

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

## **ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

### **Département d'Electronique**

**Spécialité : Electronique**

Mémoire de fin d'études  
En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en  
Electronique

### **Thème**

# **Simulation d'un Système OFDM par le Simulink**

**Proposé et dirigé par :**

Mr. Zidane TERRA

**Etudié par :**

Mr. Yahia MEDJAHDI

**Promotion : juin 2006.**

بِسْمِ اللَّهِ

الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## *Dédicaces*

*Je remercie le bon Dieu, pour m'avoir donné la force, le courage, et la volonté qui m'a permis de faire aboutir ce modeste travail.*

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui me sont les plus chers mes parents que Dieu les protège.*

*A mes frères et ma sœur : Fateh, Abd el hamid, Khadidja.*

*A mon cher frère et mon fils : Fayçal.*

*A ma grand-mère « mamma ».*

*A tous mes amis de Polytech : Adel, Hibou, Mustapha, Rabah et Walid...*

*A tous mes amis de l'ENPEI : Azzedine, Mehdi ...*

*A mes deux amis du Bled : Abedallah, Musta...*

*A tous je dis merci*

*Yahia*

## *Remerciements*

*Je tiens à exprimer en premier lieu, mes vifs remerciements et ma gratitude à mon promoteur M. Z. TERRA, pour sa précieuse aide et son suivi permanent durant toute la période du projet.*

*Mes remerciements vont également à tous les chercheurs et les enseignants du laboratoire Systèmes de Communication Numérique de l'ENP pour leur accueil distingué pendant toute la période de préparation de cette thèse.*

*Je tiens chaleureusement à remercier Monsieur R. AKSAS pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire, ainsi que le membre de jury monsieur S. TAGHI pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury.*

*En fin, j'exprime ma profonde reconnaissance à tous les enseignants et les encadreurs qui ont contribué à ma formation.*

## ملخص:

إن استعمال الإرسال بدفق عال في أنظمة الاتصال اللاسلكية في تزايد مستمر, إلا أن زيادة الحاجة إلى دفق عال تتوقف على طبيعة قنوات الإرسال.

نقترح في هذا العمل, من أجل تقييم معدل الخطأ الثنائي BER في الاتصالات الرقمية متعددة الحوامل المتعامدة OFDM في قناة راديو نقالة. أولاً, دراسة و إعطاء نموذج لقناة متعددة المسارات, ثانياً نهتم بتقنية التضمين OFDM ثم نقيم قدرات نظام OFDM عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج simulink Matlab. كلمات مفتاحية: الاتصالات اللاسلكية, التضمين متعدد الحوامل, OFDM, قناة متعددة المسارات.

## Abstract

The transmissions with high data rate in the wireless communications (wireless local area networks (WLAN), urban mobile wireless communications ...) are usually used. However the augmentation of the rate is limited by the nature of the channel.

In this work, in order to evaluate the Bit Error Rate (BER) of digital communication COFDM in a multi-path channel, we propose in the beginning, the study and modelisation of multi-path channel, then in second time we study the modulation OFDM, we evaluate the performance of OFDM system by simulation under the simulink (MATLAB).

**Keywords:** Wireless communication, multicarrier modulation, OFDM, multi-path channel.

## Résumé

Les transmissions à haut débit dans les systèmes de communication sans fil (réseaux locaux sans fil, communications mobiles urbaines sans fil, etc.) sont de plus en plus utilisées, cependant l'augmentation des besoins en débit se heurte à la nature des canaux de transmission.

Dans ce mémoire, pour évaluer le taux d'erreur binaire (TEB) des communications numériques multiporteuses OFDM dans un canal radio mobile, nous proposons en premier lieu l'étude et la modélisation du canal multi-trajets, en deuxième étape nous nous intéressons à la modulation OFDM, ensuite nous évaluons les performances d'un système OFDM par simulation sous le simulink (MATLAB).

**Mots-clés :** Communications sans fil, modulation multi porteuses, OFDM, canal multi-trajets.

## SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
<b>CHAPITRE 1 : DESCRIPTION DU CANAL RADIO MOBILE</b>	
1.1 Introduction .....	2
1.2 Caractéristiques de propagation dans un canal radio mobile.....	2
1.2.1 Atténuation.....	2
1.2.2 Effets de trajets multiples.....	3
1.2.3 Retard de propagation.....	6
1.2.4 Effet Doppler.....	7
1.3 Modélisation du canal radio.....	8
1.4 Transmission multiporteuse.....	10
1.5 Conclusion.....	11
<b>CHAPITRE 2 : PRINCIPES DE BASE DE L'OFDM</b>	
2.1 Introduction.....	12
2.2 Présentation générale de la technique OFDM.....	12
2.3 Schéma fonctionnel d'un système OFDM.....	14
2.3.1 Conversion des données série parallèle.....	15
2.3.2 Modulation des sous porteuses.....	15
2.3.3 Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel.....	18
2.3.4 Préfixe cyclique.....	20
2.3.5 Synchronisation.....	21
2.3.6 Modulation RF.....	23
2.4 Modèle mathématique d'un système OFDM.....	24
2.4.1 Principe de la modulation.....	24
2.4.2 Principe de la démodulation.....	26
2.4.3 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant la TFD.....	27
2.4.4 L'ajout de l'intervalle de garde.....	28
2.5 Poinçonnement.....	30
2.6 Entrelacement.....	31
2.7 Les avantages et les inconvénients du système OFDM.....	33
2.7.1 Les avantages.....	33
2.7.2 Les inconvénients.....	33
2.8 Conclusion.....	34

## **CHAPITRE 3 : SIMULATION ET RESULTATS**

3.1 But de la simulation.....	36
3.2 Description de la simulation.....	36
3.2.1 Emission.....	38
3.2.2 Canal de transmission.....	41
3.2.3 Réception.....	41
3.2.4 Visualisation des signaux et calcul de taux d'erreur binaire.....	42
3.3 Résultats et interprétations.....	43
3.3.1 Système OFDM avec modulation 16-QAM.....	43
3.3.2 Système OFDM avec modulation 64-QAM.....	49
3.4 Conclusion.....	50
CONCLUSION GENERALE.....	52
BIBLIOGRAPHIE.....	53
ANNEXE A.....	54
ANNEXE B.....	58

## Liste des figures

### Chapitre 1

Figure 1.1 : Les effets de trajets multiples.....	3
Figure 1.2 : L'évanouissement de Rayleigh pendant le mouvement d'une unité mobile.....	4
Figure 1.3 : Les effets causés par le retard.....	7
Figure 1.4 : La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert d'un canal.....	9
Figure 1.5 : Système de transmission à $N_c$ sous porteuses.....	10

