

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de

Master

En

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes des Télécommunications »

Titre :

Effet du décalage en fréquence sur les performances d'un système
Multiutilisateurs de téléphonie mobile de quatrième génération

Réalisé par :

- KHOUATRIA Nabila
- TAHAR HACENE Sabiha

Encadré par :

Dr BANYAROU Mourad

Année Universitaire: 2017/2018

Remerciement

*Nous remercions Dieu le Tout-Puissant qui
Nous a donné le courage pour élaborer ce
modeste travail. Ce travail a été accompli
à l'aide de plusieurs personnes que nous
Tenons à Remercier absolument*

*Nous remercions tout d'abord notre encadreur
Docteur «BENYAROU mourad » de nous avoir
Apporté leurs valeureux conseils et soutiens
durant la réalisation de ce mémoire.*

*Nous remercions également les membres
De jury de nous avoir fait l'honneur en
Acceptant d'examiner et de juger notre
Travail.*

*Mes remerciements vont aussi à tous mes
professeurs, enseignants et toutes les personnes
qui m'ont soutenus jusqu'au bout, et qui n'ont
Pas cessé de me donner des conseils très
importants en signe de reconnaissance.*

*Enfin, nous remercions tous ceux qui ont
participé de prêt ou de loin dans l'élaboration
De ce travail avec un conseil ou autre.*



Dédicace

Je rends grâce à dieu de m'avoir donné le courage et la volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études.

Je dédie ce modeste travail :

« Ma chère Mère », qui a toujours été présente pour moi, dans les moments les plus difficiles et qui sans cesse veille sur moi avec ses prières, pour ses grands sacrifices et tout l'amour qu'elle me porte.

« Mon cher Père », pour tous ses conseils et pour toute la confiance qu'il a mise en moi et pour son dévouement pour mon bonheur.

Que dieu me le garde.

A mon frère «Abdelrazak », Et à Mes chères soeurs :

« selma », « cherifa » et « Alaà Erahmene »

Je n'oublie pas « Mes grands-mères », mes « tantes » et mes « oncles » ,et mes cousines « naima », « hadil », « lina » , « malak », « ikram » ,

« houda », « Oumiama » « lline »

je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à tous mes amis surtout :

« khouloud », « sabiha » , « hadjira », « soumia »

Et Tous mes collègues de l'étude sans exception.

A tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

Khouatria Nabila



Dédicace

Je rends grâce à dieu de m'avoir donné le courage et la volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de mes études.

Je dédie ce modeste travail :

Ames chers parents, pour tous leurs amours, leurs tendresses

Leur soutien au long de mon parcours universitaire

A mes chers frères Ali Othman, Mansour, Belhadj

Pour leur appui et leurs encouragements

A mes chères sœurs

Karima, Hamida, Zahia, Khadidja

Pour leur soutien moral

A mes chères amies

Nabila, Khouloud, Hadjira, Louiza, samia,

Pour leurs soutiens moraux

A toute ma famille et tous les gens qui m'aiment

TAHAR HACANE sabiha



Résumé

Résumé

La modulation multi porteuses OFDM est une technique qui est devenue indispensable pour les systèmes de communications numériques actuels comme l'ADSL et les systèmes de téléphonies sans fil de 4^{ème} génération.

Pour ces derniers la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est une opération très délicate, car si un décalage en fréquence entre l'émetteur et le récepteur existe, il aura des conséquences néfastes pour la restitution des données émises.

Le but de ce projet de fin d'études est l'étude de l'effet du décalage en fréquence de la modulation OFDM sur les performances d'un système de téléphonie mobile de 4^{ème} génération.

Mots-clés : Le canal SISO multi-trajets, OFDM, décalage en fréquence, multi-accès, 4G.

Résumé

Abstract

OFDM multi_carrier modulation is a technique that has become indispensable for today's digital communication system such as ADSL and 4th generation wireless telephony system

For the latter the synchronization between the transmitter and the receiver is a very delicate operation, because if a frequency offset between the transmitter and the receiver exist, it will have adverse consequences for the return of the transmitted data. The purpose of this end_of_studies project is to study the effect of OFDM frequency shift on the performance of a 4th generation mobile telephony system

Keywords : Le canal SISO multi-trajets, OFDM, offset of frequency, multi-carrier, 4G.

Liste des abréviations

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
4G : 4^{ème} génération
FFT : Transformée de Fourier Rapide
IDFT : Transformée de Fourier Discrète Inverse
LOS : Line Of Sight
QPSK : Quadrature Phase Shift Keying
QAM : Quad Amplitude Modulation
l'UMTS : Universal Mobile Télécommunication Système
IIC : Interférence Inter-Canaux
MAQ : Modulation d'amplitude en Quadrature à plusieurs états (4, 16, 64 de façon générale à 2^q états)
IIS : Interférence Inter-Symboles
ICI : Inter Carrier Interférence
CP : Préfixe Cyclique
Zp : Zero padding
Sinc : Sinus Cardinal
RF : Radio Frequency
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
FDMA : Frequency Division Multiple Access
TDMA : Time Division Multiple Access
CDMA : Code Division Multiple Access
SDMA : Space Division Multiple Access
MIMO : Multiple Inputs Multiple Outputs
V-OFDM : Vector-OFDM
W-OFDM : Widebande OFDM
DAB : Digital Audio Broadcasting
ATM : Automated Teller Machine
SFN : Signal Frequency Network
SNR : Rapport Signal-Bruit
PSD : Power Spectral Density
CFO : Carrier Frequency Offset
PLCP : Physical Layer Convergence Protocol

Liste des figures

Liste des figures

Figure 1.1 : Signaux multi-trajets.....	6
Figure 1.2 : fonction de transfert d'un canal comportant un retard.....	6
Figure1.3 : Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM	10
Figure1.4 : Schéma de principe d'une modulation OFDM	10
Figure1.5 : Schéma de principe d'une démodulation OFDM.....	11
Figure1.6: Spectre de signal en sortie de modulation OFDM décomposé sur chaque porteuse	12
Figure1.7 : Schéma d'un modulateur/démodulateur OFDM.....	13
Figure 1.8 : Schéma de principe d'un modulateur	14
Figure 1.9 : Schéma de principe de demodulateur OFDM.....	15
Figure1.10 : Effet de la dispersion du canal sur les sous- Porteuse d'un signal OFDM.....	21
Figure1.11 : Insertion du préfixe cyclique	21
Figure1.12 : Pilotes en bloc.....	22
Figure1.13 : Pilotes en peigne.....	23
Figure1.14 : Pilotes en treillis.....	23
Figure1.15 : Insertion des sous-porteuse	24
Figure 2.1 : Différentes techniques d'accès multiples.....	29
Figure 2.2: Transmission multi-accès avec canal de propagation.....	30
Figure 2.3 : Illustration d'ICI	32
Figure 2.4 :Données envoyés en utilisant deux des sous-porteuses sans décalage de fréquence.....	33
Figure 2.5 : Données envoyées à l'aide de chaque sous-porteuse, sauf une, sans décalage de fréquence.....	33
Figure 2.6: Données envoyées en utilisant deux des sous- porteuses sans décalage de fréquence.....	35
Figure 2.7: Le préambule standard IEEE 802.11a.....	37
Figure (3.1) : Le spectre du signal OFDM.....	40
Figure (3.2) : Le spectre du signal OFDM (nFFTSsize = 128).....	41
Figure (3.2) : Le spectre du signal OFDM (nFFTSsize = 256).....	42
Figure (3.4): dégradation du SNR causé par le décalage en fréquence pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ Valeur (5, 10, 15, 17 dB).....	43
Figure (3.5) : Constellation du signal reçu avec 0% décalage de fréquence.....	44
Figure (3.6) : Constellation du signal reçu avec 0.7% décalage de fréquence.....	44
Figure (3.7) : Constellation du signal reçu avec 0.9% décalage de fréquence.....	45
Figure (3.8) : Signal reçu sur la sous-porteuse zéro avec un décalage de fréquence de 0.1.....	46
Figure (3.9) : Signal reçu sur la sous-porteuse zéro avec un décalage de fréquence de 0.4% et 0.6%.....	46
Figure (3.10) : comparaison de la technique pilotée par les données.....	47

Liste des figures

Figure (3.11) : Estimation de décalage de fréquence utilisant un préambule au début des données.....	48
Figure (3.12) : Estimation de décalage de fréquence par rapport à décalage de fréquence à l'aide d'un préambule au début des données.....	49



Liste des tableaux

Tableau 1.1 : l'atténuation typique dans un canal radio8
Tableau 1.2 illustre la manière dont les différents sous porteuses sont insérées..... 20

Table de la Matière

Table de la Matière

Remerciement	
Résumé	
Introduction générale.....	2
Chapitre 1 : Etude de la modulation OFDM dans un canal multi-trajets.	
1.1 Introduction	5
1.2 Historique.....	5
1.3 Canal à trajets multiples	5
1.3.1. Caractéristique du canal multi-trajet.....	6
1.3.1.1 Atténuation	7
1.3.1.2 La sélectivité en fréquence d'un canal	8
1.3.2 Effete des trajets multiples	8
1.4 Principe de l'OFDM (orthogonale frequency-division multiplexing).....	9
1.4.1 Principe de l'OFDM.....	9
1.4.2 Description mathématique	10
1.4.3 Porteuses orthogonales	11
1.5 présentation des modulation multi-porteuse OFDM	12
1.5.1 Principe de la modulation	13
1.5.2 Principe de démodulation du signal OFDM	15
1.6 Modélisation matricielle de la modulation OFDM.....	15
1.6.1 Dans le domaine temporel.....	16
1.6.2.1 Transformé de Fourier inverse.....	16
1.6.2.2 Ajout du préfixe cyclique.....	17
1.6.3 Effet du canal.....	17
1.6.4 Démodulation	18
1.6.4.1 suppression du préfixe cyclique.....	18
1.6.4.2 Transformée de Fourier	18
1.6.4.2.1 model final	18
1.6.5 dans le domaine fréquentiel	19
1.7 implification de $F + V\tilde{B}$	19
1.8 Simplification de $F + VH1UF$	19
1.9 Modèle complet	19
1.10 Intervalle de garde	20
1.11 Préfixe cyclique (CP)	21
1.12 Zeropadding (zp)	21
1.13 Bande de garde	21

Table de la Matière

1.14 les pilotes	22
1.15 Les pilotes en bloc	22
1.15.1 Les pilotes en peigne	22
1.15.2 Les pilotes en treillis.....	23
1.16 Tableau 1.2 paramètres d'un system OFDM dans le standard IEEE 802.16a....	24
1.17 Les différents types de technique OFDM	25
1.18 les systèmes utilisent OFDM	25
1.20 Avantages et désavantages d'OFDM.....	26
1.20.1 Les avantages.....	26
1.20 Conclusion.....	26

Chapitre 2: Impact d'un décalage en fréquence sur les systèmes OFDM multiutilisateurs

2.1 Introduction :.....	28
2.2 Les systèmes multiutilisateur.....	28
2.2.1 Définition des méthodes d'accès	28
2.2.2 Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission	29
2.3 Effets du décalage de la fréquence sur les signaux OFDM.....	30
2.4 Décalage de fréquence et interférence inticarrière	32
2.4.1 Technique d'estimation de décalage de fréquence aveugle et de données	33
2.4.2 Technique de données	34
2.4.3 Technique d'estimation aveugle.....	35
2.4.4 Comparaison de la technique de données et aveugles	36
2.5 Utilisation du préambule et du préfixe cyclique pour l'estimation de décalage de fréquence	36
2.5.1 Structure de préambule pour l'estimation de décalage de fréquence.....	36
2.5.2 Estimation de décalage de fréquence en utilisant le préambule	37
2.6 Conclusion	38

Chapitre 3 : simulation et calcul des performances d'un système de 4eme génération dans le cas d'un décalage en fréquence

3.1 Introduction	40
2.3 Le spectre OFDM	41

Table de la Matière

3.3 La dégradation du rapport signal sur bruit (SNR) causée par le décalage de fréquence.....	42
3.3.1 Dégradation du SNR pour la compensation de fréquence pour différents valeurs de E_bN_0	43
3.4 Les effets du décalage de fréquence.....	43
3.4.1 constellation du signal reçu avec 0% décalage de fréquence.....	43
3.4.2 Constellation du signal reçu avec (0.7% et 0.9%) décalage de fréquence....	45
3.4.4 Comparaison de la technique pilotée par les données et la technique aveugle	47
3.5 L'utilisation des préfixes cycliques et des préambule.....	47
3.5.1 Estimation de décalage de fréquence utilisant un préambule au début des données.....	47
3.5.2 Estimation de décalage de fréquence par rapport à décalage de fréquence à l'aide d'un préambule au début des données	48
3.6 conclusion.....	50
conclusion générale.....	52
les références	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La croissance rapide et continue des systèmes de télécommunications et applications sans fil crée des besoins de plus en plus nombreux. Parmi ces besoins on peut citer, la nécessité d'avoir du haut débit, fournir une haute qualité de service, tirer le maximum de la ressource fréquence disponible et concevoir des équipements de pointe. Depuis de longues dates, les basses fréquences ont été beaucoup exploitées pour combler ce besoin et offrir plusieurs types de services. À mesure que le nombre d'applications et les besoins croissent, les basses fréquences ont commencé à être saturées de sorte qu'on est passé par translation à des bandes de fréquences plus élevées.

Parmi les techniques exploitées en basses fréquences et les ondes millimétriques, celle de l'ultra large bande est connue depuis près de 40 ans. Elle a été exploitée au début dans la bande de 3.1 GHz à 10 GHz ([5-6]GHz), puis étendue à l'entour de 40 GHz. Comme technique de modulation, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a démontré un grand potentiel qui la positionnée parmi les solutions fiables pour les réseaux de télécommunications sans fil actuels et suivants.

D'autres part la modulation mutiporteuses OFDM a connu ces vingt dernières années un grand progrès et est utilisés dans presque dans tous les standards des télécommunications actuel. Son avantage essentiel et le plus connu de tous et sa capacité de combattre les effets du canal mutitrajets donc un canal sélectif en fréquence en le rendant sous forme de plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquences et de ce fait l'égalisation de ce canal devient plus simple à réaliser. Mais l'inconvénient majeure de l'OFDM est causé par son signal temporel qui présente des pics de grande amplitudes et qui ont comme effet de saturer les amplificateurs radiofréquence des émetteurs en les travaillant dans leur zones non linéaire. De plus un autre inconvénient est celui du décalage en fréquence entre l'émetteur et le récepteur causé par le déplacement du mobile ou le vieillissement des composants électroniques de l'oscillateur local de l'émetteur ou du récepteur qui va causer la perte en orthogonalité entre les sous porteuse OFDM et par suite on aura des difficultés pour trouver les signaux envoyés ou/et reçus. Pour remédier à ce problème de décalage en fréquence des méthodes ont été envisagé pour combattre ce phénomène et qui sont détaillées dans les chapitres suivant.

Pour cela le mémoire est composé de trois chapitres structurés comme suit : le chapitre un (1) est consacré aux généralités sur La modulation multi porteuses OFDM. Il contient l'historique, le principe et les différents types de technique OFDM, les systems utilisant OFDM. Le chapitre deux (2) met en evidence la impact d'un décalage en fréquence sur les systèmes OFDM multiutilisateurs. Au chapitre trois (3) est consacré à la simulation et au calcul des performances d'un système de 4^{eme}

génération dans le cas d'un décalage en fréquence.

Le document s'achève par une conclusion générale ainsi que les perspectives offertes pour des futurs travaux.

Chapitre 1

Etude de la modulation OFDM dans un canal multi-trajets.

Chapitre 2

Impact d'un décalage en fréquence sur les systèmes OFDM multiutilisateurs

Chapitre 3

Simulations et calcul des performances d'un système de 4^{ème} génération dans le cas d'un décalage en fréquence.

CHAPITRE1

1.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses OFDM consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. L'efficacité spectrale est très grande en « orthogonalisant » les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral.

L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basées sur la transformée de Fourier rapide(FFT)

1.2 Historique

La modulation multi-porteuses a été introduite à la fin des années 50, sa première utilisation était dans des système de communication hautes fréquences militaire. Quelques années plus tard elle a été améliorée avec l'apparition du concept des signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite « orthogonal Frequency Division Multiplexing » (OFDM) ou multiplex à division de fréquences orthogonales. la mise en œuvre de l'OFDM à l'époque consistait à utiliser des filtres de Nyquist du fait de la complexité à générer des bancs de filtres de sinusoïdes, l'OFDM n'a pas tout de suite intéressé les industriels civils. 20 ans plus tard le schéma de modulation-démodulation a été simplifié avec l'utilisation de la transformée de Fourier discrète inverse(IDFT) à l'émission et de la TFD au niveau du récepteur, ce qui rend facile son implémentation numérique. Dans le milieu des années 1980, la technique OFDM a été développée dans les domaines industriels civil tels que le projet de radiodiffusion numérique DAB(Digital Audio Broadcasting) et l'ADSL.

