteuses permet l'amélioration de la performance de cet estimateur (figures 4.7 et 4.8); cependant, cette amélioration n'est pas linéaire. En fait, cette augmentation fait diminuer la bande passante utile (réellement exploitable pour la transmission des données) et consomme une partie de la puissance transmise par l'émetteur, sans améliorer significativement la performance; nous pouvons alors prendre le nombre de sous porteuse égal à 11, sans beaucoup affecter la performance de l'estimateur.

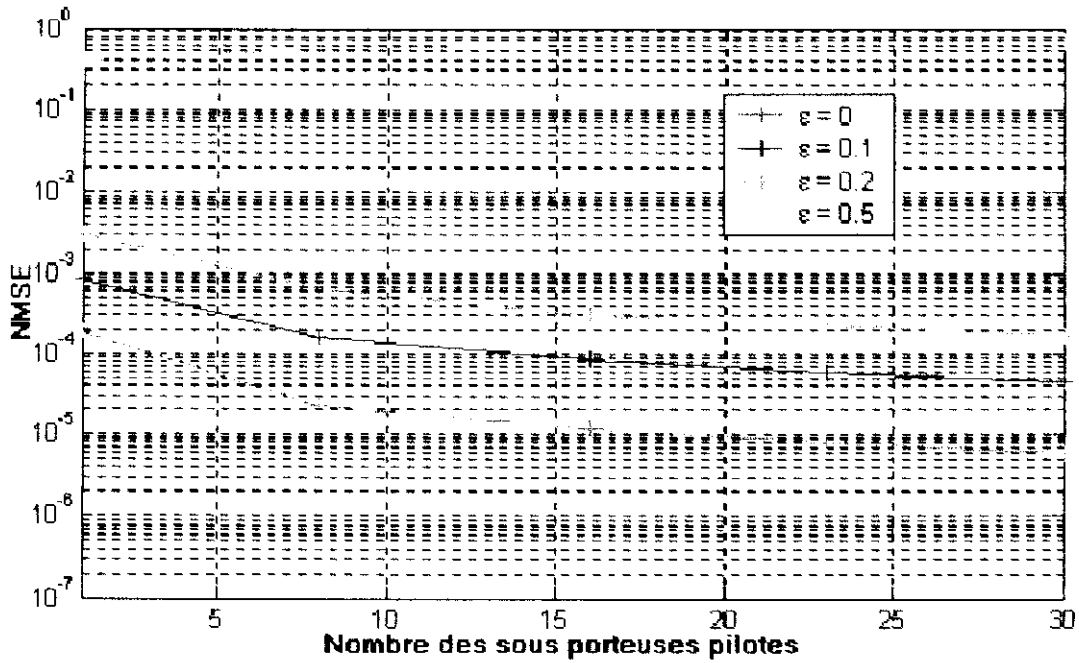


Figure 4.7 Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du nombre de sous porteuses pilotes pour un canal non dispersif.
(Script : *comparaison_PTA_nombre_porteuse_AWGN.m*).

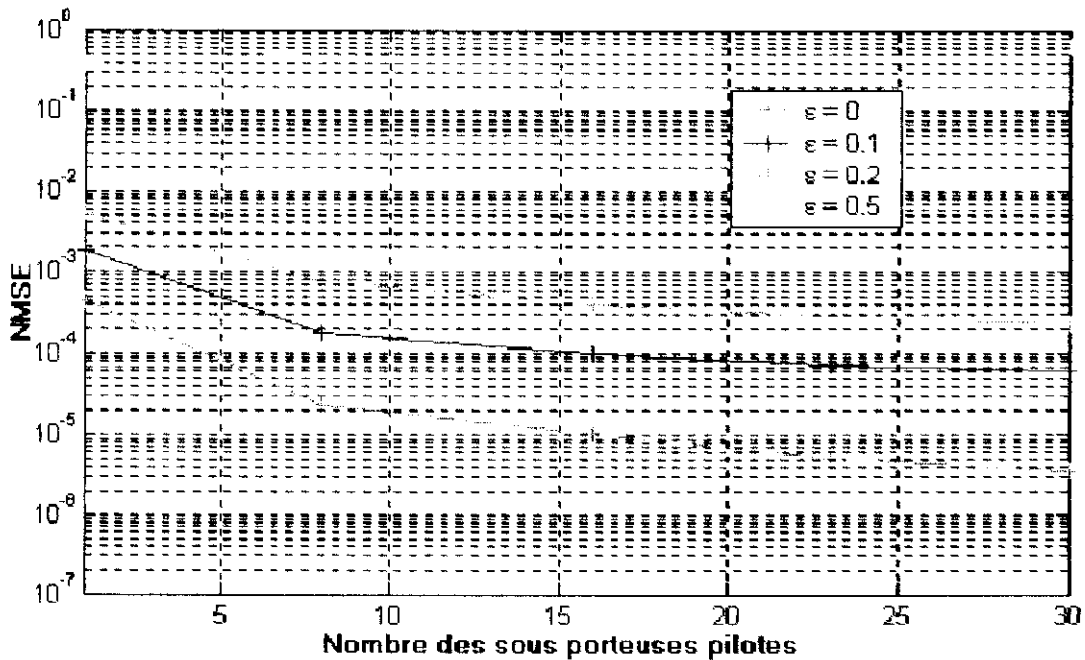


Figure 4.8 Performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes en fonction du nombre de sous porteuses pilotes pour un canal dispersif.
(Script : *comparaison_PTA_nombre_porteuse_disper.m*).

4.5.3 Evaluation de performance de l'estimateur aveugle

Nous avons implémenté l'estimateur aveugle en utilisant la fonction de coût définie par l'équation 4.11. Les performances de cet estimateur ont été mesurées pour différentes valeurs du nombre de sous porteuses virtuelles L , utilisées par l'estimateur, et différentes valeurs du nombre K des symboles OFDM utilisés dans l'expression 4.11.

Nous avons simulé également l'effet de la valeur du décalage fréquentiel sur la performance de l'estimateur aveugle, pour les deux types de canaux.

Les figures 4.9 et 4.10 montrent l'effet du bruit sur la performance de l'estimateur aveugle pour différentes valeurs de L , pour un canal non dispersif et dispersif respectivement. Nous avons pris $K = 10$ et $\epsilon = 0.5$.

L'estimateur aveugle possède de bonnes performances lorsque le SNR dépasse un certain seuil donné. Ce seuil dépend du nombre L et du type de canal de communication.

Pour un canal non dispersif, un SNR supérieur à +10 dB permet d'avoir une NMSE inférieur à 10^{-2} pour $L \geq 4$.