### Chapitre 2

Figure 2.1 (a) : spectre de 7 sous porteuses.....	13
Figure 2.1 (b) : spectre d'un signal OFDM continu formé de 7 sous porteuses.....	14
Figure 2.2 Schéma fonctionnel d'un émetteur récepteur OFDM.....	14
Figure 2.3 Modulation des sous porteuses.....	15
Figure 2.4 Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.....	16
Figure 2.5 Schéma illustratif de l'étape de la modulation.....	16
Figure 2.6 Signal reçu affecté d'un bruit blanc (AWGN : SNR=20dB).....	17
Figure 2.7 L'estimation de la position originale d'un vecteur reçu.....	18
Figure 2.8 : L'étape IFFT+ Génération du signal OFDM complexe.....	19
Figure 2.9 : L'ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.....	20
Figure 2.10 : Synchronisation par détection des symboles nuls.....	22
Figure 2.11 : Synchronisation en exploitant l'intervalle de garde.....	22
Figure 2.12 : Modulateur RF analogique du signal OFDM complexe en bande de base.....	23
Figure 2.13 : Modulateur RF numérique du signal OFDM complexe.....	24
Figure 2.14 Schéma de principe d'un modulateur OFDM.....	25
Figure 2.15 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.....	26
Figure 2.16 : la bande passante du signal émis.....	27
Figure 2.17 : bande passante du signal démodulé.....	27
Figure 2.18 : le schéma de la chaîne de transmission.....	28
Figure 2.19 : le schéma de principe d'un démodulateur utilisant la FFT.....	28
Figure 2.20 : le schéma de principe d'un modulateur utilisant l'IFFT.....	28
Figure 2.21 : Poinçonnement : $R = \frac{1}{2} \rightarrow R = \frac{3}{4}$ .....	31
Figure 2.22 : Système avec entrelacement.....	32
Figure 2.23 : Entrelaceur matriciel.....	32
Figure 2.24 : Entrelaceur convolutif.....	33

## Chapitre 3

Figure 3.1 : Schéma globale de la simulation d'un système OFDM (modulation 16-QAM)...	37
Figure 3.2 : Paramètres du bloc générateur de train binaire Bernoulli.....	38
Figure 3.3 : paramètres du bloc codeur convolutif.....	39
Figure 3.4 : paramètres du bloc entrelaceur.....	39
Figure 3.5 : paramètres du bloc modulateur numérique (16-QAM).....	39
Figure 3.6 : schéma bloc de l'émetteur OFDM.....	40
Figure 3.7 : paramètres du canal de transmission.....	41
Figure 3.8 : schéma bloc du récepteur OFDM.....	41
Figure 3.9 : schéma détaillé du bloc estimation et égalisation.....	42
Figure 3.10 : points de constellation du signal émis (16-QAM).....	43
Figure 3.11 : constellations des états de modulation 16-QAM avant et après la compensation du canal (SNR = 10 dB).....	44
Figure 3.12 : Spectres du signal OFDM avant et après le canal (SNR = 10 dB).....	44
Figure 3.13 : constellations avant et après le canal (SNR = 20 dB).....	45
Figure 3.14 : spectre du signal OFDM après le canal (SNR = 20 dB).....	45
Figure 3.15 : variation du BER en fonction du SNR (flat fading).....	46
Figure 3.16 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 15 dB).....	47
Figure 3.17 : spectre du signal OFDM après le canal (SNR = 15 dB).....	47
Figure 3.18 : variation du BER en fonction du SNR (dispersive fading).....	48
Figure 3.19 : comparaison entre le BER de l'évanouissement dispersif et plat.....	48
Figure 3.20 : points de constellation du signal émis (64-QAM).....	49
Figure 3.21 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 20 dB).....	49
Figure 3.22 : comparaison entre OFDM-16QAM et OFDM-64QAM (max Doppler = 50Hz).....	50
ANNEXE A (16QAM)	
Figure A.1 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 30 dB).....	54
Figure A.2 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 40 dB).....	54
Figure A.4 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 60 dB).....	55

Figure A.5 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 30 dB).....	55
Figure A.6 : points de constellation du signal avant et après égalisation (SNR = 40 dB).....	56
Figure A.7 : points de constellation du signal avant et après égalisation (SNR = 60 dB).....	56
Figure A.8 : comparaison entre les BER de l'évanouissement plat et dispersif.....	57

## ANNEXE B (64QAM)

Figure B.1 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 30 dB).....	58
Figure B.2 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 40 dB).....	58
Figure B.3 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 60 dB).....	59
Figure B.4 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 20 dB).....	59
Figure B.5 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 30 dB).....	60
Figure B.6 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 60 dB).....	60
Figure B.7 : comparaison entre OFDM-64QAM et OFDM-16QAM (max Doppler = 100Hz).....	61

## Liste des tableaux

Tableau 1.1 : L'atténuation typique dans un canal radio.....	3
Tableau 1.2 : Distribution cumulative de la distribution de Rayleigh.....	5
Tableau 1.3 : Le retard de propagation typique.....	6
Tableau 2.1 : nombre de bits par symbole dans une constellation.....	15
Tableau 2.2 : Matrices de poinçonnement optimales du code convolutif $K=7$ , $R=1/2$ .....	30
Tableau 3.1 : plan des simulations faites sur le système OFDM 16-QAM.....	43

# INTRODUCTION GENERALE

Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet, de la transmission sans fil au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires. Les informations transmises étaient tout d'abord codées en morse, puis des techniques de modulation et de codage analogique ont permis de transmettre du son, puis des images. Ensuite la venue des techniques numériques a considérablement augmenté le débit et la qualité des informations à transmettre d'un point à un autre.

Parallèlement, le développement rapide de la microélectronique et des capacités de miniaturisation permet aujourd'hui la mise en oeuvre des techniques complexes dans des appareils de taille réduite. Cependant l'augmentation des besoins en débit se heurte à la nature des canaux eux-mêmes. En effet, dans des applications telles que la radio mobile, les informations sont transmises d'un canal de type multi-trajets. Actuellement, un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter cette dernière au canal de propagation. Donc l'étude et la modélisation du canal ainsi que le choix de la technique de transmission s'avèrent nécessaire pour une bonne conception du système.

La modulation multiporteuses (MC : multicarrier) ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est utilisée pour traiter les imperfections apportées au signal par le canal.

Notre travail consiste à l'étude et la simulation des performances des systèmes OFDM utilisant un canal radio mobile. Pour se faire, nous avons adopté le plan de travail suivant: nous traitons dans le premier chapitre la modélisation et la caractérisation d'un canal radio mobile. Les principes de base et la constitution des systèmes OFDM sont détaillés dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre est consacré à la simulation d'un système OFDM par le simulink Matlab, et nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

# Chapitre 1

## Description du canal radio mobile

### 1.1 Introduction

La compréhension des caractéristiques du milieu de communications est cruciale pour le choix approprié de l'architecture de système de transmission, dimensionnement de ses composants ainsi que l'optimisation de ses paramètres. Dans ce qui va suivre nous rappelons les différentes caractéristiques de propagation des signaux dans un canal radio mobile.