1.3 Canal à trajets multiples [1]

Avant d'exposer le principe de la modulation multi-porteuse, nous allons donner quelques caractéristiques du canal pour lequel ce type de modulation est intéressant. Les premières applications ont concerné la diffusion du son numérique dans la canal radiomobile : c'est l'exemple de ce canal que nous prenons, en n'omettant pas le fait que le modèle de ce canal peut aussi s'appliquer à d'autres canaux très perturbés.

Le signal émis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions, en particulier en milieu urbain où le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces échos d'amplitudes variables introduisent de retards variables

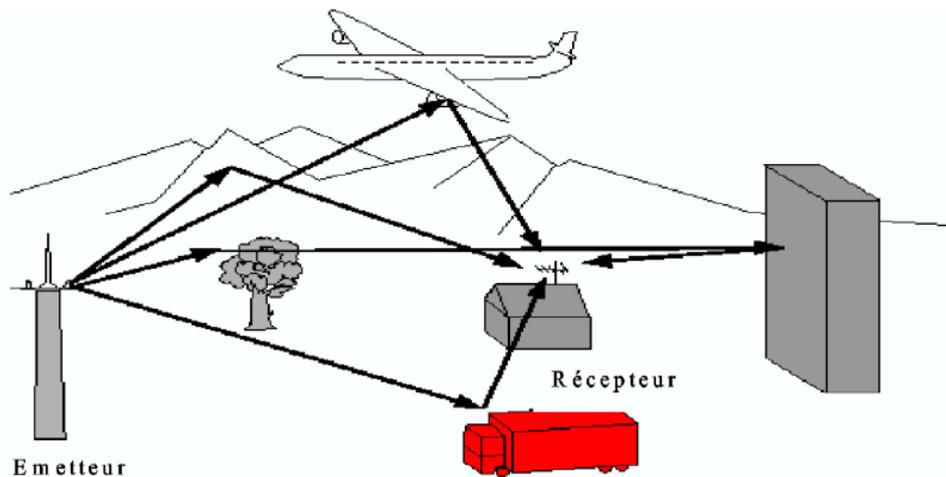


Figure 1.1 : Signaux multi-trajets

1.3.1. Caractéristique du canal multi-trajet

Considérons un modèle simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et de signaux ayant subi des échos donc retardés de τ_i d'amplitude h_i . La réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i) \quad (1.1)$$

Sa fonction de transfert est donc :

$$H(f) = \sum_i h_i e^{-2j\pi f \tau_i} \quad (1.2)$$

Prenons l'exemple encore plus simple de 2 trajets, le direct et un retardé de τ .

$$h(t) = 1 + \alpha \delta(t - \tau) \text{ et } |H(f)|^2 = 1 + \alpha^2 \cos 2\pi f \tau$$

la fonction de transfert a l'allure suivante

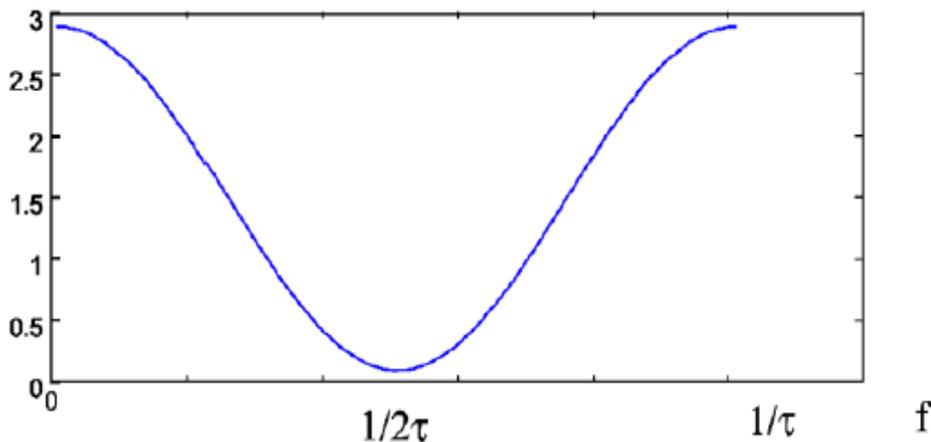


Figure 1.2 : fonction de transfert d'un canal comportant un retard [8]

On remarque que la fonction de transfert comporte des zones où le signal sera très affaibli ($H(f) < 1$) (zone d'évanouissement ou « fading »). Sa période de variation est de l'ordre de $1/\tau$. τ étant l'étalement des retards.

Suivant la valeur de la bande occupée B par le signal, deux cas peuvent se présenter :

- $B \ll 1/\tau$: $H(f)$ peut être considéré constant sur la bande B le signal ne subit pas de distorsion, mais il peut être très affaibli si la fréquence de modulation se situe près de $1/2\tau$ (Les signaux issus du trajet direct et du trajet retardé sont en opposition de phase). Mais il peut aussi être amplifié (signaux en phase).

- $B \gg 1/\tau$: $H(f)$ n'est pas constant sur la bande de fréquence et le signal subit des distorsions qu'il faut corriger à l'aide d'un égaliseur [2]

1.3.1.1 Atténuation

C'est la baisse dans la puissance du signal lors de sa transmission d'un point à un autre elle peut être provoquée par :

- ✓ La longueur du chemin de transmission.
- ✓ L'obstruction dans le chemin et les effets par trajets multiples. Tous les objets qui obstruent la visibilité directe du signal (LOS : Line Of Sight) de l'émetteur au récepteur peuvent causer de l'atténuation.
- ✓ Masquage du signal peut se produire quand il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par des bâtiments et des collines. C'est le facteur environnemental le plus important de l'atténuation. Les signaux radio se diffractent en dehors des frontières des obstructions ce qui va empêcher le masquage derrière les collines et les bâtiments.

Les émetteurs sont habituellement élevés aussi haut que possible afin de réduire au minimum le nombre des obstructions [3] [4].

Description	Atténuation typique causée par le masquage
Centre urbain fortement constitué	20 dB variation d'une rue à une autre.
Secteur sous urbain (peu de grands bâtiments)	10 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un centre urbain.
Secteur rural ouvert	20 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un secteur sous urbain.
Terrain irrégulier et feuillage des arbres	3-12 dB variation de la puissance du signal

Tableau1.1 : l'atténuation typique dans un canal radio

Les secteurs ombrés tendent à être vastes qui ont pour résultat une variation lente de la puissance. Pour cette raison, ce phénomène est appelé « slow fading » (évanouissement lent). Il est à noter que le problème de masquage est facilement résolu par un simple contrôle de puissance à la réception.

1.3.1.2 La sélectivité en fréquence d'un canal

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles[5].

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio-mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile [6]

1.3.2 Effet des trajets multiples [2]

$$s(t) = R_e[s_1(t)e^{2j\pi f_c t}] \quad (1.3)$$

f_c Étant la fréquence porteuse.

Le signal reçu est la somme des signaux issus des différents chemins :

$$X(t) = \sum \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (1.4)$$

Chaque chemin provoque une atténuation α_n et un retard τ_n qui varient en fonction du temps. Le signal $x(t)$ peut aussi s'écrire :

$$x(t) = R_e\{\sum [\alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} s_1(t - \tau_n(t))] e^{2j\pi f_c t}\} \quad (1.5)$$

L'expression entre crochets montre que le signal en bande de base subit des atténuations α_n , des retards τ_n et des déphasages ($2j\pi f_c \tau_n$) qui dépend tous du temps. A partir de cette formule on peut définir la fonction de transfert en bande de base :

$$c(t, \tau) = \sum \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1.6)$$

1.4 Principe de l'OFDM (orthogonale frequency-division multiplexing)

Son principe est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquence orthogonal sous forme de multiples sous-porteuses. Cette technique permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Ces canaux se manifestent notamment en présence de trajets multiples et sont d'autant plus pénalisants que le débit de transmission est élevé. C'est la raison pour laquelle on trouve cette technique largement adoptée dans la plupart des applications à très haut débit.

1.4.1 Principe de l'OFDM [7]

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée [8]. Comme le montre la Figure 1.1, l'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t donné.

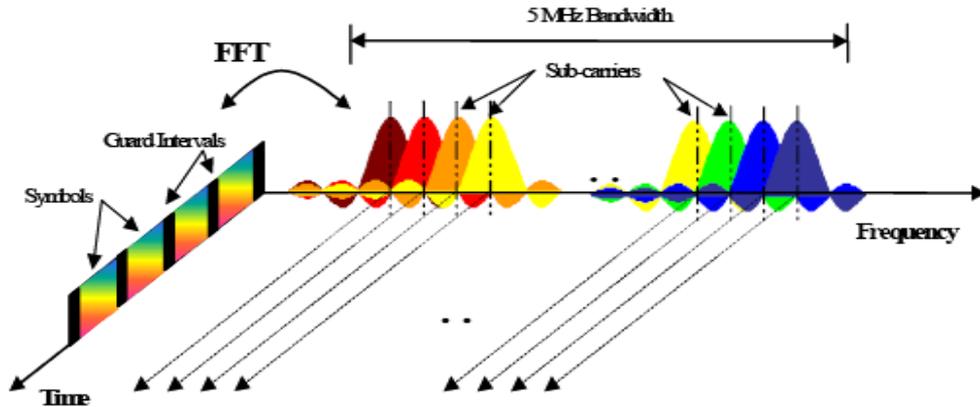


Figure 1.3 : Représentation fréquentielle et temporelle [9]

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence (situées entre 2 et 30 MHz) de N porteuses sur chaque bande. Dans la figure 1.3 la bande allouée est de 5 MHz. Le signal est réparti sur les porteuses. Les fréquences de travail sont choisies en fonction des réglementations, les autres sont « éteintes » de manière logicielle. Le signal est émis à un niveau assez élevé pour pouvoir monter en débit, et injecté sur plusieurs fréquences à la fois. Si l'une d'elles est atténuée le signal passera quand même grâce à l'émission simultanée.

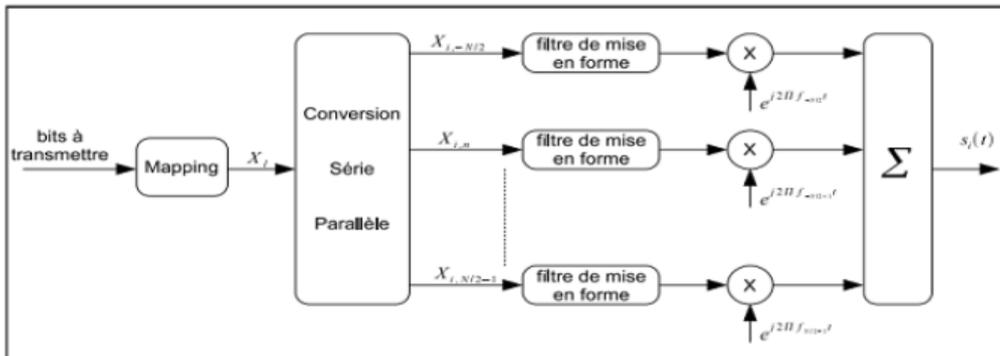


Figure 1.4 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM [13]

1.4.2 Description mathématique

La figure 1.4 décrit le schéma de principe d'un modulateur OFDM en bande de base :

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

Si

$$S(t) = \sum_{N=-N/2}^{(N/2)-1} X_{i,n} g(t - iT - \frac{T}{2}) e^{j2\pi f_n t} \quad (1.7)$$

Il représente le $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM, tandis que les $\{X_{i,n}\}_{n=-N/2 \dots N/2-1}$ représente les N symboles complexes $\{X_i\}$ qu'il transporte.
Le signal reçu s'écrit de façon générale suivante :

$$Y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{N=-N/2}^{(N/2)-1} X_{i,n} g(t - iT - \frac{T}{2}) e^{2\pi f n t} + n_n(t) \quad (1.8)$$

1.4.3 Porteuses orthogonales

Nous définissons l'efficacité spectrale comme étant le débit binaire transmis par unité de fréquence. Dans une transmission de type OFDM, le choix de l'écartement entre les porteuses va influencer sur cette efficacité spectrale. Plus l'espacement entre porteuses est grand, plus nous avons besoin de bande passante pour transmettre un même débit, et donc plus l'efficacité spectral diminue. Pour garantir une efficacité spectrale optimale, il faut que les fréquences des porteuses soient les plus proche possible, tout en garantissant une absence d'interférence entre les informations qu'elles transportent afin que le récepteur soit capable de les retrouver.

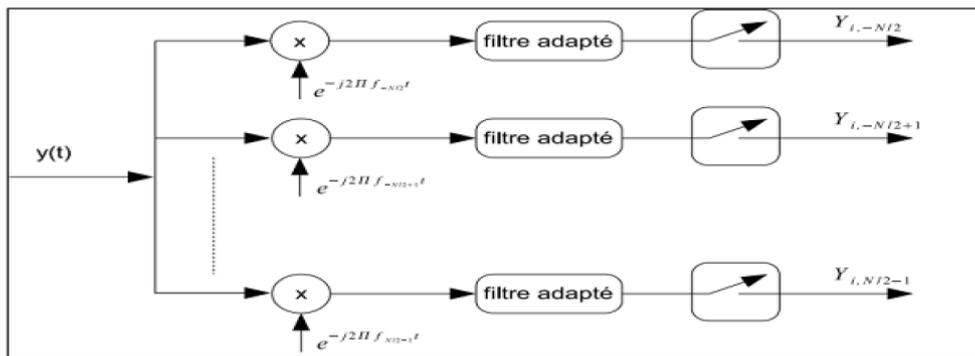


Figure 1.5 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM [13]

La famille des signaux $\{e^{j2\pi f_k t}\}$ forme une base orthonormée pour des fréquences $f_k = k/T_{sym}$, avec $0 \leq t \leq T_{sym}$. Dans le domaine fréquentiel. Ces signaux sont présentés dans la figure 1.4

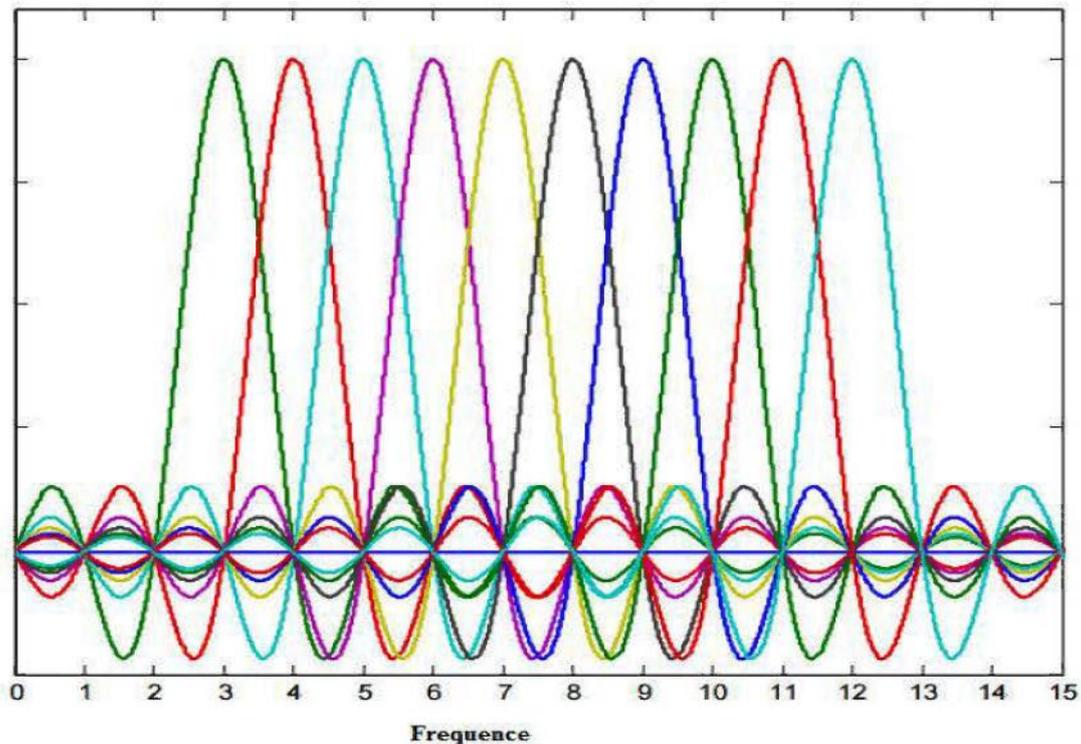


Figure1.6 : Représentation spectrale des sous porteuses orthogonales

Prenant maintenant, le cas qui nous intéresse le plus, à savoir le cas discret. Soit T_s la période d'échantillonnage des signaux de la base orthonormée soit N le nombre de point représentant chaque signal de la base tel que $N = \frac{T_{sym}}{T_s}$, T_{sym} étant la durée totale de chaque signal.