Dans le cas du canal dispersif, il faut que le SNR soit supérieur à + 15 dB pour avoir la même NMSE.

Lorsque le SNR dépasse ces seuils, la performance de l'estimateur dans un canal dispersif ou non dispersif est similaire.

Si le nombre de sous porteuses virtuelles utilisées par l'estimateur aveugle L dépasse 4, il y a peu d'amélioration de performance, donc pour réduire la complexité de l'estimateur aveugle sans beaucoup affecter la performance de l'estimateur, nous pouvons prendre $L = 4$.

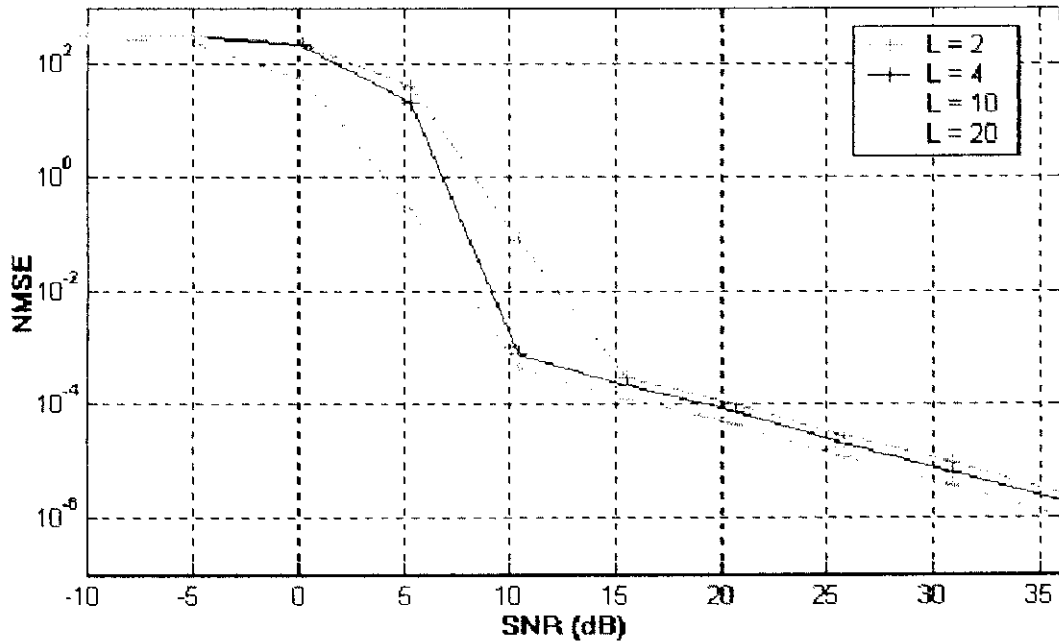


Figure 4.9 Effet du bruit sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif. (Script : *nombre_virtuelles_AWGN.m*).

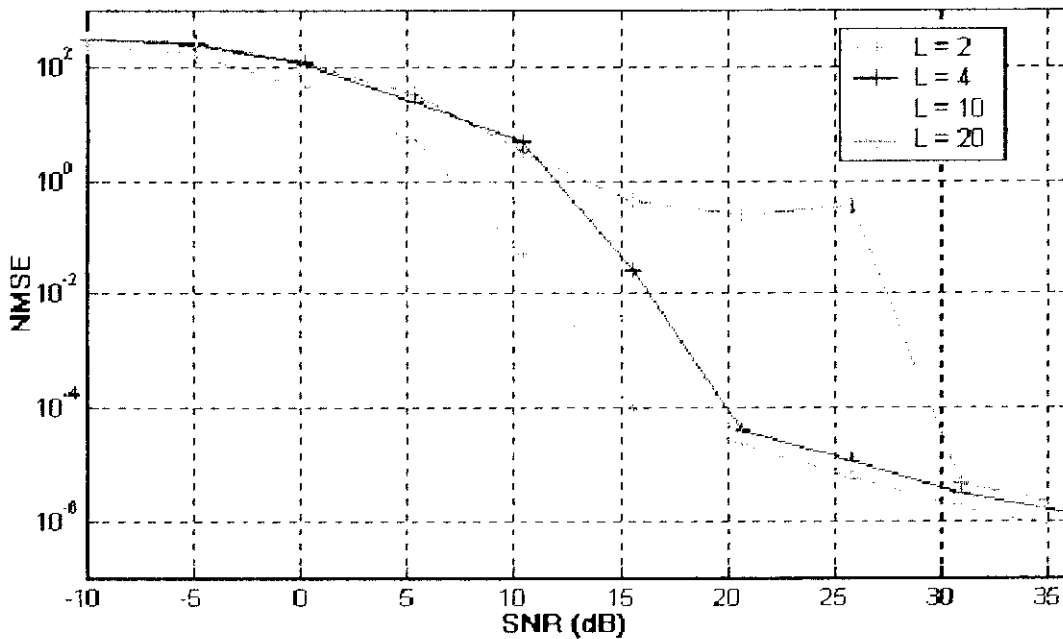


Figure 4.10 Effet du bruit sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal dispersif. (Script : *nombre_virtuelles_dispersif.m*).

Les figures 4.11 et 4.12 montrent l'effet du nombre K des symboles OFDM utilisés par l'estimateur pour un canal non dispersif et dispersif respectivement.

Nous avons pris $\varepsilon = 0.5$ et $\text{SNR} = +35$ dB.

Quel que soit le type du canal, l'augmentation du nombre K est accompagnée par une amélioration de la performance de l'estimateur, cependant, cette amélioration n'est pas une fonction linéaire du nombre K .

Lorsque le nombre K dépasse un certain seuil, une faible amélioration de la performance de l'estimateur est constatée. Nous pouvons alors choisir $K = 10$ pour réduire la complexité de l'estimateur aveugle, sans perdre beaucoup de sa performance.