### 1.2 Les caractéristiques de propagation dans un canal radio mobile

Dans un canal radio idéal, le signal reçu se composerait seulement d'un signal simple du chemin direct, qui serait une reconstruction parfaite du signal transmis. Cependant dans un vrai canal radio, le signal reçu se compose d'une combinaison des reproductions atténuée, réfléctée et réfractée du signal transmis. En plus de ceci, le canal ajoute un bruit au signal et peut causer un décalage dans la fréquence de la porteuse si l'émetteur ou le récepteur se déplace. C'est l'effet Doppler que l'on explique dans la suite de ce chapitre.

La compréhension de ces effets sur le signal est très importante parce que la performance d'un système radio dépend des caractéristiques du canal radio.

#### 1.2.1 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.
- Les obstructions 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 obstruction.

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

Tableau 1.1 : 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.

### 1.2.2 Effets de trajets multiples

Les signaux réfléchis par les immeubles, les voitures ou le sol provoquent un phénomène nommé « affaiblissement par trajets multiples »: selon la longueur des différents chemins parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal, donc déforme plus ou moins celui-ci. (Voir la figure 1.1)

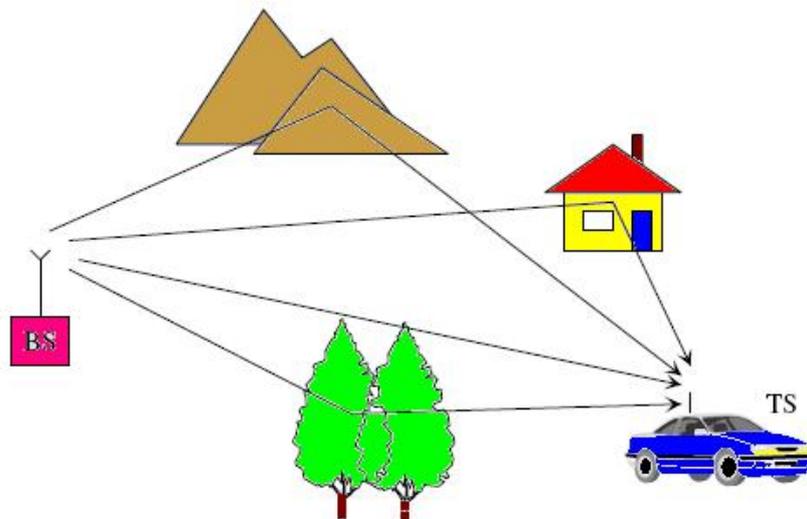


Figure 1.1 : Les effets de trajets multiples

L'importance de ce phénomène dépend de la fréquence (les pertes sont plus faibles pour les basses fréquences et plus importantes pour les hautes fréquences) et varie lorsque le récepteur se déplace : il est bien connu des automobilistes, qui entendent le son de leur autoradio s'affaiblir par endroits ou qui captent moins bien les stations dans les tunnels. Ce phénomène d'évanouissement ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Elles peuvent engendrer des signaux s'ajoutant de façon destructive en réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul. Les signaux multiples peuvent aussi s'ajouter de manière constructive, le signal résultant sera alors plus puissant que le trajet direct. Il faut noter que les multi-trajets n'ont pas que des inconvénients puisqu'ils permettent que la communication soit possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe. C'est en particulier en exploitant cette particularité que des communications trans-continentales peuvent avoir lieu.

#### a. Évanouissement de Rayleigh (Rayleigh fading)

Dans un lien radio, le signal RF de l'émetteur peut être diffusé par des objets (collines, bâtiments ou véhicules) ceci provoque une transmission à travers différents chemins. La phase relative aux signaux réfléchés multiples peut causer une interférence constructive ou destructive à la réception. Les variations de la puissance du signal peuvent atteindre 10 à 30 dB pour des très courtes distances qui sont de l'ordre de la longueur d'onde. De ce fait on l'appelle « fast fading » (évanouissement rapide).

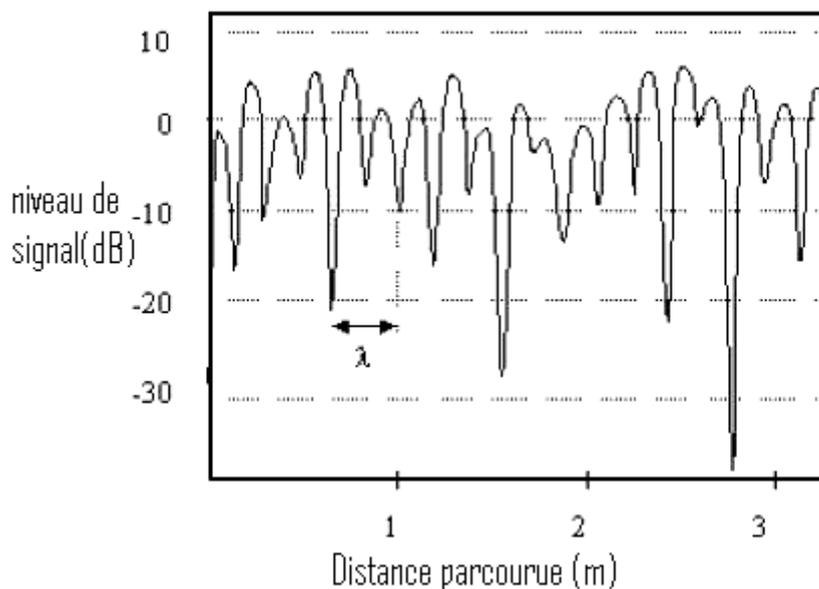


Figure 1.2 : L'évanouissement de Rayleigh pendant le mouvement d'une unité mobile (900MHz)

La distribution de Rayleigh est généralement utilisée pour décrire les statistiques des variations de la puissance du signal reçu. Elle décrit la probabilité du niveau de signal reçu après l'évanouissement.

Le tableau 1.2 montre la probabilité du niveau de signal pour la distribution de Rayleigh.

Niveau de signal (dB)	% probabilité de niveau de signal inférieur à la valeur donnée
10	99
0	50
-10	5
-20	0.5
-30	0.05

Tableau 1.2 : Distribution cumulative de la distribution de Rayleigh

### La distribution de Rayleigh

En absence de la visibilité directe (LOS) ou un autre composant dominant, la réponse du canal sera un processus aléatoire à moyenne nulle, on utilise dans ce cas la distribution de Rayleigh.

Elle est définie comme suit :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} \exp\left(-\frac{a^2}{\Omega}\right) \quad [1]$$

- $\Omega = E[a^2]$  C'est la puissance moyenne.
- $a = |H(f, t)|$ , est une variable aléatoire, avec  $H(f, t)$  est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal.

La phase est une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0, 2\pi]$ .