Donc, $t = nT_s$ avec $n = 0, \dots, N-1$ et $f_k = k / (NT_s)$. Ainsi, chaque signal de la base orthonormée s'écrira sous la forme discret : $e^{j2\pi nk/n}$ avec $n = 0, \dots, N-1$. Le principe d'orthogonalité dans le cas discret peut être exprimé donc, comme suit [9]

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi nk/N} \cdot e^{-j2\pi nl/N} = \begin{cases} 1 & \text{si } k = l \\ 0 & \text{si } k \neq l \end{cases} \quad (1.9)$$

L'équation (1.9) explique que le produit scalaire de deux signaux de la base orthonormée à deux fréquences différentes, doit être vérifiée dans systèmes OFDM pour assurer une transmission sans interférence inter-canaux (IIC).

1.5 présentation des modulation multi-porteuse OFDM [8]

Comme nous venons de le voir précédemment, l'occupation spectrale d'une modulation sur plusieurs sous-bandes séparées n'est pas optimale. Nous allons donc tenter de résoudre cette limitation. Pour ce faire, nous allons supprimer la contrainte portant sur la séparation des sous-bandes. Donc considérons que les différents signaux émis ne présentent plus des spectres disjoints mais des spectres orthogonaux.

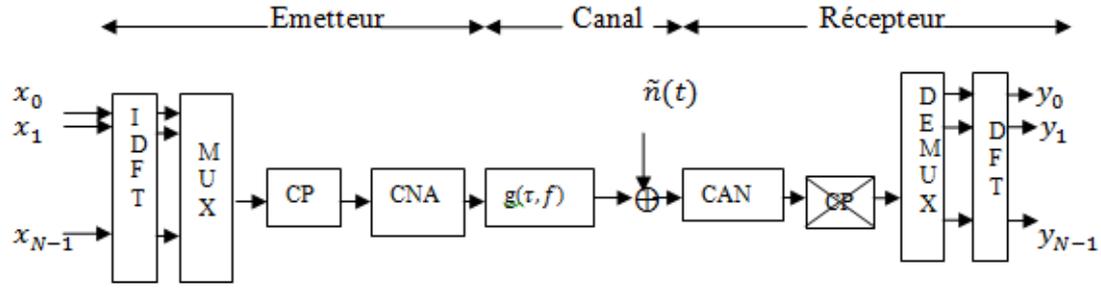


Figure 1.7 : Schéma d'un modulateur/démodulateur OFDM [9]

Nous savons que la transformée de Fourier discrète (et son inverse) conserve le caractère gaussien d'un signal. Donc si le bruit d'observation \tilde{b} est gaussien, sa transformée de Fourier inverse b est aussi gaussienne. Nous notons aussi que, comme les coefficients temporels du canal \tilde{h}_l suivent une distribution gaussienne complexe, alors les coefficients fréquentiels du canal ($h(f)$) suivant également une distribution gaussienne avec une fonction d'autocorrélation donnée par annick :

$$yh(\Delta f) = E(h(f + \Delta f) * h(f))$$

$$= e^{(i2\pi \frac{\Delta f(Np-1)}{L+1}) \frac{\sin(2\pi \frac{\Delta f Np}{L+1})}{\sin(2\pi \frac{\Delta f}{L+1})}}$$

Avec N_p le nombre de sous porteuses.

1.5.1 Principe de la modulation

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1}

Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences à N données.

Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $c_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.10)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $\frac{1}{T_s}$, alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \text{ et } s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k t}{T_s}} \quad (1.11)$$

le schéma de principe de la modulation dans ce cas est :

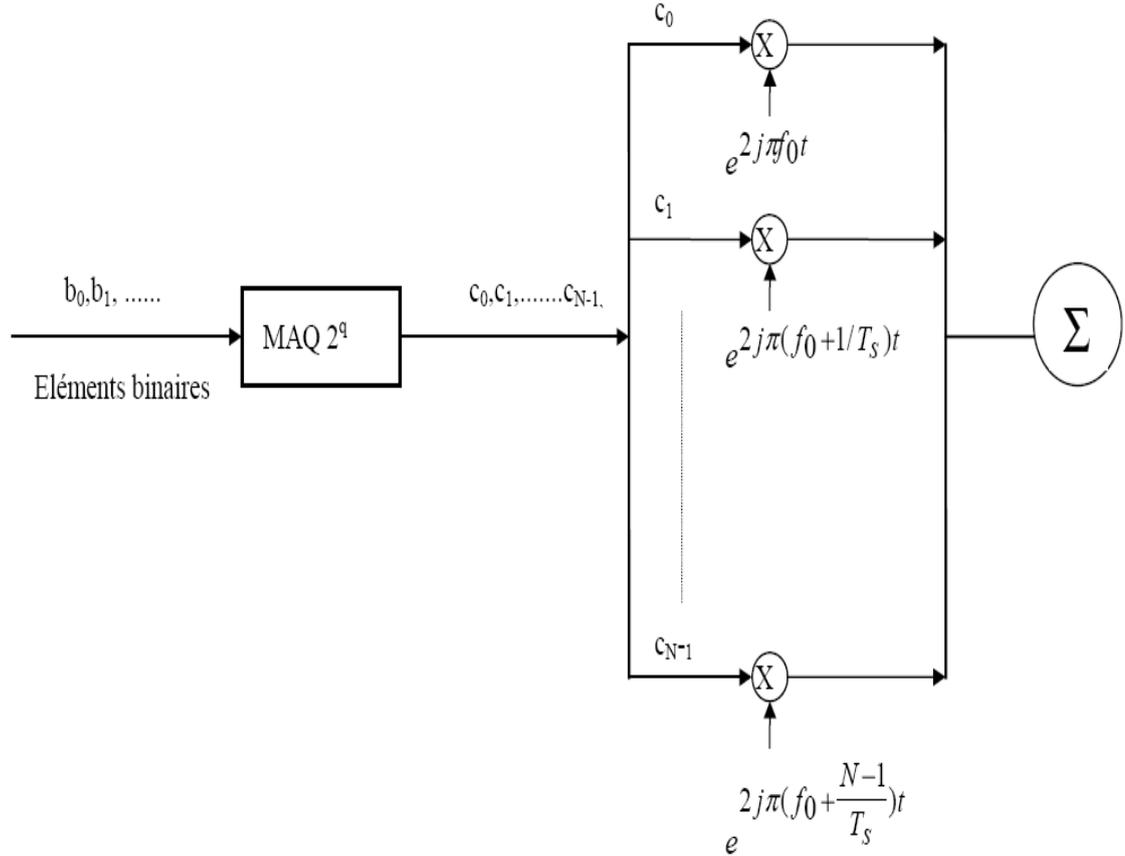


Figure 1.8: Schéma de principe d'un modulateur OFDM [2]

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64 de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles q -aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses. De l'équation 1, on peut déduire l'expression réelle du signal :

$$\text{Si } c_k = a_k + jb_k$$

$$s(t) = R_e \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) \right) \quad (1.12)$$

D'après l'expression du signal et la figure 2, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

1.5.2 Principe de démodulation du signal OFDM [8]

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur un symbole de durée T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (1.13)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll \frac{1}{B_d}$)

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuse suivant le schéma classique.

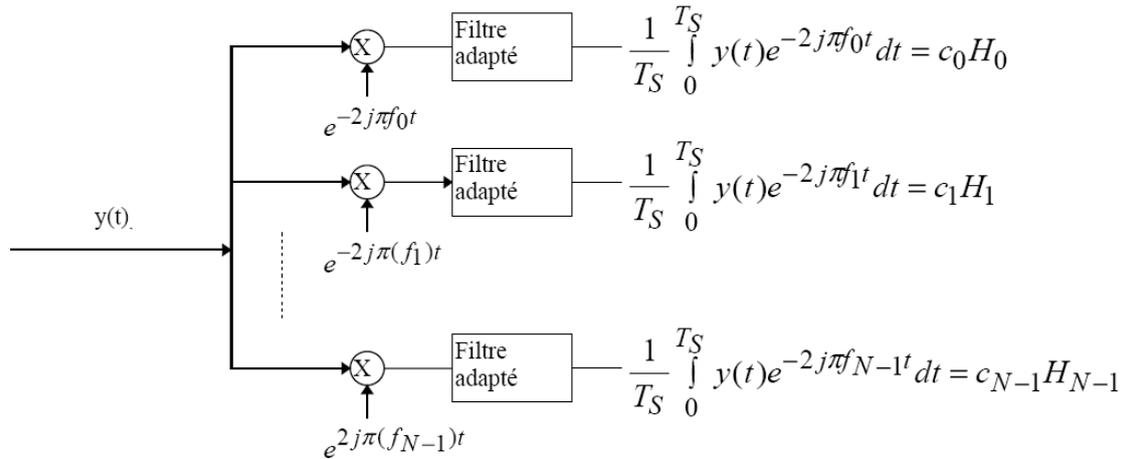


Figure 1.9 : Schéma de principe de démodulateur OFDM [2]

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \quad (1.14)$$

Parce que

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad \text{si } k \neq i, 1 \text{ si } k = i \quad (1.15)$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

1.6 Modélisation matricielle de la modulation OFDM [9]

Nous allons maintenant développer la modélisation matricielle de la modulation OFDM. La démarche logique nous fait partir d'une modélisation temporelle complète de laquelle nous tirons une modélisation fréquentielle. Nous ne modélisons ici que la partie modulation/démodulation OFDM et l'effet du canal, nous ne prenons pas en compte dans cette modélisation ni le codage du canal ni l'entrelacement.

Rappelons tout d'abord le principe de la modulation OFDM, en partant des symboles à envoyer ; elle se déroule en deux parties :

1. Nous effectuons la transformée de Fourier discrète inverse pour passer du domaine fréquentiel au domaine temporel.
2. Nous ajoutons le préfixe cyclique.

Ensuite, après passage dans le canal convolutif et ajout du bruit blanc gaussien, la démodulation se fait également en deux parties :

1. Nous supprimons le préfixe cyclique.
2. Nous effectuons une transformée de fourrier discrète afin de ramener le signal reçu du domaine temporel au domaine fréquentiel.

Nous arrivons à deux modélisations, une dans le domaine temporel et l'autre dans le domaine fréquentiel.

1.6.1 Dans le domaine temporel

Partons donc des signaux en sortie de l'entrelaceur. Ces signaux échantillonnés $\{x(f); f \in [0, N_p - 1]$ peuvent être de n'importe quel type et ceci ne change rien à la suite du problème.

1.6.2 Modulation [9]

Commençons par stocker les signaux envoyés dans un symbole OFDM dans un vecteur colonne. $x = [x(0), \dots, x(N_p - 1)]^T$
Nous appellerons ce vecteur un symbole OFDM.

1.6.2.1 Transformé de Fourier inverse

Commençons par rappeler la formule de la transformée de Fourier inverse :

$$x(l) = \sum_{f=0}^{N_p-1} x(f) e^{j2\pi \frac{lf}{N}} ; l \in [0, N_p-1] \quad (1.16)$$

Pour simplifier les notations, nous supposons que les signaux dans les domaines temporel et fréquentiel sont de même taille N_p . Le cas où les deux signaux sont différents se traite très bien en remplissant avec des zéros le signal le plus petit.

Sous forme matricielle la transformée de Fourier de la séquence $\{x(f)\}; f \in [0, N_p - 1]$ est la séquence $\{\tilde{x}(l)\}_{l \in [0, N_p-1]}$:

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}(0) \\ \vdots \\ \tilde{x}(l) \\ \vdots \\ \tilde{x}(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & 1 & \dots e^{j2\pi \frac{(f)(l)}{N_p}} & \dots e^{j2\pi \frac{(N_p-1)(l)}{N_p}} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & e^{j2\pi \frac{(f)(N_p-1)}{N_p}} & \dots & e^{j2\pi \frac{(N_p-1)(N_p-1)}{N_p}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(l) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\tilde{x} = Fx$$

dans la suite du manuscrit, nous noterons

$$F = \begin{bmatrix} 1 & \dots & & 1 & \dots & & & & & & 1 \\ \vdots & & & \vdots & & & & & & & \vdots \\ & & & e^{j2\pi\frac{(f)(l)}{N_p}} & \dots & e^{j2\pi\frac{(N_p-1)(l)}{N_p}} & & & & & \\ \vdots & & & \vdots & & & & & & & \vdots \\ & & & e^{j2\pi\frac{(f)(N_p-1)}{N_p}} & \dots & e^{j2\pi\frac{(N_p-1)(N_p-1)}{N_p}} & & & & & \\ 1 & \dots & & & & & & & & & \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.6.2.2 Ajout du préfixe cyclique

L'étape suivante est l'ajout du préfixe cyclique de taille N_c . cet ajout va donc nous amener d'un signal de taille N_p à un signal de taille $N_p + N_c$ et nous permettra de supprimer les effets d'un canal de taille inférieure à $L=N_c + 1$.

Dans ce chapitre nous supposons que le canal temporel est de taille $=N_c + 1$. Nous ne traiterons pas le cas où le canal est plus dispersif en temps que la durée du préfixe cyclique de plus dans le cas où le canal est de taille inférieure à $N_c + 1$. Nous remplissons le canal avec des zéros. Ainsi nous allons utiliser une matrice U de taille $(N_p + N_c) * (N_p)$ de la forme :

$$U = \begin{bmatrix} 0_{N_c * (N_p - N_c)} & I_{N_c} \\ & I_{N_p} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Le signal à la sortie de l'émetteur étant z , nous obtenons alors :

$$Z = U\tilde{x}$$

1.6.3 Effet du canal

Nous savons que nous sommes en présence d'un canal sélectif en fréquence. La convolution peut donc se modéliser pour le signal échantillonné au rythme des symboles x par

$$h(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)z(k-1) \quad (1.20)$$

Comme il n'y a pas d'interférence entre deux symboles OFDM successifs grâce au préfixe cyclique de taille supérieure ou égale à celle de la dispersion du canal, la convolution peut être vue comme la multiplication par une matrice carré. Sous forme matricielle, cette convolution correspond à la multiplication par la matrice, \tilde{H}_1 de taille $(N_p + N_c)$. $(N_p + N_c)$ et de la forme

$$\tilde{H}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \tilde{h}(N_c) & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

En ajoutant les effets du bruit blanc gaussien nous obtenons alors :

$$\tilde{W} = \tilde{H}_1 z + \tilde{b}$$

Où \tilde{b} est un vecteur de bruit blanc gaussien indépendant de puissance δ_b^2 [10] :

1.6.4 Démodulation [9]

Reprenons les deux étapes de la démodulation. La première est la suppression du préfixe cyclique. La seconde partie consistera en une transformée de Fourier discrète.

1.6.4.1 suppression du préfixe cyclique

Commençons par définir la matrice de suppression de préfixe cyclique, V de taille $(N_p) \cdot (N_p + N_c)$ de la manière suivante

$$V = [0 \ I_{N_p}] \quad (1.22)$$

1.6.4.2 Transformée de Fourier

Pour finir de démoduler le signal il ne nous reste plus qu'à prendre la transformée de Fourier de signal. Notons que $F^{-1} = F^+$. Nous obtenons alors :

$$y = F^+ V \tilde{w}$$

1.6.4.2.1 model final

Nous pouvons alors concaténer toutes ces étapes de façon à obtenir :

$$y = F^+ V (\tilde{H}_1 U F x + \tilde{b}) \quad (1.23)$$

Ou encore

$$y = F^+ V \tilde{H}_1 U F x + F^+ V \tilde{b} \quad (1.24)$$

Nous nommerons modélisation temporelle la modélisation s'arrêtant avant la transformée de Fourier ce qui nous amène à :

$$\tilde{y} = \tilde{H} x + \tilde{b}$$

En notant $\tilde{y} = F y$, $\tilde{x} = F x$ et $\tilde{H} = V \tilde{H}_1 U$. Et que $V \tilde{b}$ étant une restriction du vecteur bruit b , qui est gaussien, il est lui-même gaussien. Nous ne ferons pas de distinction de notation entre $V \tilde{b}$ et b et utiliserons le contexte pour séparer les deux cas. La sous-section suivante présente une simplification de $\tilde{H} = V \tilde{H}_1 U$.

avec

$$\tilde{y} = \begin{bmatrix} \tilde{y}(0) \\ \vdots \\ \tilde{y}(N_p - 1) \end{bmatrix}, \quad \tilde{x} = \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b(0) \\ \vdots \\ b(N_1 - 1) \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \tilde{h}(0) \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Cette modélisation n'est pas utilisée pour l'estimation des symboles. En effet

elle impose d'inverser la matrice \mathbf{H} .