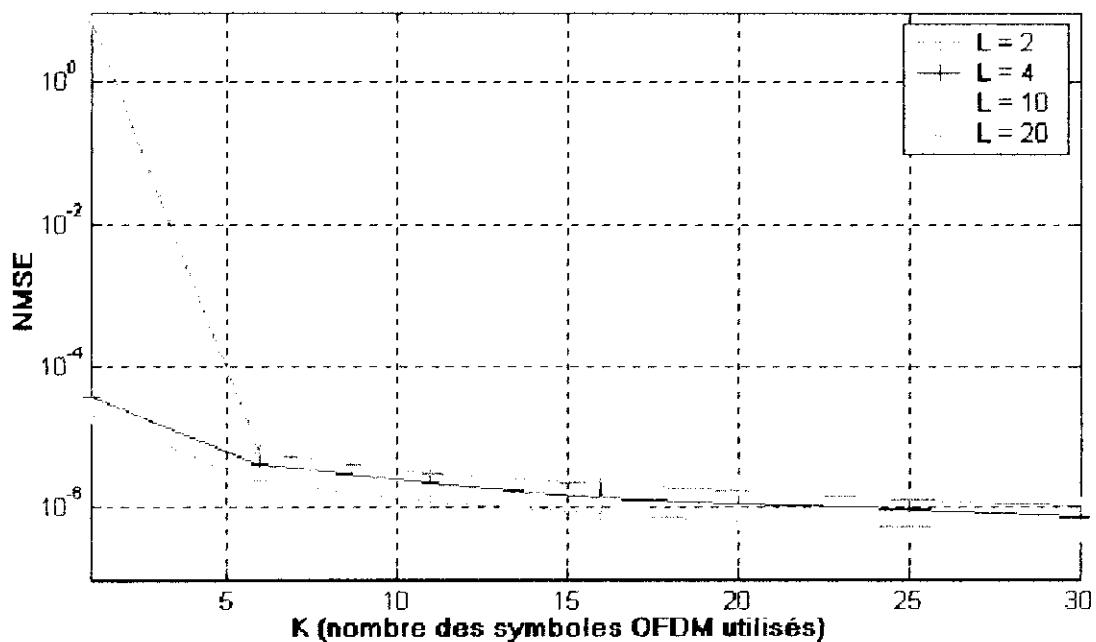


Figure 4.11 Effet du nombre de symboles OFDM utilisés par l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif. (Script : *estimation_aveugle_K_AWGN.m*).

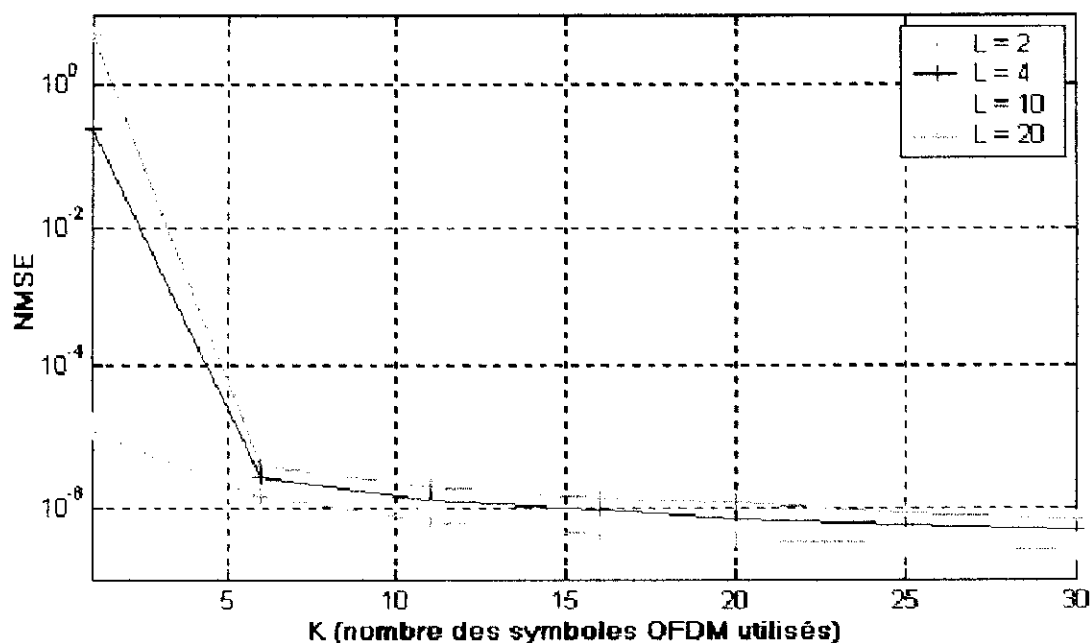


Figure 4.12 Effet du nombre de symboles OFDM utilisés par l'estimateur aveugle pour un canal dispersif. (Script : *estimation_aveugle_K_dispersif.m*).

Les figures 4.13 et 4.14 montrent l'effet de la valeur du décalage fréquentiel ε sur la performance de l'estimateur aveugle, pour un canal dispersif et non dispersif respectivement. Nous avons pris $K = 10$ et $\text{SNR} = +35$ dB.

Quel que soit le type du canal, la performance de l'estimateur aveugle ne dépend pas de la valeur du décalage fréquentiel à estimer.

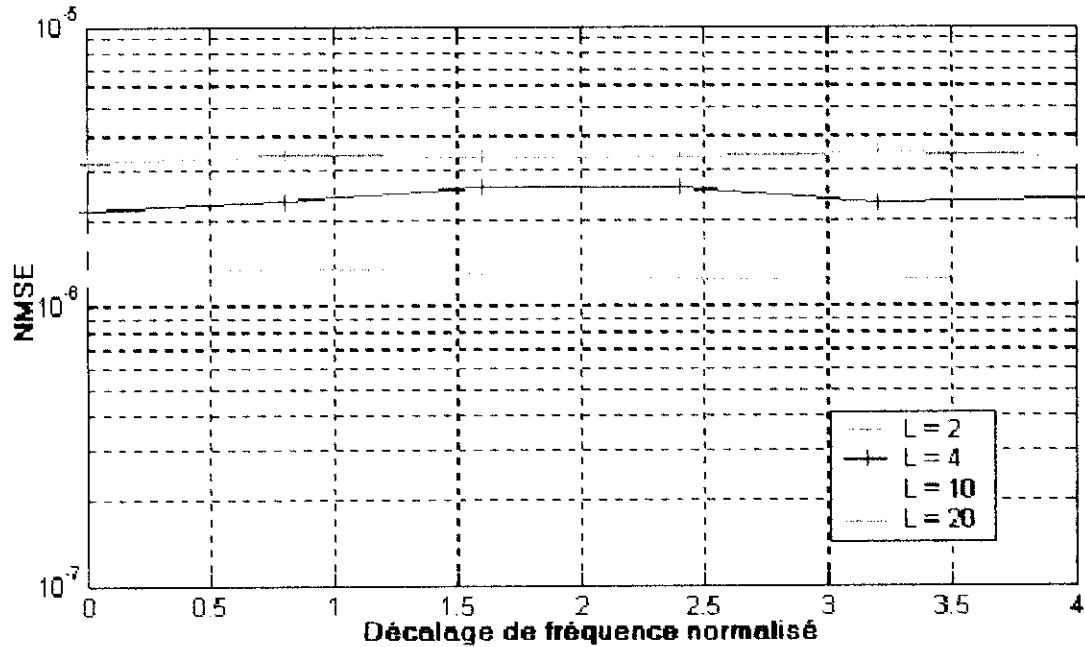


Figure 4.13 Effet de décalage fréquentiel sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal non dispersif. (Script : *aveugle_decalage_AWGN.m*).