### La distribution de Rice

En présence du LOS ou un autre composant dominant la variable aléatoire  $a$  suit une distribution dite de Rice :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} \exp\left(-\frac{a^2}{\Omega} + k_{Rice}\right) I_0\left(2a\sqrt{\frac{k_{Rice}}{\Omega}}\right) \quad [1]$$

Avec  $I_0$  est la fonction de Bessel modifiée de 1<sup>ère</sup> espèce de l'ordre 0. La phase étant toujours uniformément répartie.  $k_{Rice} = A^2 / 2\Omega$  décrit la force du signal de visibilité directe. Où  $A$  est l'amplitude de signal dominant.

## b. Évanouissement sélectif de fréquence (Frequency Selective Fading)

Dans toutes les transmissions radio, la réponse spectrale n'est pas plate, il existe toujours des immersions ou des évanouissements dans cette réponse dus aux réflexions causant l'atténuation de certaines fréquences à la réception. Un canal est sélectif en fréquence exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de la propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal.

La bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de la bande minimale pour laquelle 2 atténuations du canal sont indépendantes. On donnera son expression plus tard.

### 1.2.3 Retard de la propagation (Delay Spread)

D'après ce qui précède, le signal radio transmis par l'émetteur est composé typiquement d'un signal direct plus des réflexions d'objets telles que des bâtiments, des supports, et d'autres structures. Les signaux réfléchis arrivent au récepteur en retard par rapport au signal direct en raison de la longueur du chemin supplémentaire qui va provoquer un écart du temps dans l'énergie reçue, cet écart s'appelle le retard de la propagation (Delay Spread).

Dans un système numérique, ce retard peut mener à l'interférence inter symbole (ISI); ceci peut causer des erreurs significatives dans les systèmes de débit binaire élevé notamment quand on utilise le multiplexage par division de temps (TDMA). La figure 1.3 montre l'effet ISI causé par le retard (Delay Spread), à mesure que le débit binaire augmente l'effet ISI également augmente. Cet effet commence à devenir significatif quand le retard est supérieur à 50% de la durée d'un bit.

Le tableau 1.3 donne le retard typique qui peut se produire dans divers environnements. Le retard maximum peut atteindre 20 $\mu$ s dans un environnement extérieur, ainsi qu'une interférence inter symbole ISI significative peut se produire aux débits binaires aussi bas que 25 kbps.

<b>Environnement</b>	<b>Le retard</b>	<b>Différence de longueur du chemin max</b>
<b>Intérieur (maison)</b>	40ns-200ns	12m-60m
<b>Extérieur</b>	1 $\mu$ s-20 $\mu$ s	300m-6km

Tableau 1.3 : Le retard de propagation typique

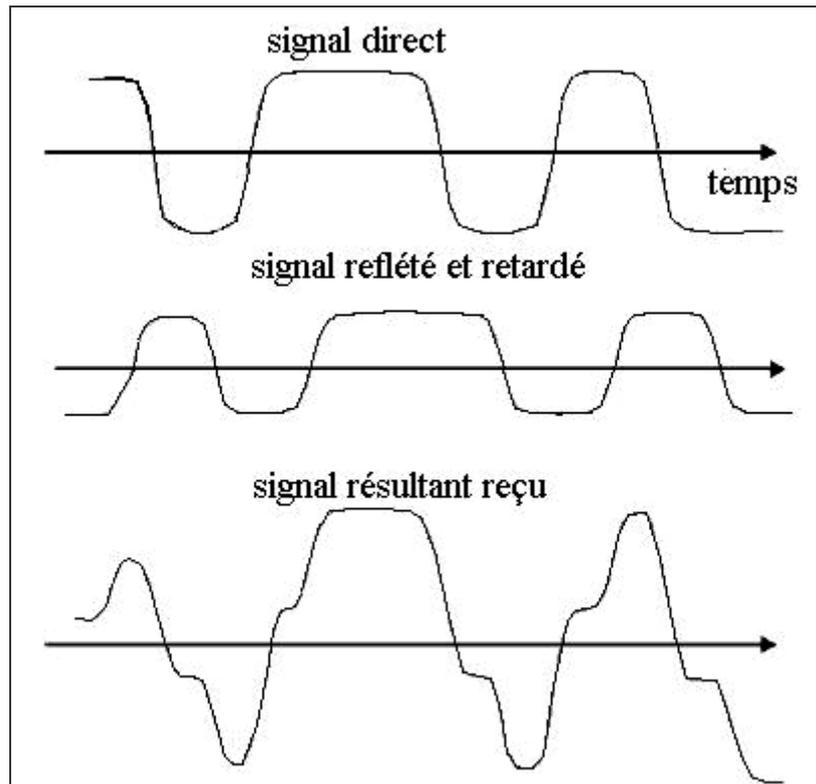


Figure 1.3 : Les effets causés par le retard (Delay Spread)

L'interférence inter symbole peut être réduite au minimum de plusieurs manières. L'une de ces méthodes consiste à réduire le taux de symbole en réduisant le débit pour chaque canal (c.-à-d. dédoubler la largeur de bande dans plus de canaux en utilisant la division de fréquence multiplexant ou l'OFDM).

#### 1.2.4 Effet Doppler (Doppler Shift)

Quand le récepteur est en mouvement relatif par rapport à la source, la fréquence du signal reçu ne sera pas la même que celle du signal émis. La fréquence du récepteur est supérieure à celle de l'émetteur et diminue au fur et à mesure qu'ils se rapprochent entre eux. Ceci s'appelle « l'effet Doppler ». Le changement de fréquence dû à l'effet Doppler dépend essentiellement du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur ainsi que la vitesse de propagation de l'onde transmise, ce décalage peut s'écrire comme suit :

$$f_D = \frac{v \times f_c \cos(\alpha)}{c} \quad [1]$$

- $f_c$  est la fréquence de la porteuse ou de la source.
- $v$  est la différence de vitesse entre l'émetteur et le récepteur.
- $c$  est la vitesse de la lumière.

- $\alpha$  est l'angle d'incidence ou c'est l'angle entre la direction du signal reçu et la direction du mouvement.

Pour une fréquence de signal  $f_c = 5.9$  GHz, et une vitesse  $V = 80$  km/h = 22.22 m/s et un angle d'incidence nul  $\alpha = 0$ , on a un décalage de 437 Hz dans la porteuse et ceci n'affectera pas beaucoup la transmission. Cependant, l'effet Doppler peut poser des grands problèmes si la technique de transmission (prenons à titre d'exemple OFDM) est sensible aux offsets de la fréquence de la porteuse ou une vitesse relative grande. Supposons qu'on a deux véhicules se déplaçant dans des directions opposées, chacun avec une vitesse de 80 km/h, l'effet Doppler dans ce cas sera doublé.