1.6.5 dans le domaine fréquentiel

Partant alors de l'équation y du model de signal temporel, nous allons chercher à simplifier les deux partie de modèle

1.7 Simplification de $\mathbf{F}^+\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$

Nous savons que \mathbf{b} est un vecteur aléatoire gaussien, nous pouvons alors directement en déduire que $\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$, qui est une extraction de \mathbf{b} , sera également un vecteur de variables aléatoires gaussiennes indépendantes. Nous savons aussi que la transformée de Fourier (et son inverse) d'un vecteur gaussien donne un vecteur gaussien. De plus, si le nombre d'éléments dans les deux espaces sont les même, alors l'indépendance du vecteur initial est gardée par la transformée de fourrier (et son inverse). Nous noterons alors $\mathbf{b}=\mathbf{F}^+\mathbf{V}\tilde{\mathbf{b}}$ et utilisant la formule de perceval on montre que la puissance de bruit vaut :

$$\delta_b^2 = N_p \delta_{\tilde{b}}^2 \quad (1.27)$$

1.8 Simplification de $\mathbf{F}^+\mathbf{V}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{1}\mathbf{U}\mathbf{F}$

Commençons par étudier la forme de la matrice $\mathbf{H}=\mathbf{V}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{1}\mathbf{U}$. Nous trouverons la définition des matrices $\mathbf{V}, \tilde{\mathbf{H}}_1$ et \mathbf{U} aux équations (1.22) (1.21) (1.19) Du fait des dimensions des matrices, nous pouvons commencer par poser le fait que $\tilde{\mathbf{H}}$ est de taille $N_p \cdot N_p$. De façon directe, nous pouvons alors déterminer que la forme de $\tilde{\mathbf{H}}$ est :

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}(0) & 0 & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(N_c) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \tilde{h}(0) \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \tilde{h}(N_c) & \dots & \tilde{h}(0) \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

La matrice (1.28) est circulaire ce qui implique qu'elle est diagonalisée par la transformée de fourrier [11].

Ceci nous donne le fait que $\mathbf{H}=\mathbf{F}^+\mathbf{H}\mathbf{F}$ est une matrice diagonale dont les éléments sont ceux de la réponse en fréquence du canal.

$$\text{Soit } \mathbf{H} = \text{diag} (\{h(f)\}, f \in [0, N_p - 1])$$

avec

$$\mathbf{H}(f) = F(h(l)), \text{ ou } F(h(l)) = \sum_{f=0}^{N_p-1} h(l) e^{-i2\pi \frac{fl}{N_p}} \quad (1.29)$$

Avec $l \in [0, N_p - 1]$

Les mêmes causes et justification que pour le vecteur \mathbf{b} influent sur les lois de probabilité des éléments de la matrice \mathbf{H} .

1.9 Modèle complet

Comme \mathbf{H} est une matrice circulaire, par transformée de Fourier discrète d'ordre N_p nous obtenons le modèle équivalent :

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ \vdots \\ y(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(0) \\ \vdots \\ h(N_p - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N_p - 1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b(0) \\ \vdots \\ b(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Nous retrouvons donc de manière très simple l'indépendance entre les sous-porteuses et nous pouvons alors écrire le modèle (1.2) sous la forme du système d'équation :

$$\left\{ \begin{array}{l} y(0) = h(0)x(0) + b(0) \\ \vdots \\ y(N_p - 1) = h(N_p - 1)x(N_p - 1) + b(N_p - 1) \end{array} \right\} \quad (1.31)$$

1.10 Intervalle de garde [12]

Le signal se propageant entre l'émetteur et le récepteur subit des réflexions, des diffractions et des diffusions. Ainsi, plusieurs versions de même signal arrivent au niveau du récepteur avec des délais différents. C'est ce qu'on appelle communément la propagation multi-trajets. La figure 1.11 illustre l'effet de dispersion, causé par les multi-trajets, sur les différentes sous-porteuses d'un signal OFDM. De cette figure, on constate que la dispersion entraîne l'apparition de l'interférence inter-symboles(IIS), Ce qui peut provoquer la perte d'orthogonalité ente les sous porteuses. Ceci réduirait énormément les performances du système de transmission OFDM. L'ajout d'un intervalle de garde, dans ce cas, est la solution qui a été adopté, pour éliminer cet effet indésirable du canal.

Il existe principalement deux types d'intervalles de garde utilisés dans la pratique :

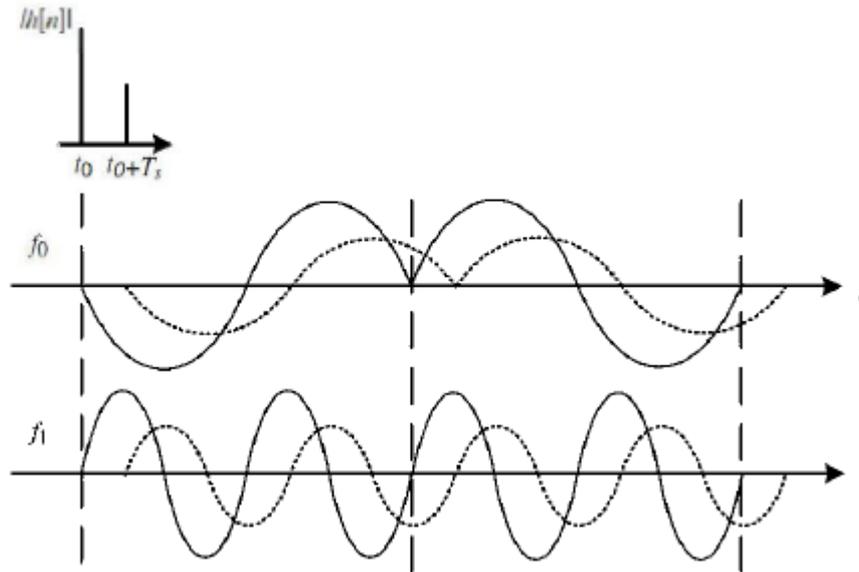


Figure 1.10 Effet de la dispersion du canal sur la sous-porteuse
D'un signal OFDM

1.11 Préfixe cyclique (CP)

Le CP consiste à copier une partie de la fin d'un symbole OFDM dans son début comme il est illustré dans la figure 1.11 paradoxalement, le suffixe cyclique consiste à copier une partie du début d'un symbole OFDM dans sa fin. Il a été démontré que l'ajout d'un intervalle de garde, de longueur égale ou supérieure à la dispersion maximale causée par le canal, permet de maintenir l'orthogonalité entre les différentes sous porteuses.

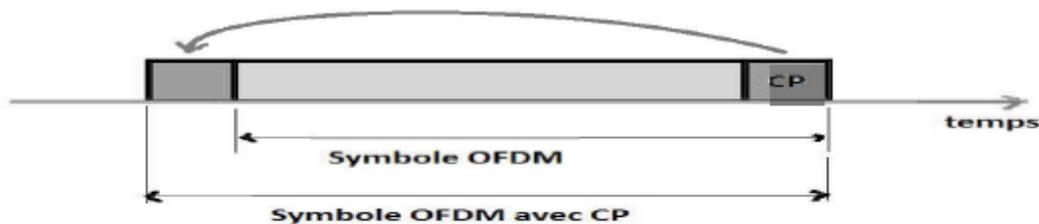


Figure 1.11 : Ajout de l'intervalle de garde

1.12 Zeropadding (zp)

A la différence de l'intervalle de garde de type CP, dans ce cas, L'intervalle de garde ne contient que des zéros.

1.13 Bande de garde [12]

Un symbole OFDM. Dans le domaine fréquentielle, est la somme des sous porteuses, chacune, représentée par un signal en sinus cardinal (Sinc). Cette somme résulte en un débordement du spectre du signal OFDM, ce qui engendre une

interférence avec les spectres adjacents. C'est pour cette raison qu'une bande de garde est ajoutée des deux côtés du spectre du signal OFDM pour minimiser les interférences avec les spectres adjacents. Il y a principalement deux façons de réduire le débordement du spectre :

- L'utilisation d'un filtre passe-bande : ceci induit une complexité plus élevée pour avoir un filtrage acceptable. Une alternative à cela est l'utilisation d'une fenêtre dans le domaine temporel, comme la fenêtre en cosinus surélevé.
- L'utilisation de porteuses virtuelles : ce sont des sous-porteuses qui ne sont pas utilisées. Elles sont ajoutées sur les bords de la bande du signal OFDM, réduisant, ainsi, le débordement du spectre. Cependant, ceci a pour effet latéral de dégrader l'efficacité spectrale d'un taux égale à N_{used}/N_{FFT} , N_{FFT} étant le nombre totale de sous-porteuses, et N_{used} le nombre de sous-porteuses utilisées pour la transmission de l'information utile.

1.14 les pilotes

Les pilotes sont utilisés dans les systèmes OFDM pour estimer le canal radio. Ils peuvent être classés, selon leurs arrangements, en trois catégories :

1.15 Les pilotes en bloc

Dans ce cas, les pilotes sont transmis sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM de façon périodique. Ce type de pilot est utile dans le cas d'un canal sélectif en fréquence. Cependant, dans le cas d'un canal qui varie rapidement dans le temps, ce type de pilotes perd son efficacité. La figure 1.12 illustre l'envoi des pilotes en bloc.

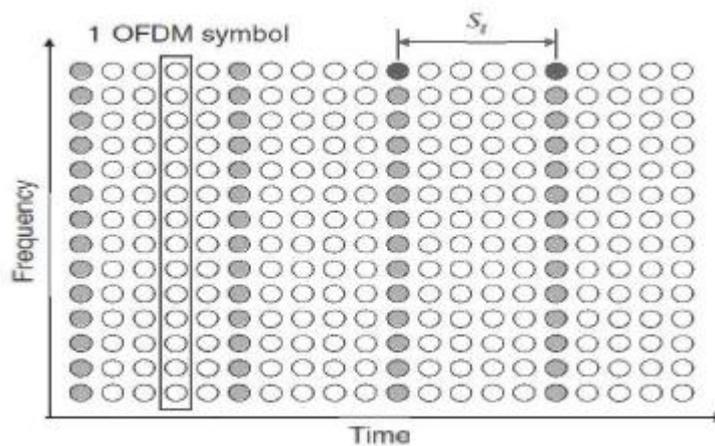


Figure 1.12 : Pilotes en bloc

1.15.1 Les pilotes en peigne

Dans ce cas, un nombre fixe de pilotes est envoyé sur chaque symbole OFDM transmis. Les pilotes sont insérés entre les sous-porteuses avec une certaine périodicité. Contrairement au type de pilotes en bloc, ce type de pilote convient plus dans le cas d'un canal à variation rapide dans le temps et perd son efficacité en peigne.

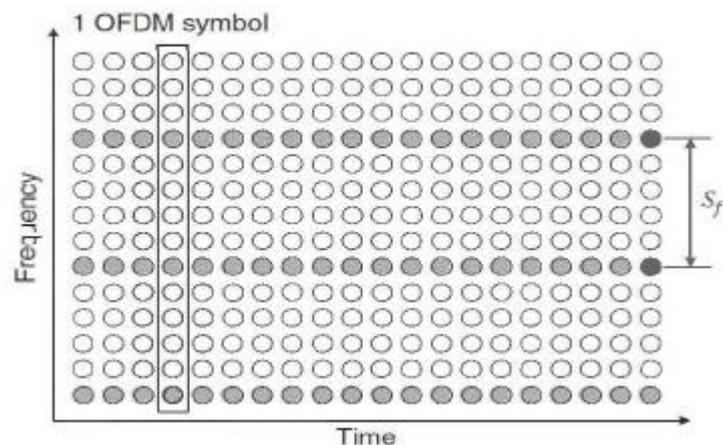


Figure 1.13 Pilotes en peigne

1.15.2 Les pilotes en treillis

Dans ce cas, les pilotes sont insérés dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Ceci permet de suivre les variations du canal dans les deux domaines. La figure 1.14 illustre le cas du type de pilotes en treillis

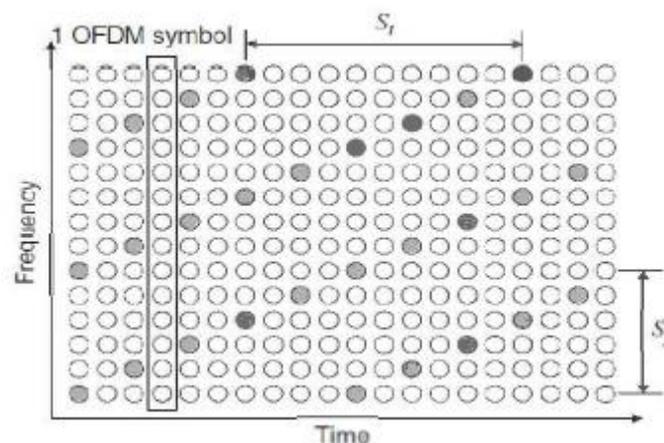


figure 1.14 :Pilotes en treillis

Ce type de pilote est utile dans le cas d'un canal sélectif en fréquence et variant dans le temps. Ceci reste vrai tant que, la période d'insertion des pilotes dans le temps est inférieure ou égale au temps de cohérence. De même, la période d'insertion des pilotes dans le domaine fréquentielle devrait être inférieure ou égale à la bande de cohérence.

1.16 Tableau 1.2 paramètres d'un system OFDM dans le standard IEEE 802.16a. [13]

La taille de la FFT	256
Nombre de sous-porteuses informatives	192
Nombre de sous-porteuses virtuelles	56
Nombre de pilotes	8

Tableau 1.2 : Illustre la manière dont les différents sous porteuses sont insérées.

Après l'IFFT. Un intervalle de garde est ajouté pour combattre l'effet de dispersion causée par la propagation à multi-trajets dans le canal radio. La longueur utilisée généralement est $N_{FFT}/4$. Cependant, il faut vérifier toujours que la longueur de l'intervalle de garde est plus grande que la dispersion maximale causée par le canal de telle sorte à éviter l'apparition de l'IIS. Ensuite, le fenêtrage utilisant la fenêtre en cosinus surélevé est utilisé dans le but de réduire le débordement du spectre du signal OFDM en dehors de la bande de transmission, afin d'éviter l'apparition des IICs. La modulation RF est, ensuite, appliquée pour transmettre le signal sur la bande radio qui lui est réservée. Exemple, dans le standard IEEE 802.16a, le spectre du signal est centré au tour de la fréquence 2.56 GHz, 3.5GHz ou 5.8 GHz.

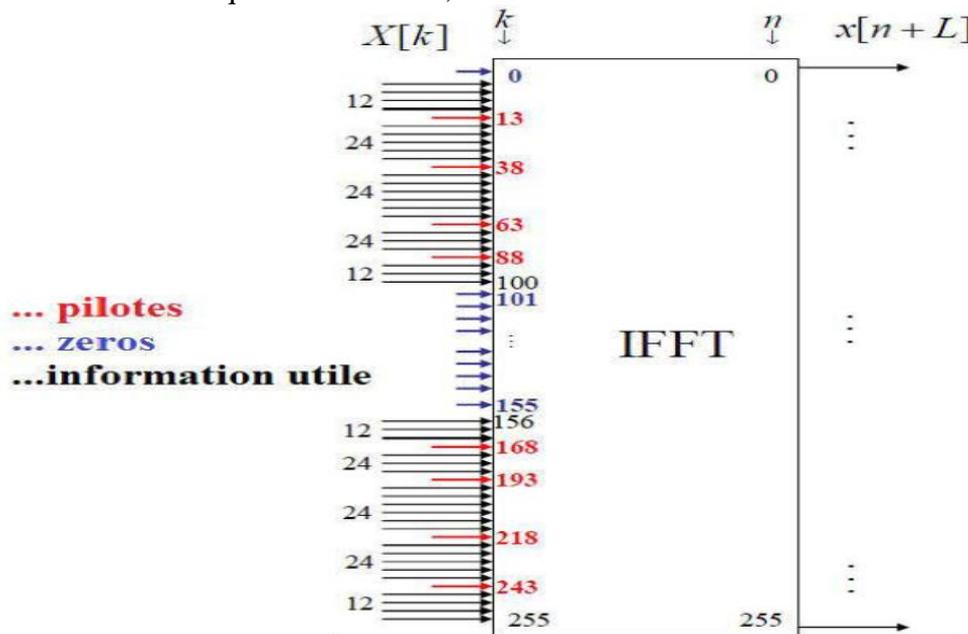


Figure 1.15 : Insertion des sous-porteuses dans l'IFFT

A la réception, le signal est ramené à la bande de base. Puis, l'intervalle de garde est supprimé. Après, la FFT est appliquée pour récupérer les sous-porteuses. Ces dernières sont séparées en trois catégories à savoir ; les sous-porteuses informatives, les sous-porteuses virtuelles et les pilotes. Les sous-porteuses virtuelles sont éliminées puisqu'elles ne portent pas d'information utile. Les pilotes sont utilisés pour estimer le canal pour ensuite, appliquer l'égalisation du canal sur les sous-porteuses informatives. Une dernière étape consiste à la démodulation QAM des sous-porteuses.

1.17 Les différents types de technique OFDM [14]

C-OFDM (Coded-OFDM)

- ✓ C-OFDM offre un réel avantage en la présence de signaux d'interférence à bande étroite isolée.