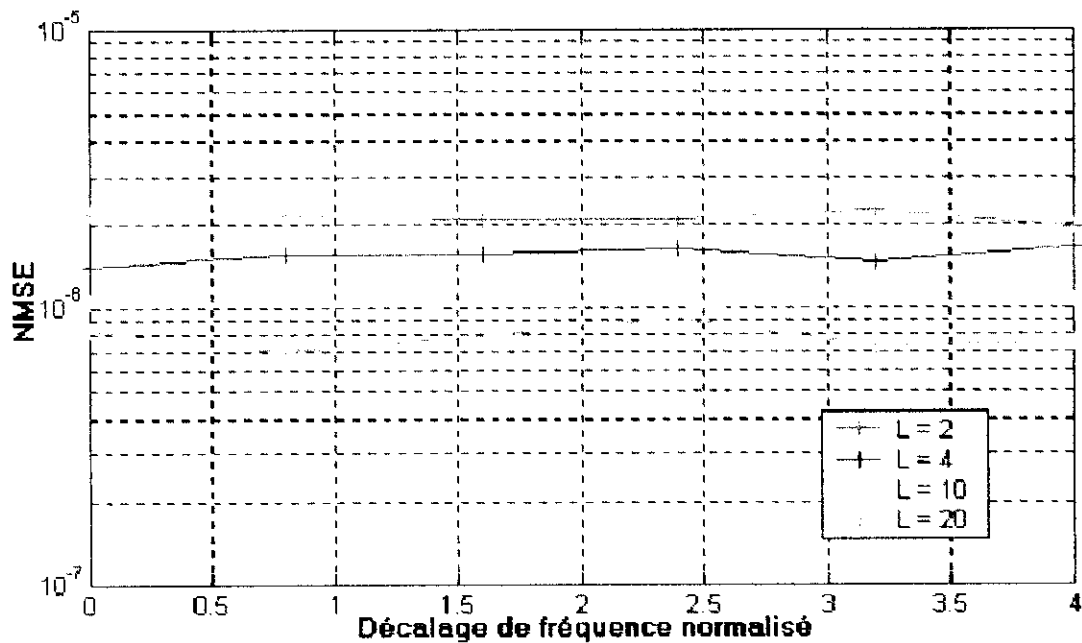


Figure 4.14 Effet de décalage fréquentiel sur la performance de l'estimateur aveugle pour un canal dispersif. (Script : *aveugle_decalage_dispersif.m*).

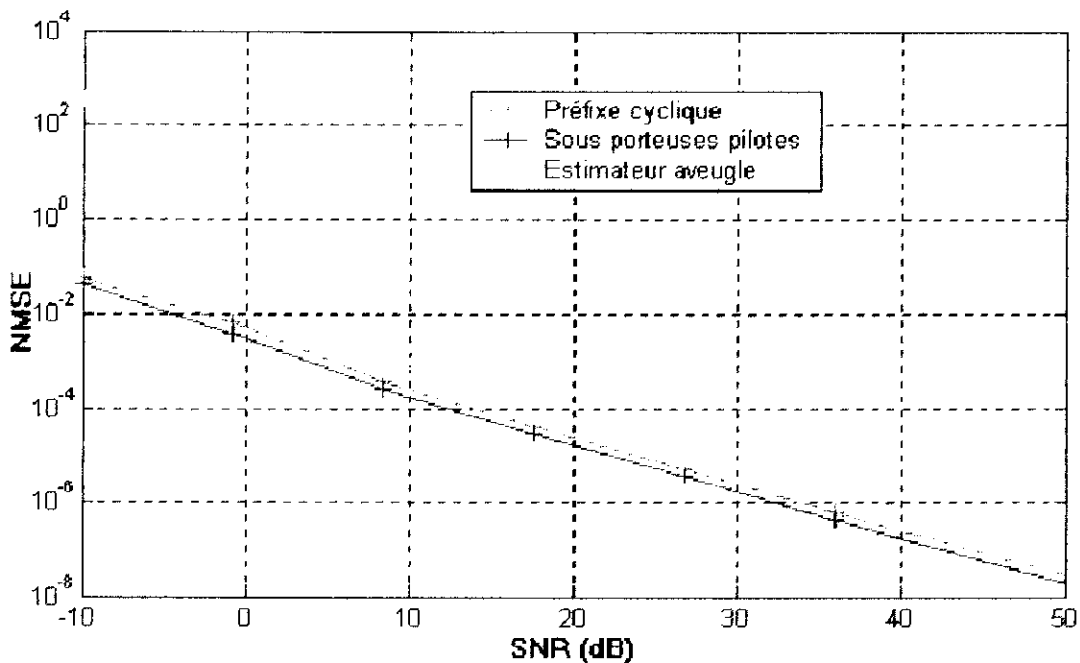
4.5.4 Comparaison entre les méthodes d'estimation du décalage fréquentiel

L'objectif de cette comparaison directe, entre les trois méthodes, est la détermination de la méthode d'estimation adéquate pour un canal de communication donné. La comparaison est faite en présence du bruit seule (canal non dispersif) et ensuite en présence du bruit et du multi-trajets (canal dispersif), pour différentes valeurs du décalage fréquentiel.