### 1.3 Modélisation du canal radio

Le canal radio mobile peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$  ou par sa fonction de transfert  $H(f, t)$  qui est, en fait, la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$ . Cette réponse représente la réponse du canal à l'instant  $t$  causée par une impulsion appliquée à l'instant  $(t - \tau)$ . On assume que ce canal est un processus aléatoire stationnaire au sens large i.e. le canal a une statistique d'évanouissement constante des très courtes périodes de temps ou des distances spatiales très petites. Supposons qu'on a  $N_p$  chemins différents dans ce canal :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \exp j(2\pi f_{D,p}t + \varphi_p) \delta(\tau - \tau_p) \quad [1]$$

$$\text{Avec : } \delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \tau = \tau_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$a_p$ ,  $f_{D,p}$ ,  $\varphi_p$ , et  $\tau_p$  sont l'atténuation, la fréquence de Doppler, la phase, et le retard de propagation, respectivement, associés au chemin  $p$ ,  $p=0, \dots, N_p - 1$ .

La fonction de transfert du canal est :

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \exp j(2\pi(f_{D,p}t - f\tau_p) + \varphi_p)$$

De cette expression, on peut dire que l'amplitude et la phase du signal transmis sont modulées par le canal. Un exemple de la réponse d'un canal ainsi que sa fonction de transfert est illustré dans la figure 1.4.

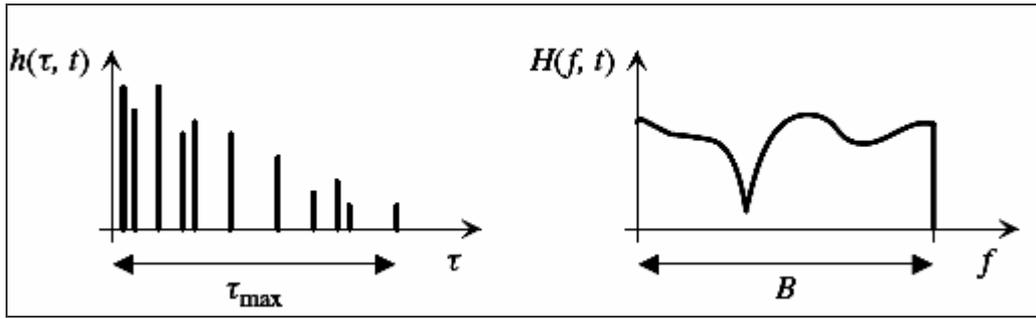


Figure 1.4 : La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert d'un canal.

La transmission numérique avec une durée de symbole  $T_s$  n'est possible que si :

$$f_{D,\max} T_s \ll 1 \quad [1]$$

La densité de puissance du retard  $\rho(\tau)$  qui caractérise la sélectivité du canal en fréquence et donne la puissance moyenne de la sortie du canal comme étant une fonction du retard  $\tau$ .

On définit le retard moyen  $\bar{\tau}$  et  $\tau_{RMS}$  : [1]

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad \text{avec : } \Omega_p = |a_p|^2$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2}$$

**La bande de cohérence** ( $\Delta f_c$ ) peut être approximée à :

$$(\Delta f_c) \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad [1]$$

**La période de cohérence** du canal  $(\Delta t)_c$  est la durée au dessous duquel les caractéristiques du canal peuvent être considérées comme invariables dans le temps :

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2f_{D\max}} \quad [1]$$

Si la durée de symbole transmis est plus grande que  $(\Delta t)_c$ , le canal est dit sélectif en temps.

Le retard de propagation peut causer le problème d'interférence entre symboles (ISI) ; le nombre de ces interférences pour système à une seule porteuse est donné par :

$$N_{ISI} = \frac{\tau_{\max}}{T_d} \quad [1]$$

Pour des applications à haut débit et avec une très courte durée de symbole  $T_d < \tau_{\max}$  l'effet de l'ISI peut augmenter de manière significative. Mais, dans une transmission multi porteuse (par exemple l'OFDM) la durée de symbole  $T_d$  sera multipliée par le nombre des sous porteuses  $N_c$ , par conséquent, le nombre des ISI sera réduit :

$$N_{ISI} = \frac{\tau_{\max}}{N_c T_d} \quad [1]$$

Et le résidu de ces interférences peut être éliminé par l'ajout d'un intervalle de garde dans la technique OFDM).

### 1.4 La transmission multiporteuse

Le principe de la transmission multiporteuse est de convertir un flux de données en série de haut débit en flux secondaires de débit faible. Chaque flux secondaire est transmis à travers une sous porteuse, puisque chaque sous porteuse a un débit très faible par rapport au débit initial de flux de données en série l'effet de retard sera moins important, ISI par exemple sera réduit de manière significative.

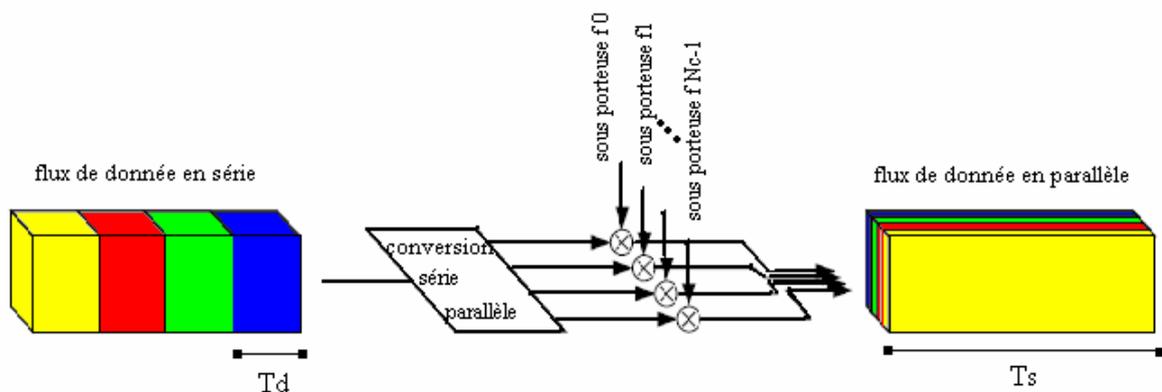


Figure 1.5 : Système de transmission à  $N_c$  sous porteuses

Dans un système simple à une seule porteuse, un simple évanouissement ou interférence peut faire échouer le lien en entier. Mais, dans un système à porteuses multiples, seulement une petite portion des sous porteuses est affectée ; le codage de correction d'erreur peut être utilisé pour corriger les quelques sous porteuses affectées.

Dans un système de données parallèle classique, toute la bande de fréquence est divisée en sous canaux non chevauchés entre eux. Il semble bien d'éviter le chevauchement spectral des sous porteuses pour éliminer l'interférence entre porteuses (ICI), cependant, ceci mène à une utilisation inefficace du spectre disponible. L'introduction de la notion d'orthogonalité

(OFDM) a permis le chevauchement entre les sous porteuses d'où une grande efficacité spectrale ; en outre, ceci permet d'éviter l'égalisation à grande vitesse et combattre le bruit impulsionnel.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué les différents problèmes que l'on peut rencontrer lors de la transmission à travers un canal radio mobile tels que l'effet de trajets multiples, l'interférence entre symboles...etc.