MIMO-OFDM(Multiple inputs, multiple outputs-OFDM)

- ✓ Utilise plusieurs antennes pour transmettre et recevoir des signaux radio.
- ✓ Multiplexage spatial

V-OFDM (Vector-OFDM)

- ✓ Développé par CISCO
- ✓ Augmente la couverture de provisionnement et le déploiement des infrastructures.
- ✓ Emploie la fréquence et la diversité spatiale.
- ✓ Crée une technique de traitement robuste pour trajets multiples et les interférences à bande étroite.

W-OFDM (Wide bande OFDM)

- ✓ Inventé par Wi-LAN
- ✓ Grand écart entre les émetteurs.

Flash-OFDM

- ✓ La technologie à étalement de spectre large bande.
- ✓ Evite les compromis inhérents à d'autres systèmes de données mobiles.
- ✓ Capacité de contourner les signaux parasites.

1.18 les systèmes qui utilisant l'OFDM [14]

- ✓ DAB :DAB –OFDM constitue la base pour la diffusion audio numérique (DAB) standard dans la marché européen. Diffusion audio numérique (DAB) à l'aide de l'OFDM a été normalisée en Europe et a constitué l'étape de l'évolution au-delà de la radiodiffusion FM offrant une transmission sans interférence.
- ✓ HDTV
- ✓ Les réseaux LAN sans fil
- ✓ IEEE 802.11g
- ✓ IEEE 802.16 système d'accès sans fil à large bande.
- ✓ Système de transmission ATM sans fil
- ✓ IEEE 802.11a
- ✓ ADSL :asymmetric digital subscriber line.
- ✓ PLC :power line communication.
- ✓ WiMax fixe et mobile la 4 G LTE.

1.20 Avantages et désavantages d'OFDM [15]

1.20.1 Les avantages

- ✓ Robuste contre les trajets multiples
- ✓ Moins complexe que l'égalisation
- ✓ Efficace en largeur de bande
- ✓ Robuste contre l'interférence à bande étroite

1.20.2 Les désavantages d'OFDM

- ✓ sensible aux erreurs de fréquence
- ✓ sensible au bruit de phase
- ✓ sensible aux erreurs de timing
- ✓ grand rapport peak-to-Average Power

1.20 Conclusion

Dans ce chapitre notre concentration s'est focalisée sur la technique OFDM en parcourant toutes les étapes nécessaires soit pour la génération du signal OFDM soit pour l'extraction à la réception du signal utile

CHAPITRE 2

2.1 Introduction

Les systèmes de transmission multi-porteuse ont été retenus pour proposer des accès fixes haut-débit. Les débits ainsi proposés peuvent être suffisants pour des liaisons point à point mais la capacité du système est limitée s'il y a beaucoup d'émetteurs. Nous nous situons dans un cadre multipoint à point. Comme les différents émetteurs ne partagent pas le même matériel, il est vraisemblable qu'il y ait des décalages en fréquence entre les différents émetteurs.

Or, les modulations OFDM sont très sensibles à de tels décalages. En effet, s'ils ne sont pas compensés, les sous porteuses ne sont plus orthogonales et les performances des récepteurs s'en trouvent dégradées.

L'influence du décalage en fréquence est devenue encore plus forte dans le cas d'une communication multiutilisateurs.

En effet, dans un tel système, chaque émetteur présente un décalage fréquentiel différent et le récepteur, captant l'ensemble des contributions de toutes ces sources, ne peut pas compenser le décalage en fréquence indépendamment pour chacune d'entre elles.

2.2 Les systèmes multiutilisateurs

2.2.1 Définition des méthodes d'accès

Les communications hertziennes doivent utiliser la largeur des bandes de fréquences allouées de manière optimale. Il s'agit en effet, d'une part de transmettre un maximum de données utiles par unités de temps entre la source et le destinataire, mais également de fixer les règles permettant à tous les émetteurs de communiquer de façon optimale. Il sera donc nécessaire de définir les principes de communication à l'intérieur du médium pour que les utilisateurs puissent se partager le canal.

Ces principes basés sur le partage de la ressource sont appelés techniques de méthode d'accès. Historiquement ils existent trois possibilités de partage :

- le FDMA (Frequency Division Multiple Access ou « AMRF » Accès multiple par répartition de fréquence ou multiplexage fréquentiel.) fractionne l'accès au médium par un partage en fréquence de la bande allouée.
- le TDMA (Time Division Multiple Access ou « AMRT » Accès multiple par répartition du temps ou multiplexage temporel Time) partage l'accès au médium dans le temps.
- le CDMA (Code Division Multiple Access ou « AMRC » Accès multiple par répartition de codes ou multiplexage de code.) permet un accès multiple en nombre d'utilisateurs avec une répartition par code.

- La SDMA (Space Division Multiple Access ou « AMRS » Accès multiple par répartition spatiale) l'espace est partager entre tout les utilisateurs.

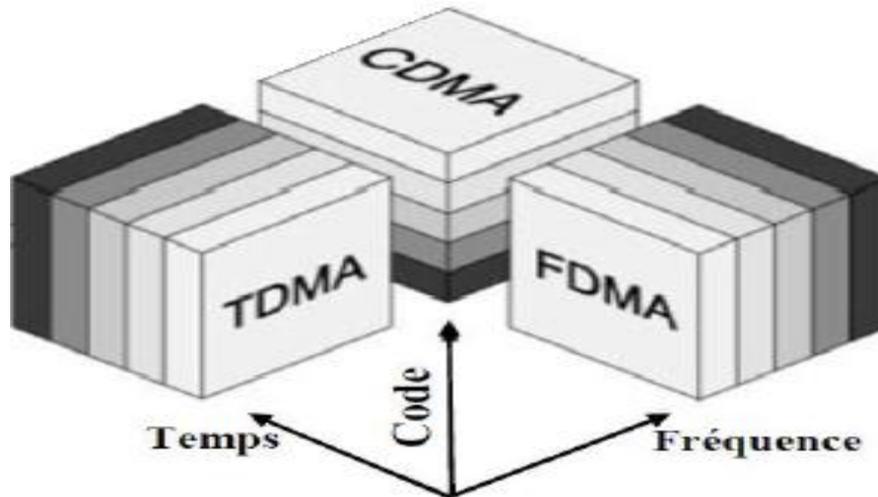


Figure 2.1 : Différentes techniques d'accès multiples

Le signal radio électrique est fonction de la fréquence, du temps et du code de l'utilisateur:

$$s(f, t, c) = s(f, t)c(t) \quad (2.1)$$

Avec $s(f, t)$ est fonction de la fréquence et du temps et $c(t)$ est fonction du code.

2.2.2 Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission [16]

Nous avons dans le cas d'un seul utilisateur :

$$r(t) = x(t) * h(\tau, t) + b(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_q \cdot \delta(t - qT) * g_e(t) * h(\tau, t) + b(t) \quad (2.2)$$

Si on a plusieurs utilisateurs, le signal reçu $r(t)$ peut-être celui d'une station de base et les $x_j(t)$ sont des stations mobiles, l'expression du signal reçu est de la forme

$$r(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} x_j(t) * h_j(\tau, t) + b(t)$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * g_{ej}(t) * h_j(\tau, t) + b(t) \\
&= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * \psi_j(\tau, t) + b(t) \tag{2.3}
\end{aligned}$$

$g_{ej}(t)$ filtre d'émission adapté au filtre de réception $g_{rj}(t)$

$b(t)$ bruit blanc aditif gaussien de moyenne nulle et de variance δ_b^2

N_U nombre d'utilisateurs.

$h_j(\tau, t)$ réponse impulsionnelle du canal de transmission [17].

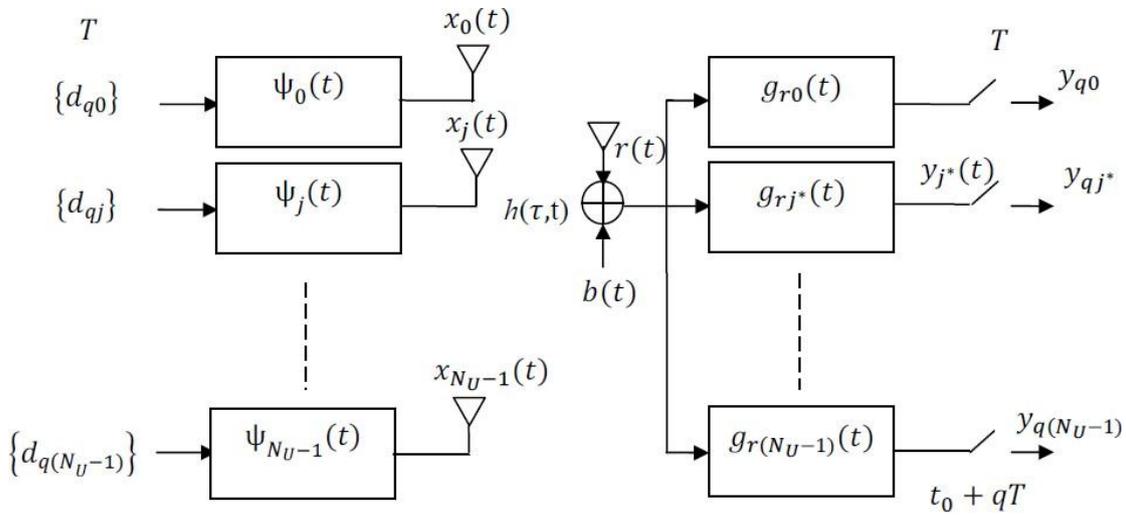


Figure 2.2: Transmission multi-accès avec canal de propagation

2.3 Effets du décalage de la fréquence sur les signaux OFDM

Le décalage de fréquence provient d'un nombre spécifié de sources, telles que le décalage Doppler ou les dérives de fréquence dans le modulateur et les oscillateurs du démodulateur. La première source d'erreur survient lorsqu'il y a un mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, le décalage de fréquence est donné par :

$$\Delta f = \frac{v}{c} f_c \tag{2.4}$$

Où v est la vitesse relative, c est la vitesse de la lumière, et f_c est la fréquence porteuse. Comparé à l'espacement des fréquences, ce décalage est négligeable. Par

exemple, avec une fréquence porteuse de $f_c = 5 \text{ GHz}$ et une vitesse de 100 Km/h, la valeur de décalage est : $\Delta f = 1.6 \text{ kHz}$, ce qui est insignifiant de manière fiable par rapport à l'espacement de porteuse de 312,5 kHz.

L'autre source de décalage de fréquence est due à des erreurs de fréquence dans les oscillateurs. La norme IEEE 802.11a exige que les oscillateurs présentent des erreurs de fréquence inférieures à 20 ppm (ou $\pm 20 \times 10^{-6}$). Pour une porteuse de 5.2 GHz, cela signifie une erreur de fréquence maximale de :

$$|\Delta f_{MAX}| = 2 \times 20 \times 10^{-6} \times 5.2 \times 10^9 = 208 \text{ kHz} \quad (2.5)$$

Lorsque le facteur "2" représente l'expéditeur et le destinataire ayant des erreurs avec des signes d'opposition. Cette erreur est faible par rapport à l'espacement de fréquence de la porteuse.

Le multiplexage par répartition orthogonal de la fréquence (OFDM) est très sensible aux erreurs de fréquence causées par les différences de fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur. Cette sensibilité aux erreurs est due au décalage de synchronisation tandis que l'OFDM présente généralement de bonnes performances en présence d'erreurs de synchronisation.

Avant qu'un démodulateur OFDM démodule les sous-porteuses, il effectue deux tâches de synchronisation. Tout d'abord, il détermine les limites des symboles et les instants de synchronisation optimaux afin de minimiser à la fois l'interférence ICI et l'interférence inter-symboles (IIS). Deuxièmement, il tente d'estimer et de corriger les erreurs de fréquence [18].

En pratique, la fréquence, qui est la dérivée temporelle de la phase, n'est jamais parfaitement constante, ce qui provoque l'ICI dans les récepteurs OFDM [17]. L'un des effets destructeurs du décalage de fréquence est la perte d'orthogonalité. La perte d'orthogonalité provoque l'ICI comme indiqué sur la figure (2.1). Les zones colorées en jaune montrent l'ICI. Lorsque les centres des sous-porteuses adjacentes sont décalés en raison du décalage de fréquence, les valeurs nulles des sous-porteuses adjacentes sont également décalées par rapport au centre de l'autre sous-porteuse. Le signal reçu contient des échantillons de cette sous-porteuse décalée, conduisant à l'ICI [19].

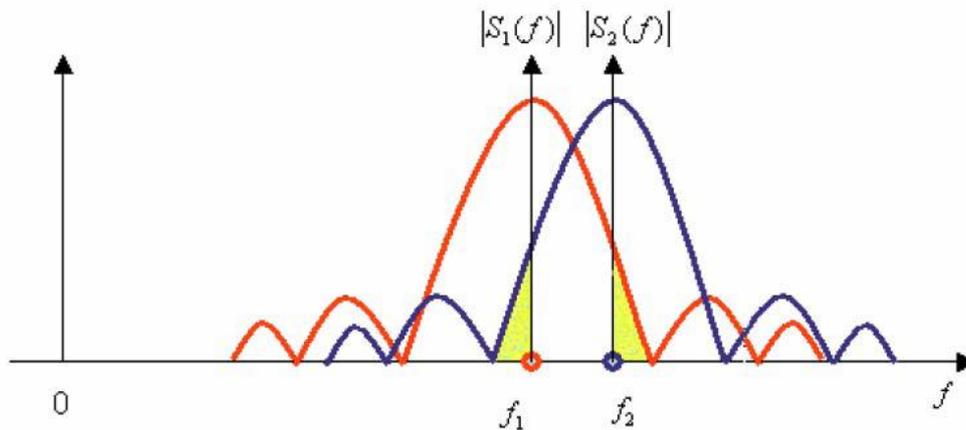


Figure 2.3 : Illustration d'ICI

Les effets destructeurs du décalage de fréquence peuvent être corrigés en estimant le décalage de fréquence lui-même et en appliquant une correction appropriée. Cela nécessite le développement d'un algorithme de synchronisation de fréquence. En raison de l'importance croissante de la démodulation OFDM dans les canaux sans fil peu clairs, un certain nombre de techniques ont été développées.

Les approches générales du problème de la synchronisation consistent en un certain nombre d'étapes, compris la détection de trame, le décalage de fréquence porteuse et la correction d'erreur d'échantillonnage [22]. La détection de trame est utilisée pour déterminer la limite de symbole requise pour une démodulation correcte. Dans chaque trame, le décalage de fréquence porteuse entre l'émetteur et le récepteur provoque un facteur de déphasage inconnu [22].

2.4 Décalage de fréquence et interférence intercarrière [24]

Selon, la dégradation du SNR, D_{freq} causée par le décalage de fréquence, est approximée [24]:

$$D_{freq} \cong \frac{10}{3 \ln 10} (\pi \Delta f T)^2 \frac{E_b}{N_0} \quad (2.6)$$

Où Δf le décalage de fréquence, T est la durée du symbole en secondes, E_b est l'énergie par bit du signal OFDM et N_0 est la densité de spectre de puissance de bruit unilatérale (PSD). Le décalage de fréquence a un effet comme le bruit et il dégrade.

Afin d'étudier la dégradation dans les systèmes OFDM et ses effets sur le signal reçu, un cas sans décalage de fréquence est examiné. Dans ce cas, les données ont été envoyées par deux porteuses comme décrit sur la figure (2.2), les flèches représentent les sous-porteuses qui ont des données et les points représentent les sous-porteuses qui sont mises à zéro (pas de données). Nous générons 512 signaux QPSK aléatoires en

tant que données. Nous envoyons des données en utilisant seulement deux des sous-porteuses, et les autres sous-porteuses n'ont pas de données.

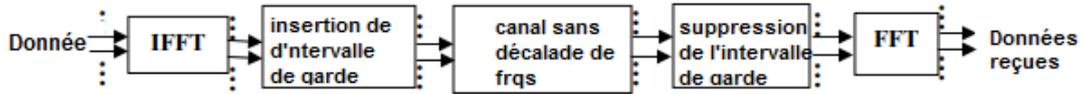


Figure 2.4: Données envoyés en utilisant deux des sous-porteuses sans décalage de fréquence

Les effets du décalage de fréquence également peuvent être observés dans un modèle qui est représenté sur la figure (2.5). Dans ce modèle, les données sont envoyées avec chaque sous-porteuse, sauf une qui est mise à zéro. Sur la Figure (2.5), toutes les flèches représentent l'entrée de données et le point représente la sous-porteuse qui est mise à zéro.

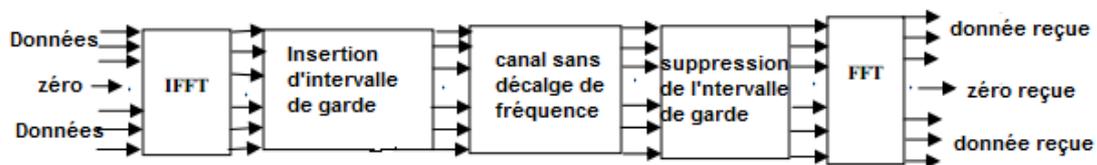


Figure 2.5: Données envoyées à l'aide de chaque sous-porteuse, sauf une, sans décalage de fréquence

Si nous avons le décalage de fréquence dans le canal, nous ne pouvons pas recevoir un zéro (aucune donnée) sur la sous-porteuse qui a été mise à zéro comme indiqué sur la figure (2.5).