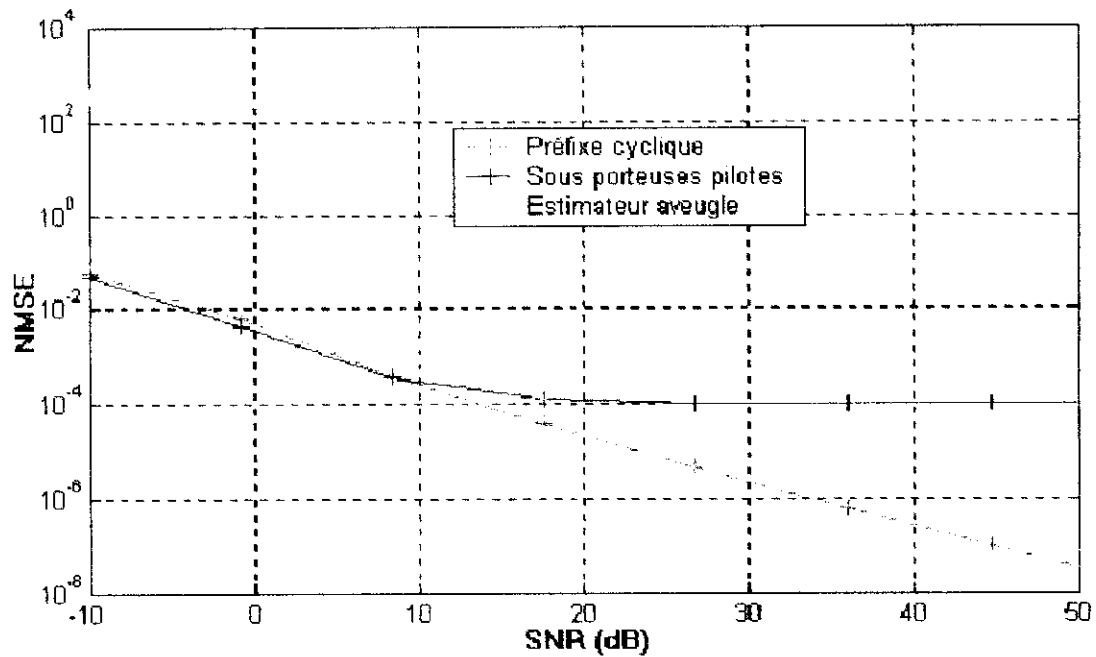
Les valeurs des paramètres utilisés par chaque estimateur sont :

- Estimateur aveugle : $L = 4$ et $K=10$;
- Estimateur exploitant les sous porteuses pilotes : 11 sous porteuses pilotes;
- Estimateur exploitant le préfixe cyclique : 11 échantillons de l'intervalle de garde.

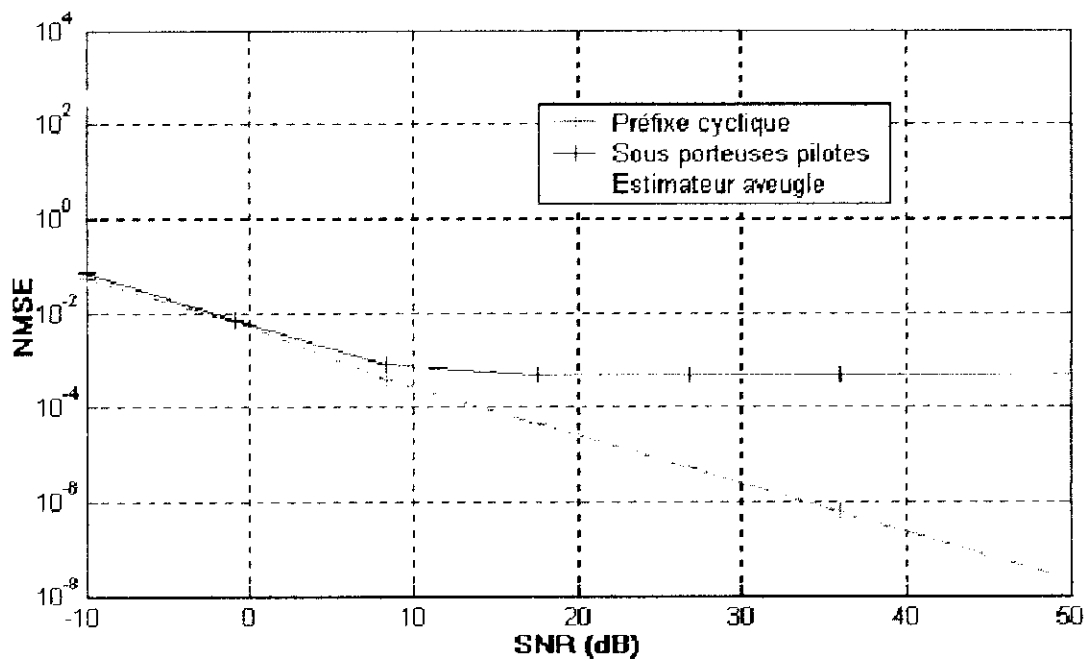
► Cas du canal non dispersif



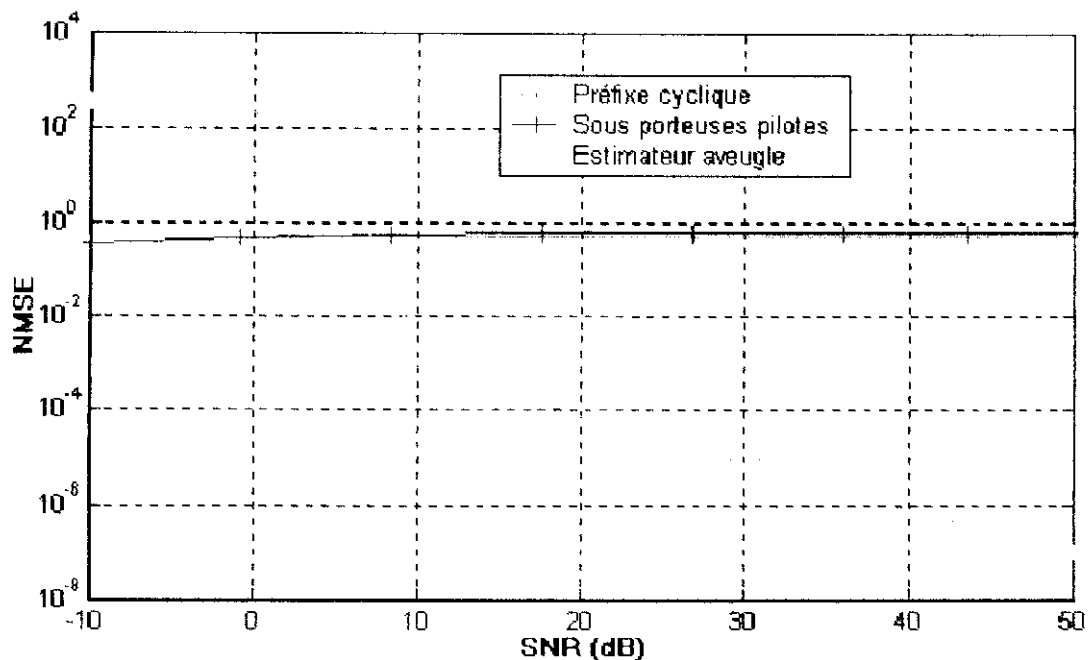
(a) : décalage fréquentiel normalisé $\varepsilon = 0$.