L'utilisation de la transmission multiporteuse en particulier l'OFDM a permis de :

- ✓ Augmenter la robustesse contre l'évanouissement sélectif en fréquence et l'interférence à bande étroite.
- ✓ Bien exploiter la largeur du bande disponible.
- ✓ Combattre le bruit impulsionnel
- ✓ Eviter la complexité des égaliseur à grande vitesse.

Nous consacrons le chapitre 2 à l'étude des principes de cette technique, ses avantages et ses inconvénients.

## Chapitre 2

# Principes de base de l'OFDM

### 2.1 Introduction

Les techniques appelées multiporteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ces des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses, ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation dans le domaine numérique par l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (FFT).

Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans :

- Les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB Digital Audio Broadcasting).
- La télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting terrestrial).
- Les communications numériques hauts débits (ADSL Asynchronous Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique.
- Les normes de communications pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments (Hiperlan 2 BRAN).

### 2.2 Présentation générale de la technique OFDM

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division multiplexing) Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence ou la technique de la transmission multiporteuses orthogonales utilise le principe du multiplexage fréquentiel utilisé par le FDM. Cependant, dans le cas de l'OFDM ce multiplexage est contrôlé de manière à avoir une meilleure efficacité spectrale.

Dans le cas de la technique FDM, les signaux doivent avoir une large bande de séparation entre les canaux pour empêcher l'interférence entre ces canaux. Ceci limite l'efficacité spectrale totale du système.

Par contre, l'OFDM utilise des sous porteuses orthogonales entre elles. Grâce à cette orthogonalité, on peut avoir un chevauchement entre les sous porteuses dans le domaine fréquentiel sans causer le problème d'interférence entre porteuses ICI ; ce qui réduit l'espacement entre ces sous porteuses et améliore l'efficacité spectrale du système OFDM.

### • Orthogonalité

On dit que deux signaux sont orthogonaux entre eux si leur produit scalaire est nul. Autrement dit, des fonctions sont orthogonales entre elles si la condition suivante est vérifiée :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

Dans le domaine temporel

On considère un ensemble de  $M$  sinusoïdes que l'on va considérer comme étant des sous porteuses du signal OFDM :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi kf_0) & 0 \leq t < T_s, k = 1, 2, \dots, M \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.2)$$

Où  $f_0$  est l'espacement entre les sous porteuses,  $T_s$  est la durée d'un symbole OFDM et la fréquence maximale est égale à  $Mf_0$ .

Les sous porteuses  $s_k(t)$  vérifient l'équation (2.1) d'où l'orthogonalité entre elles.

Dans le domaine fréquentiel

On considère le spectre du signal OFDM, chaque sous porteuse est représentée par un sinus cardinal (sinc), ceci résulte du fait que la durée de symbole  $T_s$  est l'inverse de l'espacement  $f_0$ . L'orthogonalité est due au fait que la valeur maximale de chaque sous porteuse correspond à des valeurs nulles pour les autres sous porteuses (figure 2.1).

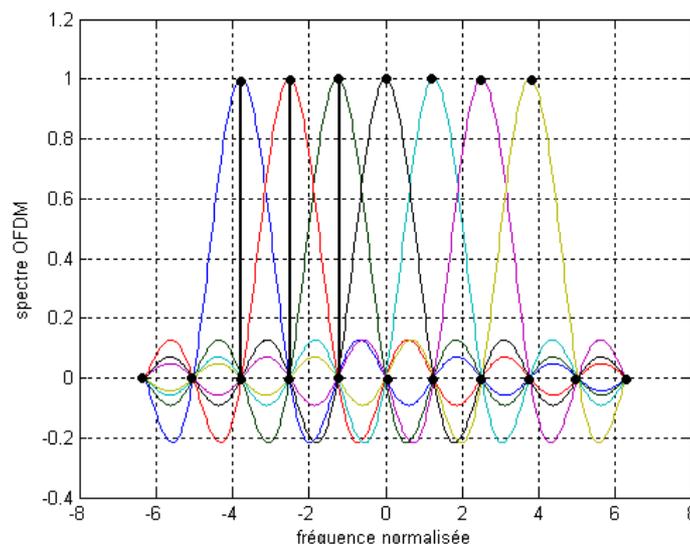


Figure 2.1 (a) : spectre de 7 sous porteuses.

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT) le signal est échantillonné (petits cercles dans la figure 2.1). Si la DFT est

synchronisée dans le temps les échantillons de la DFT correspondent aux valeurs maximales des sous porteuses et par conséquent, le chevauchement fréquentiel n'aura aucun effet sur le signal reçu, d'où une bonne exploitation de la bande utilisée.

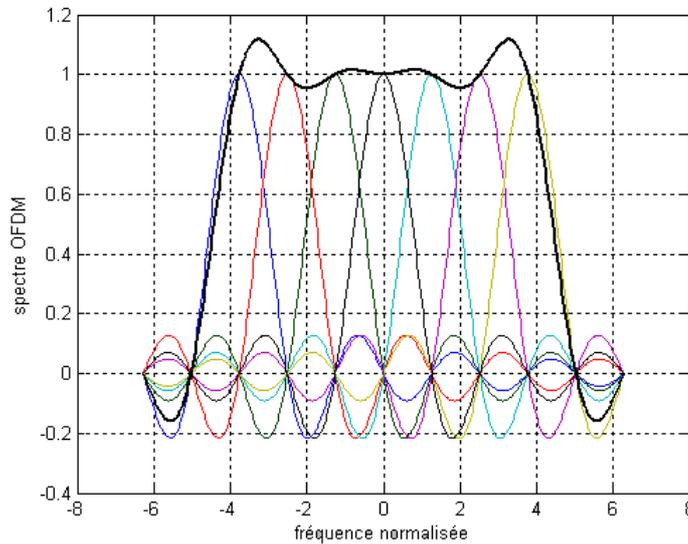


Figure 2.1 (b) : spectre d'un signal OFDM continu formé de 7 sous porteuses.

### 2.3 Schéma fonctionnel d'un système OFDM [2]

La figure 2.2 montre le schéma bloc d'un émetteur-récepteur OFDM.