Dans le cas idéal d'absence de décalage de fréquence, la valeur démodulée doit être nulle pendant tout le temps. Lorsque le décalage de fréquence est présent, l'effet est comme un bruit aléatoire qui augmente avec le décalage de fréquence.

2.4.1 Technique d'estimation de décalage de fréquence aveugle et de données :

Cette partie étudie un nouveau système d'estimation de décalage de fréquence porteuse (CFO) assisté par des données pour les communications OFDM adapté aux canaux d'évanouissement sélectif en fréquence. La méthode proposée est basée sur la transmission d'un symbole de synchronisation spécialement conçu qui crée une structure de signal particulière entre les échantillons d'observation reçus au niveau du récepteur. Cette structure est exploitée pour dériver un estimateur CFO du maximum de vraisemblance (ML) très précis. Pour réduire la complexité de l'estimation.

Les techniques d'estimation de décalage de fréquence aveugle et piloté par les données sont examinées et comparées entre elles. La première technique est une technique pilotée par les données proposée par Moose [20]. La deuxième technique examinée est une technique d'estimation aveugle présentée par Cimini [21].

2.4.2 Technique de données [25]

Moose [20] a examiné les effets du décalage de fréquence sur les performances des systèmes OFDM. Il a proposé la méthode d'estimation du CFO du maximum de vraisemblance (ML) basée sur deux symboles d'entraînement consécutifs et identiques. La même trame de données est répétée.

Le décalage est déterminé par l'algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance (ML). la méthode de Moose [20] peut être expliquée comme suit :

Un signal OFDM au niveau du récepteur, en l'absence de bruit, après avoir répété la même trame de données est donné par [24] :

$$r_n = \left(\frac{1}{N}\right) \left[\sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{\frac{2\pi j n(k+\varepsilon)}{N}} \right] \quad \text{pour } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

Où X_k est le signal transmis, H_k est la fonction de transfert du canal pour la $k^{\text{ème}}$ porteuse, et ε est le décalage de fréquence. Afin de déterminer le décalage de fréquence, deux trames de données reçues sont comparées à chaque fréquence donné par :

$$R_{1k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-2\pi j n k / N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

Où R_{1k} est le $k^{\text{ème}}$ élément de la transformée de Fourier discrète (TFD) de la première trame

$$R_{2k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{n+N} e^{-2\pi j n k / N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

Où le R_{2k} est le $k^{\text{ème}}$ élément de la (TFD) de la deuxième trame. De (2.4), nous pouvons voir que

$$r_{n+N} = r_n e^{2\pi j \varepsilon} \rightarrow R_{2k} = R_{1k} e^{2\pi j \varepsilon} \quad (2.10)$$

Si le bruit (W_{1k} et W_{2k}) est ajouté, de (2.5) et (2.7), les signaux un et deux au récepteur deviennent :

$$Y_{1k} = R_{1k} + W_{1k} \quad (2.1)$$

$$Y_{2k} = R_{1k} e^{2\pi j \varepsilon} + W_{2k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.12)$$

Le schéma de la technique pilotée par les données est représenté sur la figure (2.6). Le vecteur de données X est envoyé deux fois, et les signaux reçus Y_1 et Y_2 sont comparés avec les deux certains.

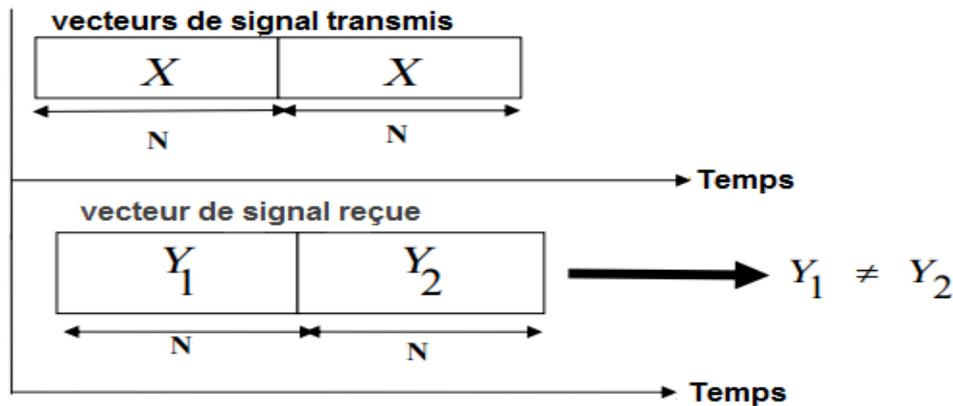


Figure 2.6 : Données envoyées en utilisant deux des sous-porteuses sans décalage de fréquence

La raison du décalage de fréquence, Y_1 et Y_2 ne sont pas égaux. Afin de déterminer le décalage de fréquence relative ε , nous pouvons utiliser une approche de maximum de vraisemblance qui donne [23] :

$$\hat{\varepsilon} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \tan^{-1} \left\{ \frac{\left(\sum_{k=-K}^K \text{Im}[Y_{2k} Y_{1k}^*]\right)}{\left(\sum_{k=-K}^K \text{Re}[Y_{2k} Y_{1k}^*]\right)} \right\} \quad (2.13)$$

Où $\hat{\varepsilon}$ est l'estimation du maximum de vraisemblance du décalage de fréquence relatif défini comme :

$$\varepsilon = N\Delta f/B$$

Où B est la bande passante, N est le nombre de sous-porteuses et Δf est le décalage de fréquence en Hz. La fourchette d'estimation de la méthode de Moose est égale à la moitié ± 0.5 sous-porteuse d'espacement. Moose a augmenté cette gamme en utilisant des symboles d'entraînement plus courts, mais cela a réduit la précision d'estimation.

2.4.3 Technique d'estimation aveugle

La technique aveugle est axée sur la détermination de la fréquence et du décalage temporel. Le décalage temporel est un autre problème important pour les systèmes OFDM,

La technique aveugle estime le décalage de fréquence en étudiant le signal au niveau du récepteur. Pour un signal QPSK, s'il n'y a pas de décalage et pas de bruit, le signal QPSK exact est reçu au niveau du récepteur. S'il y a un décalage de fréquence dans le canal. Même lorsque le signal OFDM est déformé par un décalage de porteuse inconnu, le signal reçu possède une certaine structure algébrique qui sera montré à être suffisante pour effectuer une estimation de porteuses aveugles.

2.4.4 Comparaison de la technique de données et aveugles

Les deux techniques d'estimation de décalage de fréquence sont examinées et comparées. Comme indiqué précédemment, ces deux méthodes sont la technique pilotée par les données.

Rappelons que la technique pilotée par les données est supérieure à la technique d'estimation aveugle dans l'estimation du décalage de fréquence dans des conditions de puissance de bruit variable. Cependant, la technique à l'aveugle est plus facile à appliquer que la technique basée sur les données, car les données de l'émetteur ne sont pas nécessaires.

2.5 Utilisation du préambule et du préfixe cyclique pour l'estimation de décalage de fréquence

L'utilisation des préfixes cycliques et des préambules pour l'estimation du décalage de fréquence est examinée. Un préambule est utilisé pour l'estimation de décalage de canal et de fréquence dans les systèmes OFDM. Seules les techniques d'estimation basées sur les données sont utilisées pour estimer le décalage de fréquence avec un préambule, puisque des tonalités pilotes sont utilisées dans cette méthode.

2.5.1 Structure de préambule pour l'estimation de décalage de fréquence [27]

La technique de synchronisation basée sur l'extension cyclique est spécifiquement adaptée au suivi ou à la synchronisation en aveugle, dans une connexion à commutation de circuits, ou aucun signal d'entraînement spécial n'est disponible. Pour le paquet transmission, cependant, il y a un inconvénient, car une synchronisation précise nécessite une moyenne sur un grand nombre (>10) de symboles OFDM pour atteindre un pic de corrélation distinct et un SNR raisonnable. Pour la transmission de paquets à haut débits, le temps de synchronisation doit être le plus court possible, de préférence symboles OFDM uniquement. Pour ce faire, des symboles spéciaux OFDM peuvent être utilisés pour lesquels le contenu des données est connu du destinataire. Dans ce cas, le signal d'entraînement reçu peut être utilisé pour atteindre la synchronisation, Alors que la méthode d'extension cyclique n'utilise qu'une fraction de chaque symbole.

Selon [26], le champ de préambule de la procédure de convergence de la couche physique est utilisé pour la synchronisation. Il se compose de 10 symboles courts et de 2 symboles longs. La figure (2.7) montre la formation OFDM structure préambule, où t_1 à t_{10} désignent des symboles d'apprentissage courts et T_1 et T_2 indiquent symboles d'entraînement. Le préambule est suivie par le champ SIGNAL et DATA.

La longueur de l'entraînement total est de $16 \mu\text{s}$

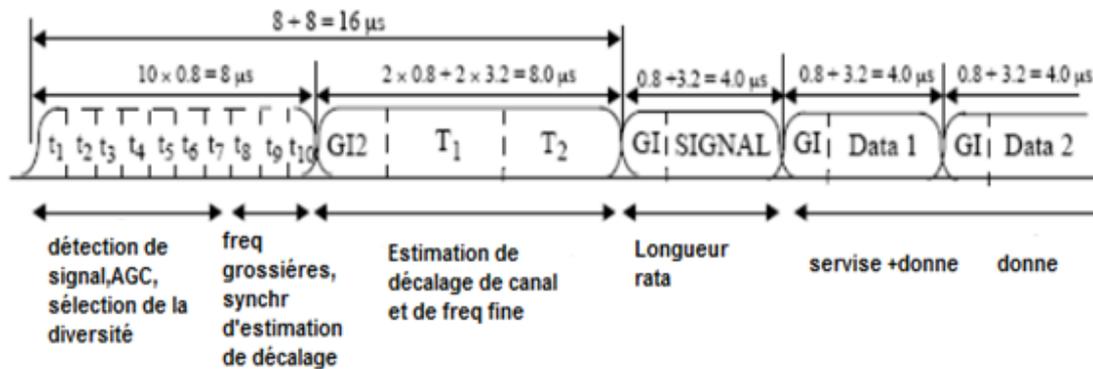


Figure 2.7: Le préambule standard IEEE 802.11a

L'utilisation du préambule est très utile pour l'estimation de fréquence dans les systèmes OFDM. Cette utilisation de tonalités pilotes au niveau du récepteur aide à étudier le signal reçu. S'il y a suffisamment d'informations sur le signal au niveau du récepteur, cette information peut être utilisée pour estimer le décalage de fréquence. Si les données avec des symboles OFDM connus sont envoyées dans le préambule, ces symboles peuvent être utilisés pour l'estimation du décalage de fréquence. Ces symboles sont appelées tonalités pilotes, et seulement quelques tonalités pilotes sont nécessaires pour l'estimation du décalage de fréquence, puisque le décalage de fréquence a le même effet sur chaque sous-porteuse.

2.5.2 Estimation de décalage de fréquence en utilisant le préambule [28]

Dans la norme IEEE 802.11a, le décalage de fréquence est estimé à l'aide du préambule. En particulier, les 160 premiers échantillons constituent le préambule court, ce qui donne une estimation de fréquence grossière. La deuxième partie du préambule est constituée de la même trame de 64 échantillons répétés deux fois. Cela donne une estimation de fréquence fine. Après avoir estimé le décalage de fréquence

dans le préambule, l'estimation est mise à jour à chaque image pour garder la trace des dérives de fréquence dans l'oscillateur.

Afin de suivre les changements de fréquence, le préfixe cyclique est utilisé conjointement avec la méthode basée sur les données. Ceci est rendu possible par le fait que le CP est la répétition des 16 derniers échantillons de données de la trame de données afin que nous puissions appliquer l'algorithme de Moose.

Les données de préambule au récepteur ont été utilisées pour estimer le décalage de fréquence. À partir de cette analyse, il a été démontré qu'un préambule permet d'estimer le décalage de fréquence et d'obtenir des résultats d'estimation corrects. Cependant, l'utilisation de tonalités pilotes réduit l'efficacité de la bande passante car certaines trames de données sont utilisées pour les tonalités pilotes au lieu des données utilisateur.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'étudier les effets du décalage de fréquence et de voir les différentes méthodes connues pour estimer le décalage en fréquence que subit la modulation multiporteuses OFDM.

Dans le chapitre suivant nous allons faire des simulations pour l'estimation du décalage en fréquence.

CHAPITRE 3

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats des simulations. Ces dernières sont réalisées sous environnement MATLAB. Généralement les paramètres utilisés se retrouvent dans ce manuscrit. Les programmes réalisés peuvent être modifiés pour faire les tests et les comparaisons pour différents paramètres.

Ce mémoire présentait trois méthodes connues d'estimation de décalage de fréquence: pilotée par les données, aveugle et semi-aveugle. Les données et semi-aveugle reposent sur la répétition des données, tandis que la technique aveugle détermine le décalage de fréquence à partir des données QPSK.

2.3 Le spectre OFDM

On a utilisé le code MATLAB pour générer une forme d'onde de transmission OFDM pour la modulation BPSK avec différent nombre de sous porteuses (64,128, 256), avec une même largeur du spectre soit pratiquement constant (16 MHz).

Dans la première simulation on a trouvé le graphe suivant :

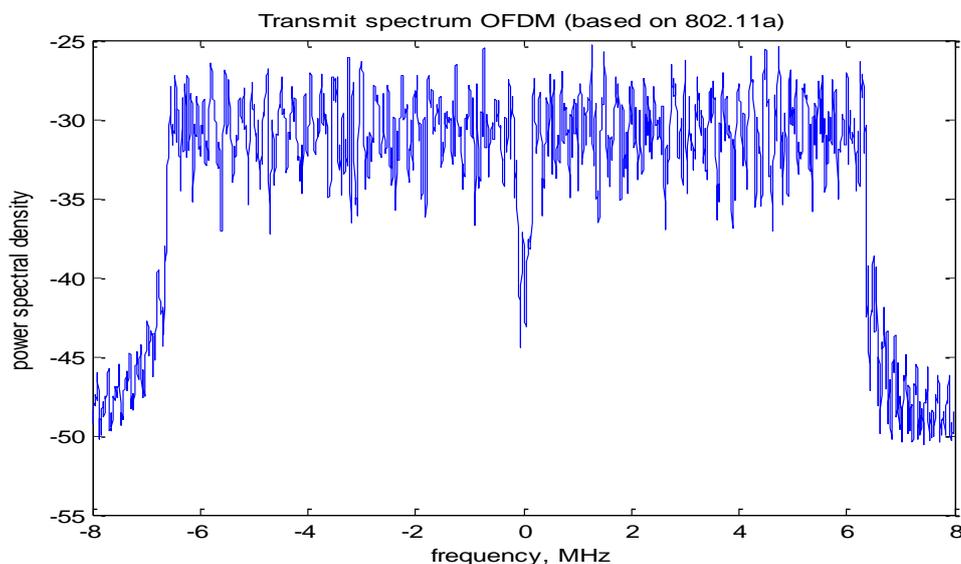


Figure (3.1) : le spectre du signal OFDM

La figure (3.1) représente le spectre du signal OFDM pour la modulation BPSK pour nFFT Size=64, nBit=2500, nBit Per Symbol=52, fs(MHz)=16.

nous pouvez modifier la taille de l'IFFT pour nFFTSIZE=128 et 256 .