(b) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0.1$.



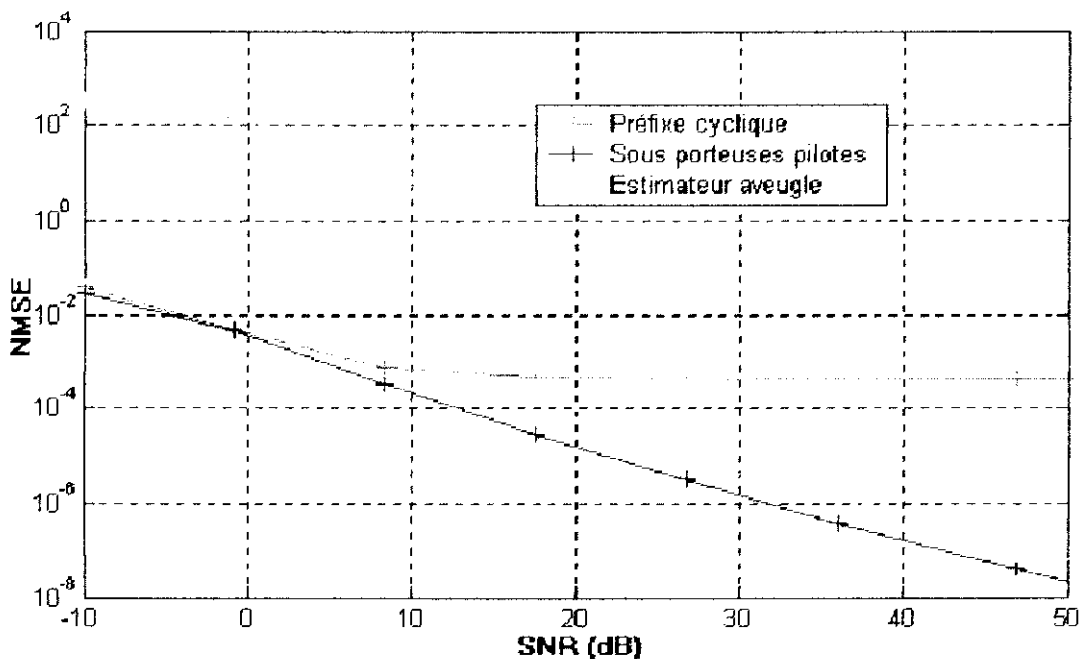
(c) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0.2$.



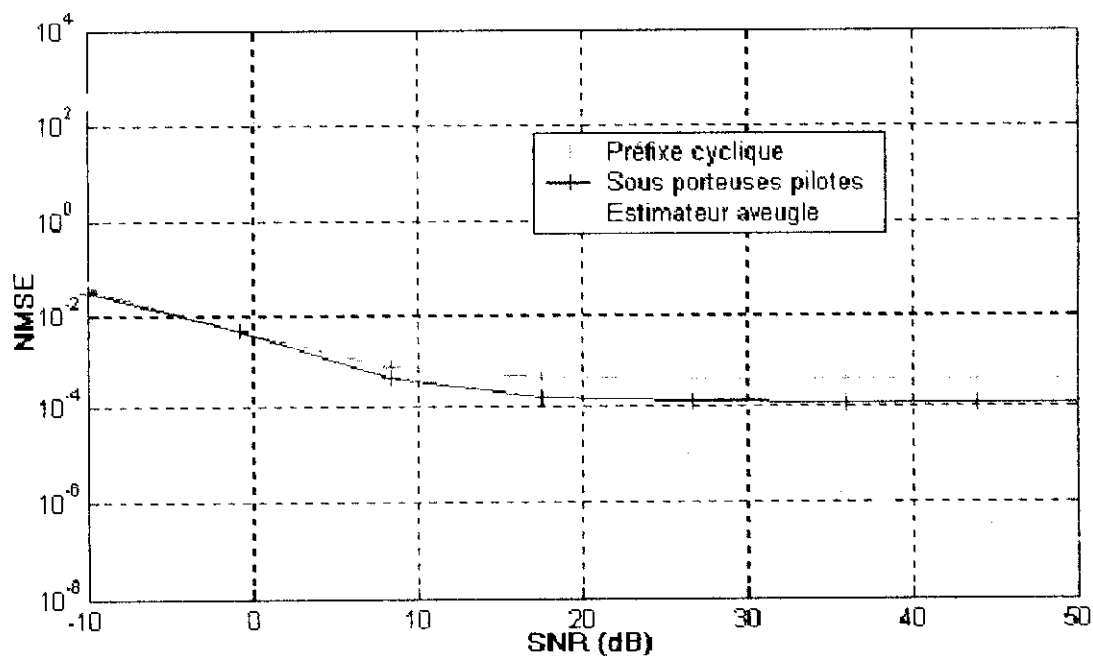
(d) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0.5$.

Figure 4.15 Les performances des trois estimateurs pour un canal non dispersif.