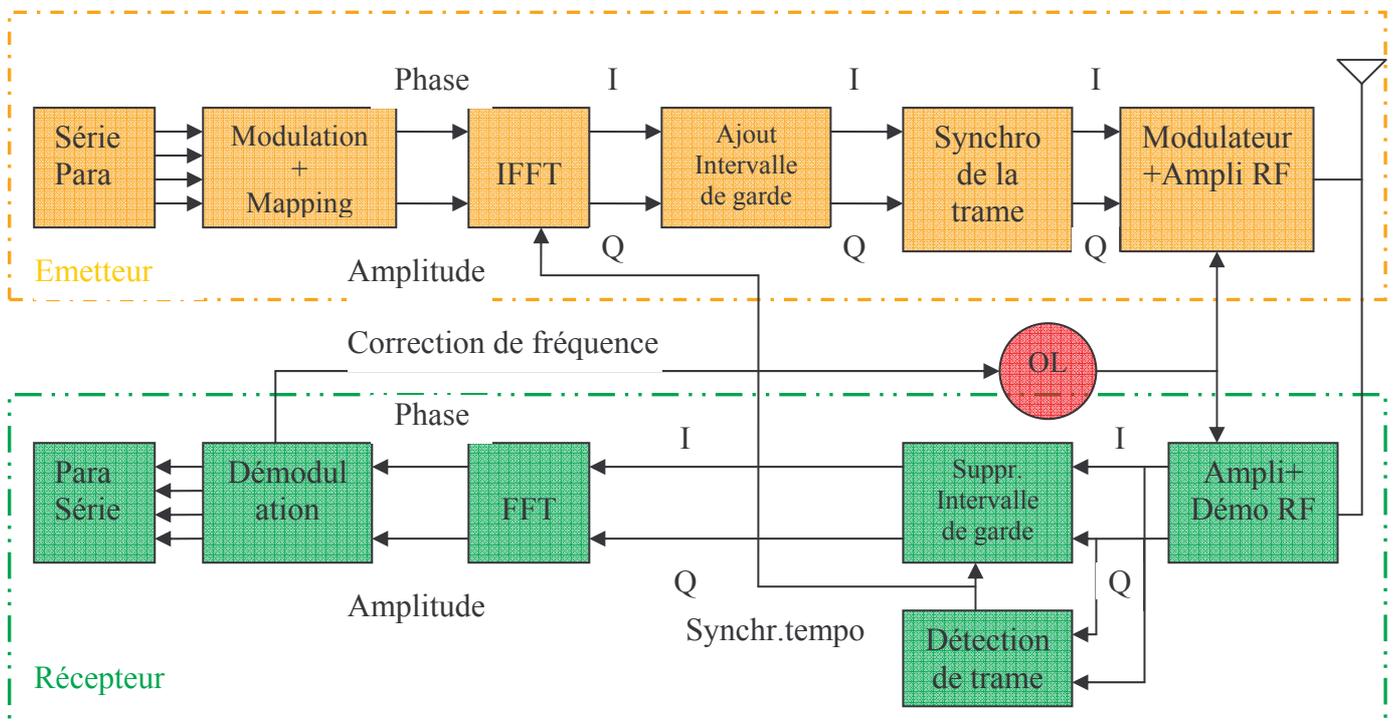


Figure 2.2 Schéma fonctionnel d'un émetteur récepteur OFDM

### 2.3.1 Conversion des données série parallèle

Le principe de cette conversion est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Ceci nous permet d'éviter l'égalisation à grande vitesse. Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaires, chaque symbole OFDM transmet entre 40 jusqu'à 4000 bits. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend de la modulation utilisée par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées ; voici un exemple :

Dans une transmission OFDM utilisant 100 sous porteuses par exemple modulées toutes par une 32-QAM (modulation d'amplitude en quadrature), alors chaque sous porteuse portera 5 bits et chaque symbole OFDM portera 500 bits.

### 2.3.2 Modulation des sous porteuses

En pratique, les bits sont transmis sous forme de symboles : le nombre de bits inclus dans chaque symbole désigne la taille de la constellation. Plus cette taille sera grande et plus le débit sera élevé. Etant donné les contraintes de puissance sur les terminaux, l'amplitude moyenne de ces constellations est en général fixée à un seuil. Les constellations usuelles sont données sous forme de puissance de 2.

Constellation	Nombre de bits
BPSK	1
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	16

Tableau 2.1 : nombre de bits par symbole dans une constellation

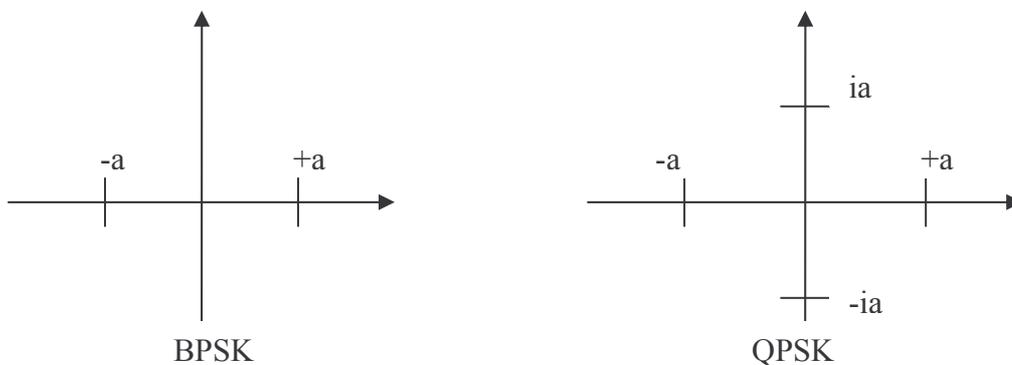


Figure 2.3 Modulation des sous porteuses

Dans une BPSK (Binary Phase Shift Keying), les nombres réels (constellations) suivants sont utilisés (1,-1) correspondant respectivement aux bits suivants (0,1) alors que pour une QPSK (quadrature phase shift keying), les constellations complexes suivantes sont utilisées (1, i, -1, -i) correspondant aux paires de bits suivants (00, 01, 10,11).

La figure 2.4 donne le schéma de modulation 16-QAM. Chaque combinaison de 4 bits correspond à un seul vecteur IQ.

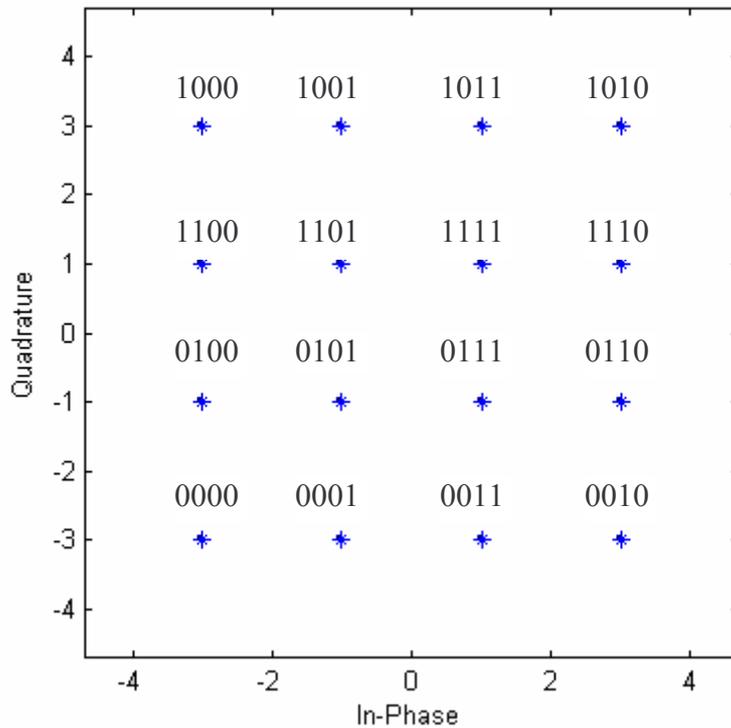


Figure 2.4 Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY

On peut résumer l'étape de modulation (mapping) dans l'exemple suivant :