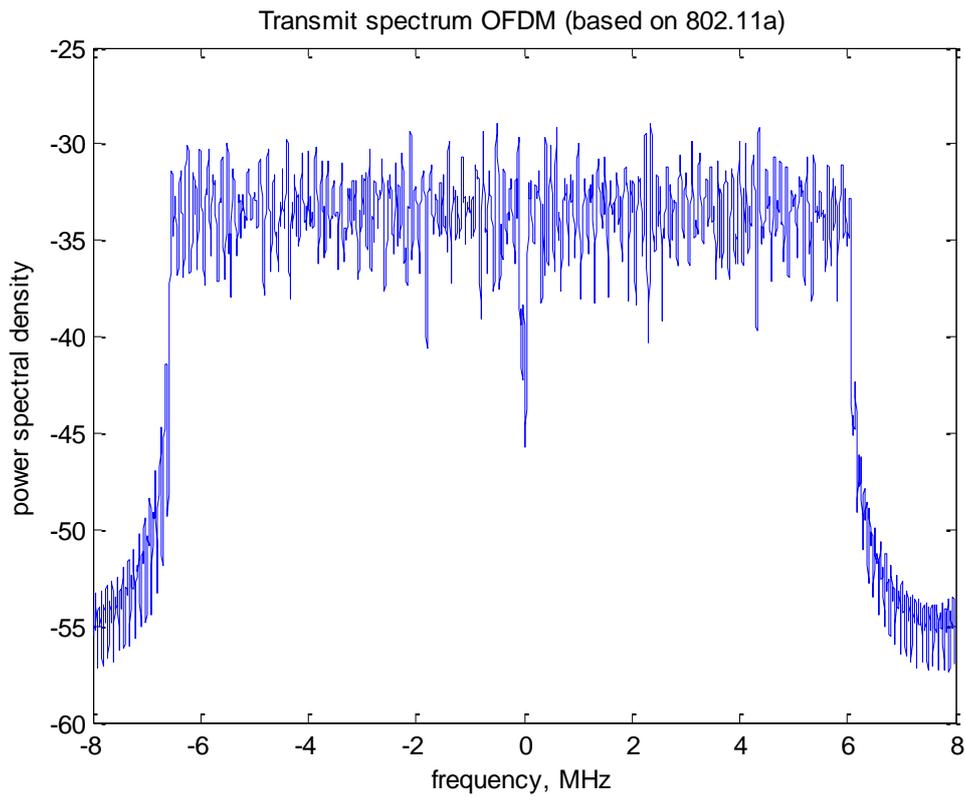


Figure (3.2) : le spectre du signal OFDM (nFFTSize = 128)

La figure (3.2) représente le spectre du signal OFDM pour : nFFTSize = 128 ,
nBit = 2500 , nBitPerSymbol = 104

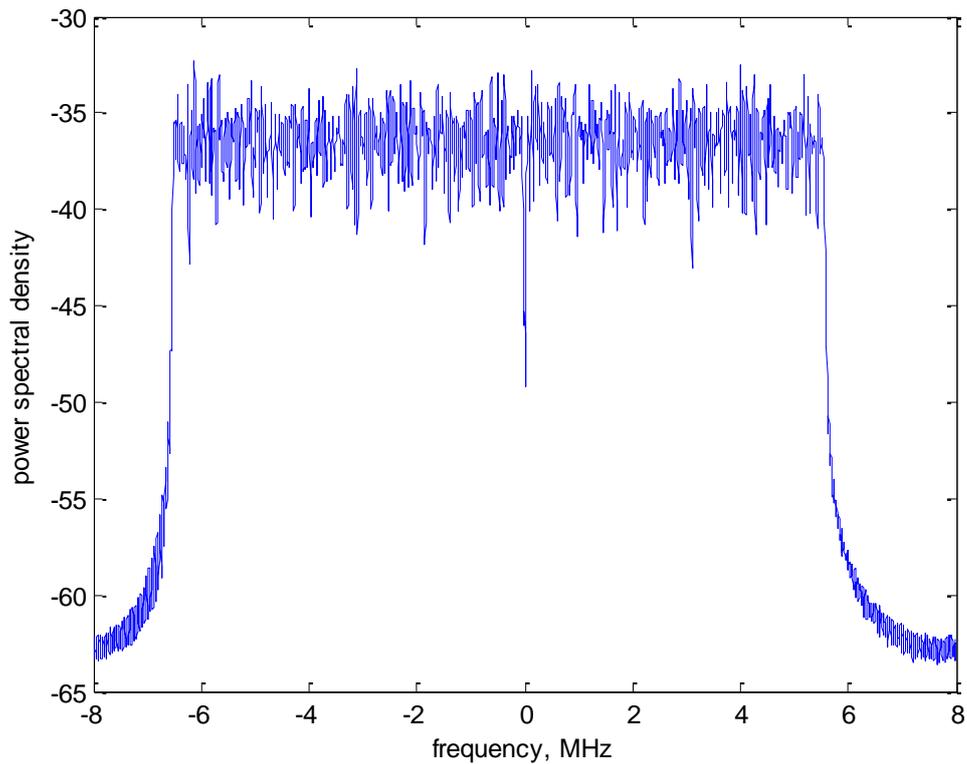


Figure (3.3) :le spectre du signal OFDM($n_{\text{FFTSize}} = 256$)

La figure (3.3) représente le spectre du signal OFDM pour :
 $n_{\text{FFTSize}} = 256$, $n_{\text{Bit}} = 2500$, $n_{\text{BitPerSymbol}} = 208$

Nous voyons que le haut du spectre devient plus large sous l'augmentation de la taille de l'IFFT et la taille du CP .

3.3 La dégradation du rapport signal sur bruit (SNR) causée par le décalage de fréquence

3.3.1 Dégradation du SNR pour la compensation de fréquence pour différents valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$

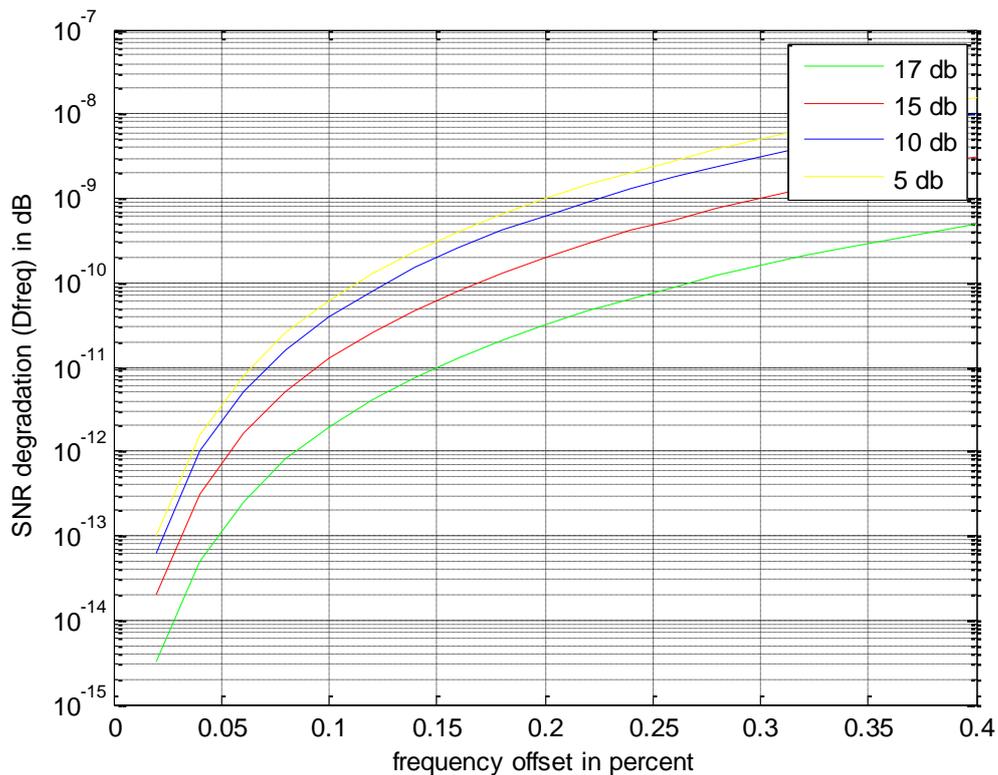


Figure (3.4) : dégradation du SNR causé par le décalage en fréquence pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ Valeur (5, 10, 15, 17 dB)

La figure (3.4) représente la dégradation calculée du SNR causé par le décalage de fréquence. Pour les valeurs de SNR plus faibles, la dégradation est moindre que pour les valeurs de SNR plus grandes.

3.4 Les effets du décalage de fréquence

Afin d'étudier les effets du décalage de fréquence dans les systèmes OFDM et ses effets sur le signal reçu, un certain nombre de simulations sur MATLAB ont été effectuées, et les résultats sont présentés ci-dessous.

La première simulation, Nous générons 512 signaux QPSK aléatoires en tant que données. Nous envoyons des données en utilisant seulement deux sous-porteuses, et les autres sous-porteuses sont nulles (pas de données).

3.4.1 constellation du signal reçu avec 0% décalage de fréquence

Dans la première simulation, le signal reçu dans les conditions idéales sans décalage de fréquence est examiné.

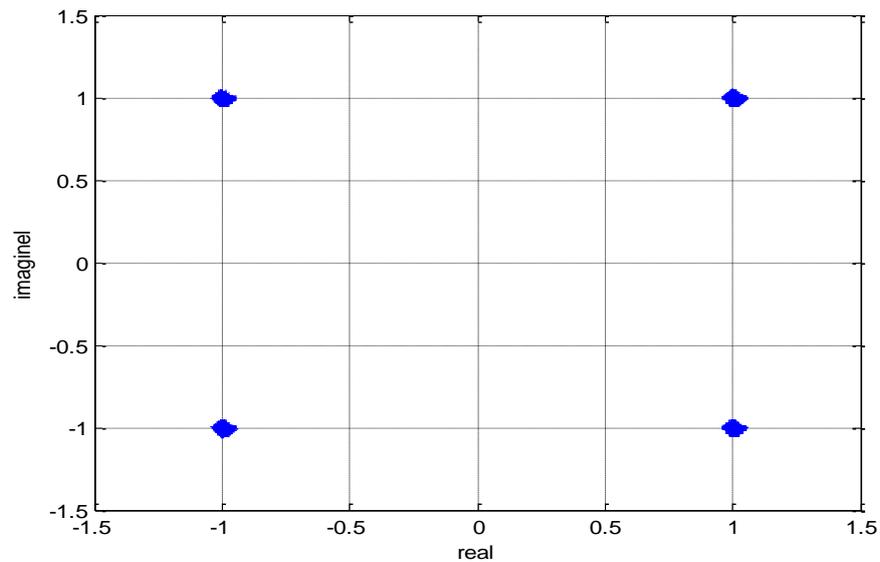


Figure (3.5) : Constellation du signal reçu avec 0% décalage de fréquence

Dans la figure (3.5) Comme il n'y a pas de décalage de fréquence ou de bruit, on voit qu'il n'y a pas d'interférence entre les porteuses données et les autres porteuses zéro (pas d'ICI).

Lorsque le décalage de fréquence est introduit dans les porteuses, ses effets sont observés en termes d'ICI.

3.4.2 Constellation du signal reçu avec (0.7% et 0.9%) décalage de fréquence

Le résultat avec un décalage de fréquence de 0,7% est montré sur la Figure (3.6).

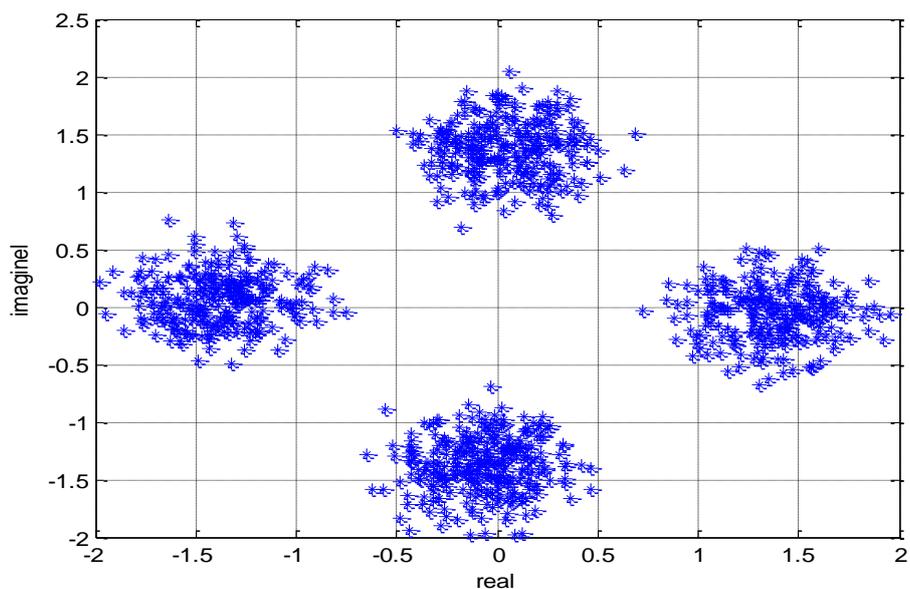


Figure (3.6) : Constellation du signal reçu avec 0.7% décalage de fréquence

Le résultat avec un décalage de fréquence de 0,7% est montré que le signal provenant des porteuses voisines provoque des interférences et que nous avons une constellation de signaux déformée au niveau du récepteur.

Sur la figure (3.7), le signal reçu pour une valeur de décalage de fréquence de 0,9% est représenté :

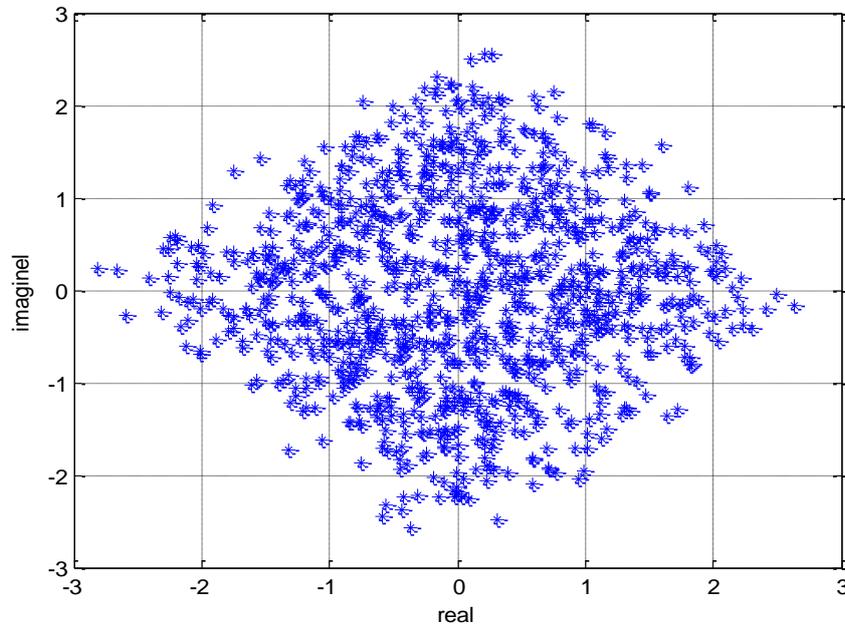


Figure (3.7) : Constellation du signal reçu avec 0.9% décalage de fréquence

Par rapport à la figure (3.6), on peut voir que le signal reçu avec une valeur de décalage de fréquence de 0,9% est plus déformé que le signal reçu avec une valeur de décalage de fréquence de 0,7%.

En constate lorsque le décalage de fréquence est augmenté, les résultats de la simulation révèlent que la distorsion dans le signal reçu est augmentée.

La deuxième simulation, les données sont envoyées avec chaque sous-porteuse, sauf une qui est mis à zéro

3.4.3 Signal reçu sur la sous-porteuse zéro avec un décalage de fréquence

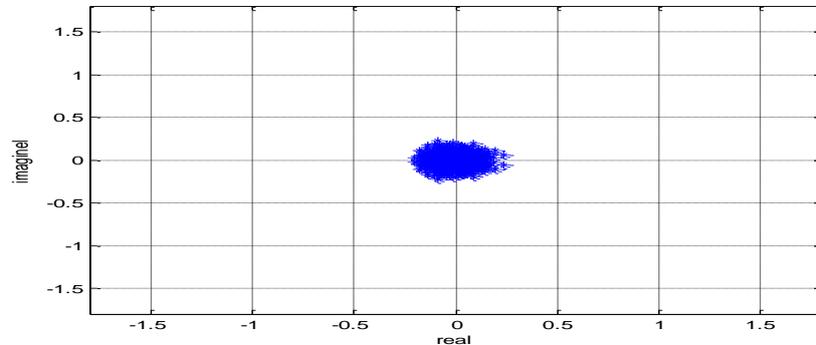


Figure (3.8) : Signal reçu sur la sous-porteuse zéro avec un décalage de fréquence de 0.1

La Figure (3.8) montre l'effet de ICI dû au décalage de fréquence sur la sous-porteuse numéro zéro les données de toutes les autres sous-porteuses sont mis à zéro. Dans le cas idéal d'absence de décalage de fréquence, la valeur démodulée doit être nulle pendant tout le temps.