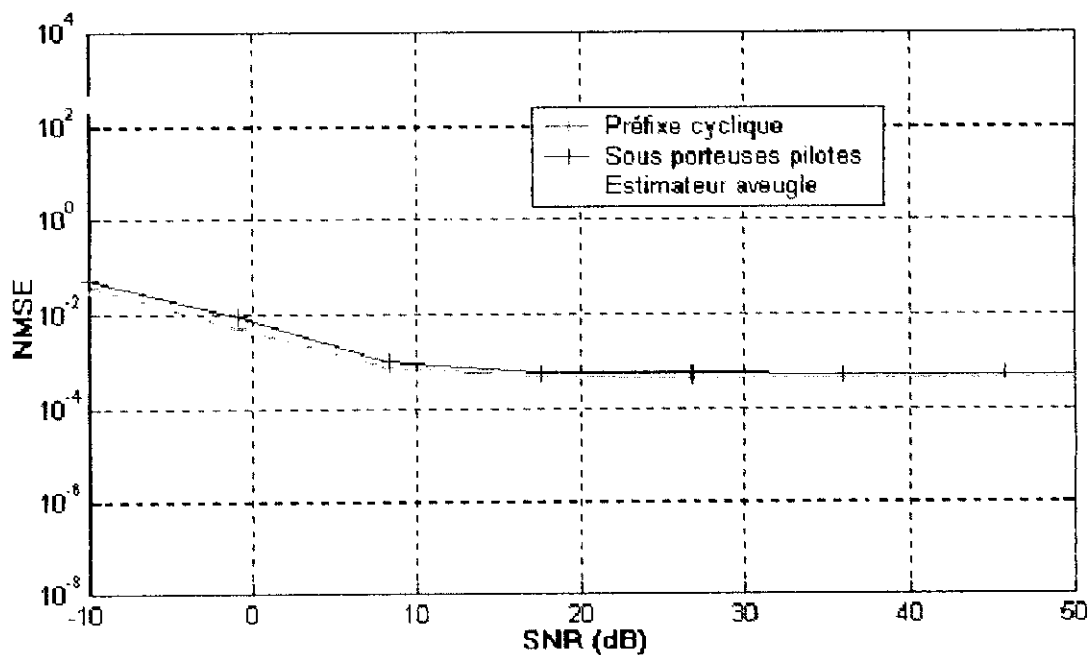
➤ Cas du canal dispersif



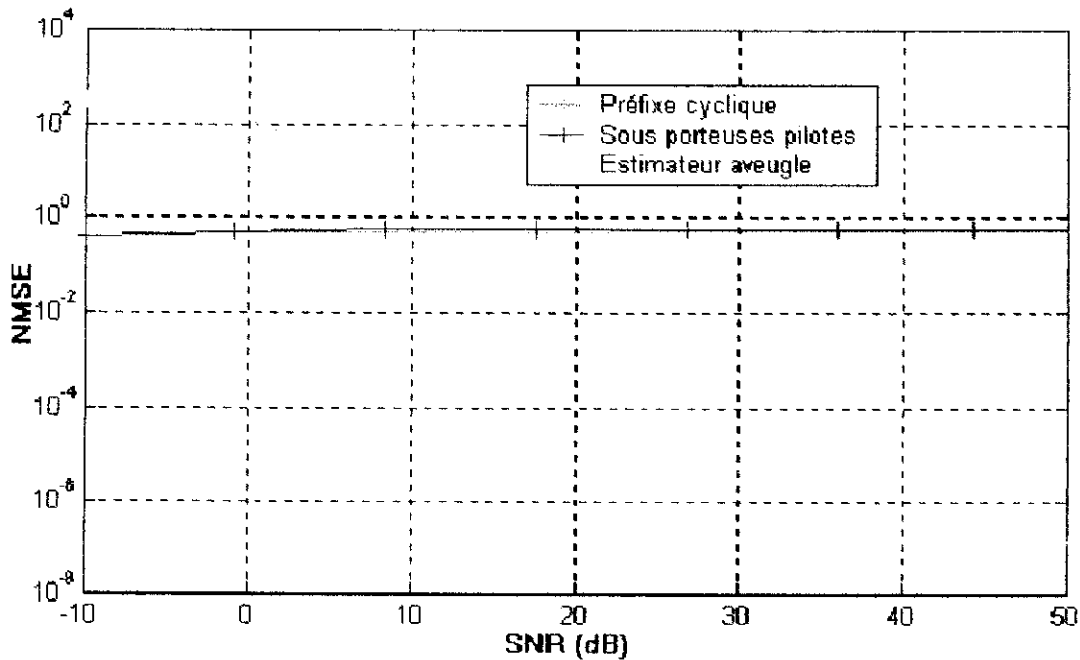
(a) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0$.



(b) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0.1$.



(c) : décalage fréquentiel normalisé $\epsilon = 0.2$.

(d) : décalage fréquentiel normalisé $\varepsilon = 0.5$.**Figure 4.16** Les performances des trois estimateurs pour un canal dispersif.

Pour un canal non dispersif, l'estimateur exploitant la redondance du préfixe cyclique possède les meilleures performances des trois estimateurs étudiés, quel que soit la valeur du SNR. L'estimateur utilisant les sous porteuses peut avoir des performances similaires à celles de l'estimateur exploitant le préfixe cyclique si le SNR est faible.

Lorsque le canal est dispersif, selon la valeur du SNR l'une des trois méthodes peut être utilisée.

Si le SNR est supérieur à +20 dB, l'estimateur aveugle possède la meilleure performance.

Si le SNR est inférieur à +20, dB l'estimateur exploitant le préfixe cyclique ou l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes peuvent être utilisés.

4.6 Conclusion

Nous avons montré, par simulation, que l'estimateur exploitant le préfixe cyclique est le meilleur estimateur du décalage fréquentiel si le canal est gaussien (non dispersif). Ce type de canal peut être physiquement un câble de transmission, ou un canal sans fils si les antennes utilisées par le système OFDM sont très directives.

Lorsque le canal est dispersif, selon le SNR, l'une des trois méthodes peut être utilisée. Si le SNR est inférieur à +20 dB, l'estimateur exploitant le préfixe cyclique et l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes peuvent être utilisés. Cependant, l'estimateur utilisant le préfixe cyclique est le plus approprié, car l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes exploite une partie du spectre (approximativement 17% du spectre si 11 sous porteuses pilotes sont utilisées) et de la puissance transmise.

Si le SNR est supérieur à +20 dB, l'estimateur aveugle est le plus approprié.

Un nouvel estimateur qui combine l'estimateur aveugle et l'estimateur exploitant le préfixe cyclique serait un bon estimateur quel que soit le niveau du bruit. Un tel estimateur peut être implémenté en estimant le SNR, puis, selon la valeur estimée du SNR, nous estimons le décalage fréquentiel en utilisant l'estimateur aveugle ou l'estimateur exploitant le préfixe cyclique.

L'estimateur aveugle présente l'avantage d'estimer également les décalages fréquentiels supérieurs à la moitié d'espacement fréquentiel, contrairement aux deux autres estimateurs. Son inconvénient pratique est la complexité des calculs qui nécessite un temps de calcul important.

Conclusion générale

L'augmentation rapide du besoin des systèmes de communication, assurant des hauts débits, a motivé la recherche de nouveaux schémas de transmission à large bande. La transmission à multiporteuses orthogonales (OFDM) s'avère très intéressante, pour la transmission à large bande, grâce à son efficacité spectrale qui permet la réduction du coût des communications.

Dans ce travail, nous avons donné un modèle des systèmes OFDM, expliqué les principes de base et la constitution de ces systèmes, nous avons également développé des modèles mathématiques décrivant les inconvénients inhérents de ces systèmes. De plus, nous avons réalisé une simulation des systèmes OFDM afin d'évaluer leurs performances.