Lorsque le décalage de fréquence est présent, l'effet est comme un bruit aléatoire qui augmente avec le décalage de fréquence. Comme le montre de la figure (3.9)

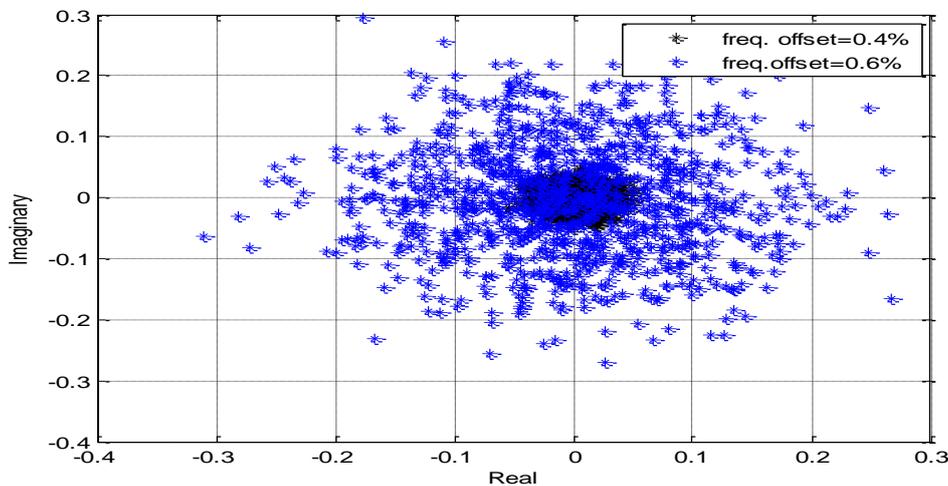


Figure (3.9) : Signal reçu sur la sous-porteuse zéro avec un décalage de fréquence de 0.4% et 0.6%

Lorsque nous comparons les résultats des figures (3.8) et (3.9), nous pouvons voir que lorsque nous augmentons la valeur de décalage de fréquence, le signal reçu est déformé davantage et pour les valeurs de décalage de fréquence supérieures à 0,6%, les données reçues sont illisibles.

3.4.4 Comparaison de la technique pilotée par les données et la technique aveugle

Nous avons examiné deux techniques d'estimation de fréquence, la technique pilotée par les données et la technique aveugle. On a utilisé un algorithme assisté par des données, et la technique à l'aveugle, qui utilise une méthode non assistée par les données (à l'aveugle) et on a trouvé le graphe suivant :

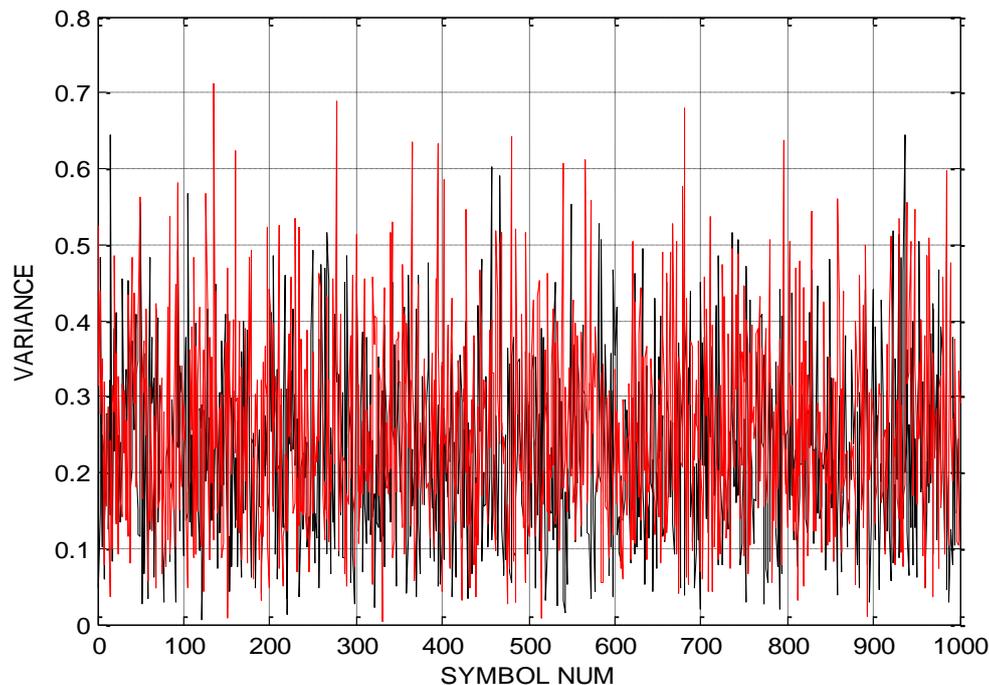


Figure (3.10) : comparaison de la technique pilotée par les données (en noir) et en aveugle (en rouge) à 10dB

Dans La figure (3.10). En constate que les deux techniques donnent des résultats satisfaisants pour les estimations de décalage de fréquence et que la technique axée sur les données est plus robuste que la technique aveugle; Cependant, la technique aveugle est plus facile à mettre en œuvre que la technique basée sur les données On peut voir sur la figure que la technique basée sur les données fournit une estimation de décalage de fréquence plus précise que la technique aveugle.

3.5 L'utilisation des préfixes cycliques et des préambule

3.5.1 Estimation de décalage de fréquence utilisant un préambule au début des données

On a utilisé Le code MATLAB pour simuler l'estimation du décalage de fréquence avec les préambules au début des données et on a trouvé le résultat suivant :

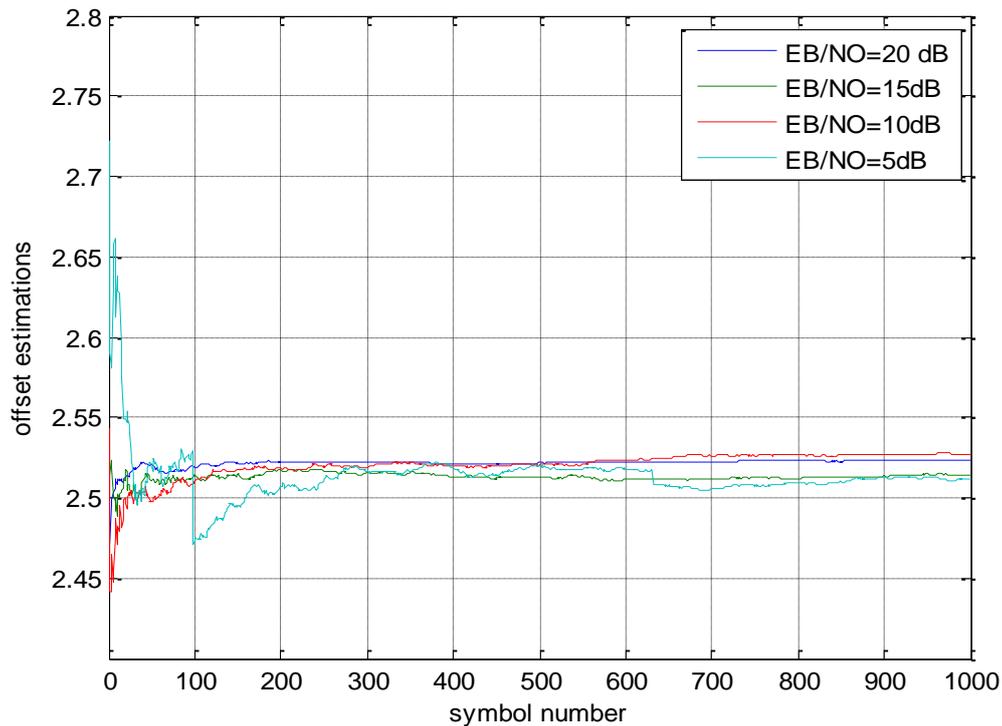


Figure (3.11) : Estimation de décalage de fréquence utilisant un préambule au début des données

Dans La figure (3.11) montre l'estimation basée sur le CP seulement. On peut voir sur cette figure que l'estimation a une erreur initiale plus grande, qui décroît vers zéro avec le temps.

3.5.2 Estimation de décalage de fréquence par rapport à décalage de fréquence à l'aide d'un préambule au début des données

On à simuler l'estimation de décalage de fréquence par rapport au décalage de fréquence à l'aide d'un préambule au début des données pour différentes valeurs de décalage (5 ,10,15,20) dB et on a trouvé la figure suivante :

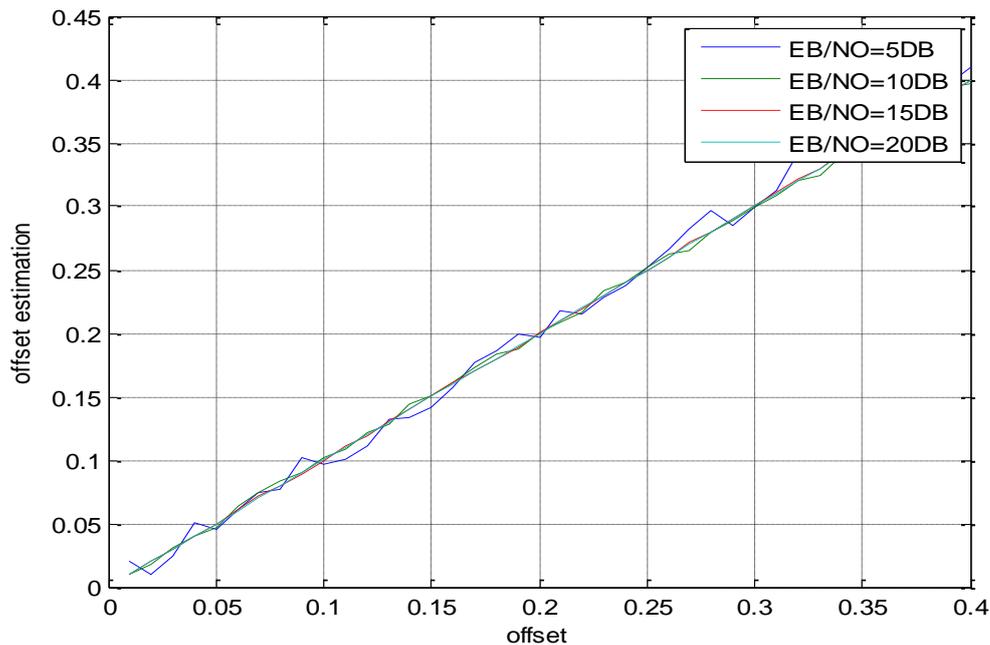


Figure (3.12) : Estimation de décalage de fréquence l'aide d'un préambule au début des données

Dans la figure (3.12). On voit qu'il est plus difficile de faire une estimation robuste de décalage de fréquence lorsqu'il y a du bruit dans le système et cette estimation La technique axée sur les données avec préambule donne des résultats similaires aux techniques aveugles et pilotées par les données.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la simulation des différentes étapes de la modulation OFDM, en se basant sur les principes de cette dernière détaillée au paravent et en respectant l'ordre des principaux éléments d'une chaîne de transmission (émission, passage dans un canal multi-trajets et la réception).

Les résultats de la simulation ont démontré les effets de distorsion du décalage de fréquence sur les signaux OFDM; Le décalage de fréquence affecte également les groupes de symboles. De plus, on a vu qu'une augmentation du décalage de fréquence entraînait une augmentation correspondante de ces effets de distorsion et provoquait une dégradation du SNR des symboles OFDM individuels.

La méthode basée sur les données a donné les meilleurs résultats en termes d'estimation de décalage de fréquence. Cependant, il faut que les données soient répétées

deux fois, ce qui affecte le débit de données. La méthode aveugle est sensible au bruit, mais elle fonctionne de manière satisfaisante avec un SNR élevé.

L'utilisation de préambules dans l'estimation de décalage de fréquence a également été examinée. On a vu que l'utilisation de préambules et de préfixes cycliques augmente la robustesse de l'estimation de décalage de fréquence sur les données de L'utilisateur qui vient après le préambule

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur l'étude et la simulation de l'effet du décalage en fréquence de la modulation OFDM. Au cours de ce mémoire, nous avons étudié les techniques de transmission numérique basées principalement sur l'OFDM. Les résultats de la simulation ont été présentés. Les excellentes performances de l'OFDM ont justifié son adoption dans plusieurs standards, pour les systèmes sans fil entre autres. Dans ce qui suit, une courte description de notre travail est présentée.

Durant le premier chapitre (1), nous avons abordé l'OFDM en détail, les performances des systèmes OFDM. On a discuté des principes de la modulation multi-porteuse. La notion d'orthogonalité sur lequel repose la technique OFDM. Permet de simplifier grandement le processus d'égalisation pour les canaux multi-trajets

De même que l'effet des blocs tels que l'intervalle de garde et la FFT a été abordé. Finalement, nous avons vu comment l'ajout d'un préfixe cyclique au symbole OFDM.

Au chapitre 2, nous avons examiné l'impact d'un décalage en fréquence sur les systèmes OFDM multi-utilisateurs, nous avons étudié les effets du décalage de fréquence et la performance de trois techniques différentes d'estimation de décalage de fréquence sur les systèmes OFDM. La performance des techniques d'estimation aveugle et pilotées par les données et l'utilisation du préambule dans l'estimation du décalage de fréquence.

Au chapitre 3, nous avons présenté et commenté les résultats obtenus lors de nos simulations. A partir de ces résultats, on peut tirer les conclusions : Nous avons remarqué que même un décalage minimal entre les sous porteuses émises et reçues peut engendrer une dégradation très significative des performances d'un secteur OFDM multi utilisateur. Donc le problème de la synchronisation des oscillateurs s'impose strictement.

Les références

Les références

- [1] « Développement d'un modèle OFDM pour la 4^{ème} génération de mobile de communication » univ de farhat Abbas-Setif 2010
- [2] Annick Le Glaunec Modulation Multiporteuse
- [3] Kamran Aeshad. Channel Estimation in OFDM système
Thesis Master of science King Fahd university of petroleum and minerals, Dhahran. June 2003.
- [4] FENG XU. OFDM Applied to Mobile Communications.
University of Hertfordshire. 2003.
- [5] Mérouane Debbah. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- [6] Pierre GRUYER, Simone PAILLARD. Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM. décembre 2005
- [7] « cours de Réseaux 802.11 » université Sid Mohamed Ben Abdallah 2014/1015
- [8] MODULATION MULTIPORTEUSE annick le Glaunec version à approfondir
- [9] MS.TEL.Diouf_2.pdf modulation OFDM dans un canal multi-trajets
- [10] A. Renoult « Analyse des performances d'un système multi-utilisateurs OFDM code accès orthogonal » thèse de doctorat à l'univ de Cergy-Pontoise 1 décembre 2005
- [11] G.H. Golub and C.F.V. Loan. Matrix computation. John Hopkins University Press, 1996
- [12] MIMO-OFDM pour les communications sans-fil dans les mines souterraines, Université du Québec En Abitibi-Témiscamingue, Août 1017
- [13] Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour les communications, univ. Larbi Tebessa, 1015/1016
- [14] Manushree Bhardwaj « A Review on OFDM : Concept, Scope and its Application », department of electronics and instrumentation disponible sur: www.iosrjournal.org
- [15] GEL.4200/GEL7014 « chap-OFDM-13-04-12.pdf ». 4/12/2013
- [16] Benyarou. Mourad. " Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA », Université Abou Bekr Belkaid, Thèse de Doctorat En Sciences, Laboratoire de Télécommunications-Tlemcen, Année 2012- 2013.
- [17] Yun Chiu and Dejan Markovic and Haiyun Tang, Ning Zhang, "A Report on OFDM Receiver Design," University of Berkeley, California, 2000; http://bwrc.eecs.berkeley.edu/People/Grad_Students/dejan/ee225c/ofdm.pdf, last accessed December 2004.
- [18] A. Y. Erdogan, "Analysis of the Effects of Frequency Offset in OFDM Systems," Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, 2004.
-

Les références

- [19] ghkhu Ersoy Oz, "A Comparision of Timing Methods In Orthogonal Frequency Divi-sion Multiplexing (OFDM) Systems," Master's thesis, Naval Postgraduate School, Mon-terey, California, 2004
- [20] P.H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency-offset correction," IEEE Trans. on Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [21] B. Mcnair, L.J. Cimini and N. Sollenerber, "A Robust and Frequency Offset Estima-tion Scheme for OFDM Systems," AT&T Labs- Research, New Jersey, 2000; <http://www.novidesic.com/pubs/vtc99-513a.pdf>, last accessed December 2004.
- [22] Yun Chiu and Dejan Markovic and Haiyun Tang, Ning Zhang, "A Report on OFDM Receiver Design," University of Berkeley, California, 2000; http://bwrc.eecs.berkeley.edu/People/Grad_Students/dejan/ee225c/ofdm.pdf, last accessed December 2004.
- [23] Richard Van Nee and Ramjee Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communica-tions, The Artech House Universal Personal Communications, Norwood, MA, 2000.
- [24] Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM, IEEE TRANSACTION ON COMMUNICATION, VOL.47,NO.3,mars 1999
- [25]Carrier Frequency Offset (CFO) Estimation Methods, A Comparative Study Mohamed S. Abd Raboh * , Hatem M. Zakaria† , Abdel Aziz M. Al Bassiouni , Mahmoud M. El Bahy
- [26] LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society,"Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5GHz band." IEEE Std 802.11a-1999, 1999
- [27] An Improved Frequency Offset Estimation Algorithm for IEEE 802.11a System Qingwen HAN , Xiaoping ZENG , Youfang ZHANG College of Electric & Communication, Chongqing University,Sha pingba, Chongqing 400044, P.R.C
- [28]A COMPARISION OF FREQUENCY OFFSET ESTIMATION METHODS IN ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) SYSTEMS Bulent KARAOGLU Lieutenant Junior Grade, Turkish Navy B.S., Turkish Naval Academy, 1999
-