Nous avons constaté, à partir des résultats de simulation, que:

- Les systèmes OFDM sont robustes au multi-trajets, ce qui leur permet d'être utilisés dans les milieux dispersifs;
- Les systèmes OFDM sont robustes au décalage temporel;
- Les systèmes OFDM sont très sensibles au décalage fréquentiel de la porteuse qui dégrade sévèrement les performances de ces systèmes.

La grande sensibilité des systèmes OFDM au décalage fréquentiel entraîne la nécessité d'estimer et de compenser ce décalage fréquentiel à la réception.

Dans ce contexte, nous avons traité le problème d'estimation du décalage fréquentiel en commençant par l'évaluation des performances de trois méthodes d'estimation : exploitation de la redondance du préfixe cyclique, utilisation des sous porteuses pilotes et estimation aveugle en utilisant les sous porteuses virtuelles. Les résultats de simulation ont montré que :

- La performance de l'estimateur exploitant le préfixe cyclique dépend du type de canal mais ne dépend pas du décalage de fréquence à estimer;
- La performance de l'estimateur utilisant les sous porteuses pilotes dépend du décalage de fréquence à estimer mais ne dépend pas du type de canal.
- L'estimateur aveugle peut estimer n'importe quel décalage de fréquence en gardant la même performance quel que soit le type du canal.

Ensuite, nous avons fait une comparaison directe entre ces trois méthodes afin de déterminer le meilleur estimateur pour un canal de caractéristiques données; ceci nous a permis de conclure que :

- Lorsque le canal est non dispersif, l'estimateur exploitant le préfixe cyclique est le meilleur estimateur;
- Lorsque le canal est dispersif, selon la valeur du SNR, l'estimateur aveugle ou l'estimateur exploitant le préfixe cyclique peuvent être utilisés :
 - si le SNR est supérieur à 20 dB, alors l'estimateur aveugle est le plus approprié.
 - si le SNR est inférieur à 20 dB, alors l'estimateur exploitant le préfixe cyclique est le plus approprié.

Lorsque le canal est dispersif, Un nouvel estimateur peut être obtenu en estimant le SNR, puis selon la valeur estimée du SNR, on estime le décalage fréquentiel en utilisant l'estimateur aveugle ou l'estimateur exploitant le préfixe cyclique. Un tel estimateur serait un bon estimateur quelque soit la valeur du SNR.

Ce travail peut être implémenté sur des circuits FPGA ou sur des processeurs DSP afin d'évaluer les paramètres réels de ces systèmes.

Bibliographie

- [1] Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective. Theodore S. Rappaport, A. Annamalai, R.M. Buehrer, and William H. Tranter. Virginia Tech. IEEE Communications Magazine. 50th Anniversary Commemorative Issue/May 2002.
- [2] Committee on Evolution of Untethered Communications, Computer Science and Telecommunications Board, & National Research Council, the Evolution of Untethered Communications. National Academy Press, 1997, ISBN 0-309-05946-1.
- [3] R. Mosier, R. Clabaugh, "Kineplex: A Bandwidth-Efficient Binary Transmission System," *AIEE Trans*, vol. 76, jan. 1958, pp. 723-28.
- [4] M. Zimmerman and A. Kirsch, "the AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Modem for HF Radio," *IEEE Trans. Commun.* Apr. 1967, pp. 197-205.
- [5] Robert Chang, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing", US. Patent 3,488445, filed November 14, 1966, issued January 6, 1970
- [6] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by Frequency Division Multiplexing using Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, no. 5, Oct. 1971.
- [7] B. Salzberg, "performance of Efficient parallel Data Transmission system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 15, Dec. 1967, pp. 805-13.
- [8] Terje Tjelta, Agne Nordbotten, Marco Annoni, Enrico Scarrone, Simone Bizzarri, Laurissa Tokarchuk, John Bigham, Chris Adams, Ken Craig, Manuel Dinis, "Future Broadband Radio Access Systems for Integrated Services with Flexible Resource Management", *IEEE Communications Magazine*, August 2001, pp. 56 – 63
- [9] NTT DoCoMo Advertisement, "The Path to 4G Mobile", *IEEE Communications Magazine*, March 2000, pp. 38 – 41
- [10] Eric Phillip LAWREY, "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM", PhD thesis, December 2001, School of Engineering, James Cook University.
- [11] Bing-Leung Patrick Cheung, "Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems", thesis of Master of Science in Electrical Engineering, faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, September 3rd, 2002
- [12] Norihiko Morinaga, Ryuji Kohno and Seiichi Sampei, "Wireless communication Technologies: New Multimedia Systems", the kluwer international series in engineering and computer science,
- [13] C. E. SHANNON, "A mathematical theory of communication", *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27, pp. 379-423, 623-656, July, October, 1948.
- [14] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 2, Feb. 2001.
- [15] S. Muller and J. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., vol. 1, Phoenix, AZ, USA, Nov. 1997, pp. 1-5.
- [16] E. Lawrey and C. Kikkert, "Peak to average power ratio reduction of OFDM signals using peak reduction carriers," in Signal Processing and Its Applications, 1999. ISSPA '99. Proceedings of the Fifth International Symposium on, vol. 2, Brisbane, Qld., Australia, Aug. 1999, pp. 737-740.
- [17] F. Classen and H. Meyr. "Frequency Synchronization Algorithms for OFDM Systems Suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels". IEEE 44th Vehicular Technology Conference. pp. 1613-1621, vol. 45, No. 12, Dec. 1997.
- [18] P. H. Moose. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction. IEEE Transaction on Communications pp. 2908-2914, Vol. 42, No. 10, Oct. 1994.

- [18] J. G. Proakis, "Digital Communications", third edition, 1995.
- [19] M. Kunt "traitement Numérique du signal", Edition presses polytechniques romandes, 1981.
- [20] Kay "Fundamental of Statistical Signal Processing: Estimation Theory", Prentice Hall signal processing series.
- [21] <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/arc/802-wpanlist/msg00305.html>
- [22] Nicola Laurenti, "Implementation Issues in OFDM Systems".Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettronica e delle Telecomunicazioni .XI Ciclo. UNIVERSIT A DEGLI STUDI DI PADOVA 1995-1998.
- [23] Hui Liu, and Ufuk Tureli, "A High-Efficiency Carrier Estimator for OFDM communications", IEEE communications letters, Vol. 2, No. 4, April 1998.
- [24] Samir Attlah, "Blind Estimation of Residual Carrier Offset in OFDM Systems", IEEE Signal Processing letters, vol. 11, No. 2, February 2004.
- [25] Robert Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission", The Bell System Technical Journal, December 1966, pp. 1775 - 1796