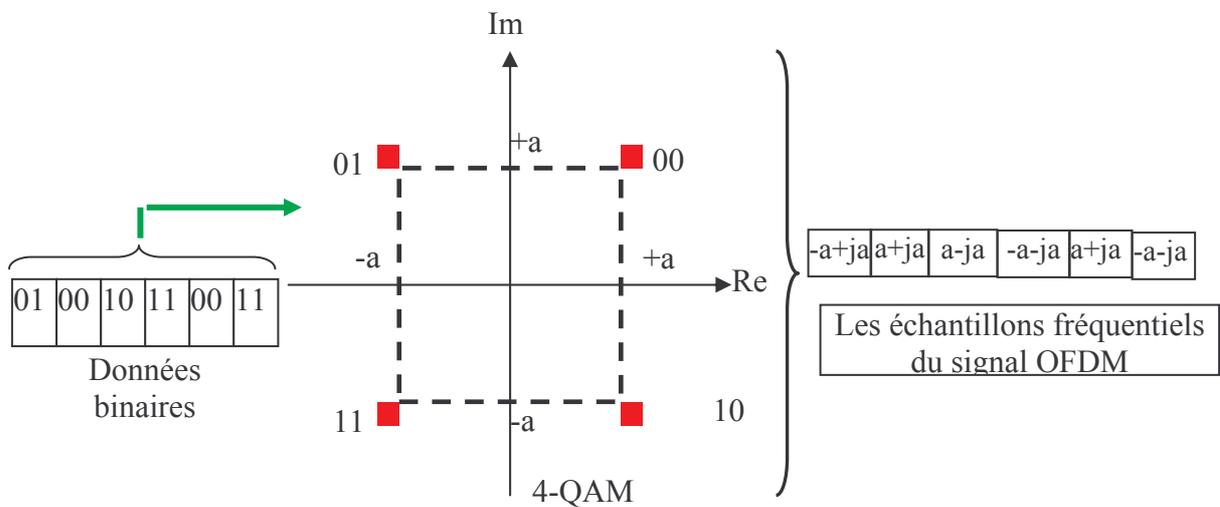


Figure 2.5 Schéma illustratif de l'étape de la modulation.

A la réception du signal, le récepteur effectue une démodulation qui représente l'opération inverse de la modulation. Le signal reçu sera différent du signal émis à cause des distorsions apportées par le bruit durant la transmission (voir figure 2.6). Par conséquent, le récepteur doit estimer la position originale la plus probable du vecteur reçu en se basant sur le calcul de la distance euclidienne entre le vecteur reçu et les vecteurs de la constellation. Le critère de maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood) permet de déterminer des régions dites régions de décision (voir figure 2.7).

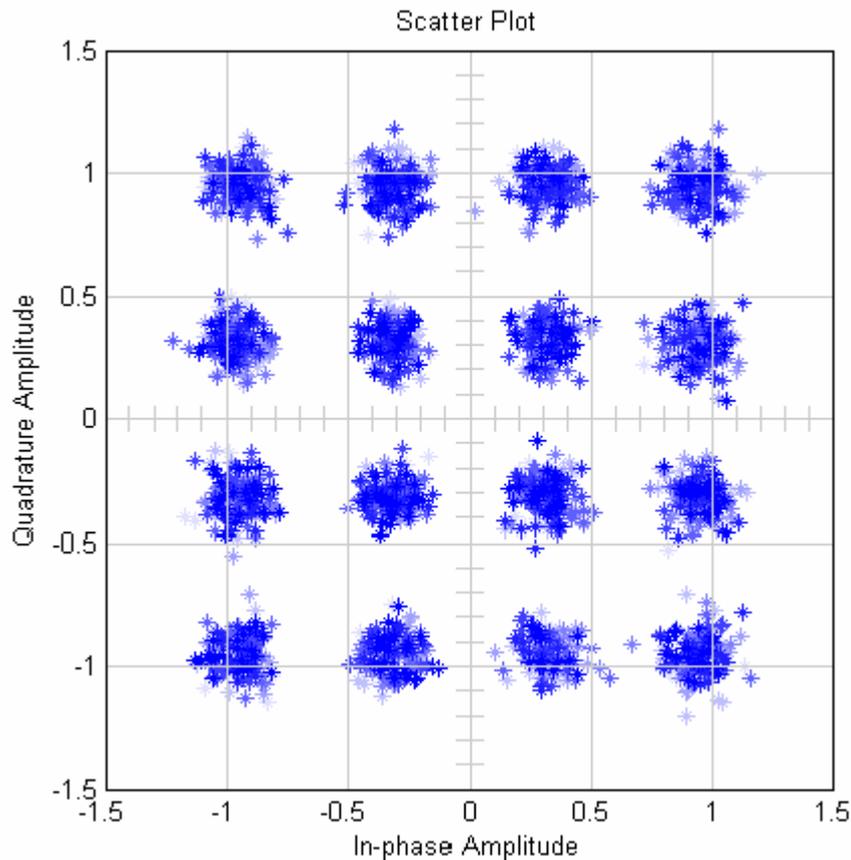


Figure 2.6 Signal reçu affecté d'un bruit blanc (AWGN : SNR=20dB)

- Choix de la modulation

La quantité des données transmises sur chaque sous porteuse dépend de la modulation utilisée. Cette modulation dépend de la qualité du canal. Dans un canal à interférence élevée le rapport signal sur bruit (SNR) est faible, donc une constellation de faible taille est préférable (cas de la BPSK), par contre dans un canal à faible interférence de rapport signal sur bruit élevé on utilise une grande constellation pour des débits binaires élevés. Les constellations peuvent être choisies:

1. Seulement une constellation est utilisée, qui est souvent le cas dans des émetteurs à faible débit. Le choix de la constellation est une décision de conception, selon le retard et la situation de propagation par trajets multiples.
2. Plus d'une constellation est employée, mais seulement une constellation est utilisée par trame OFDM, qui est le cas dans les normes de Hiperlan/2 et d'IEEE 802.11a. Le choix de la constellation peut être basé sur des mesures du BER.
3. Plus d'une constellation est employée, où chaque sous porteuse peut utiliser une constellation différente. Ceci s'appelle un chargement de bit. Les algorithmes de chargement de bit font le choix de la constellation en se basant sur la réponse en fréquence dans chaque sous porteuse. Une sous porteuse à haut SNR utilisera une plus grande constellation et vice-versa. Ainsi un émetteur flexible doit fournir à l'utilisateur la possibilité d'employer une de plusieurs constellations pour chaque sous porteuse.

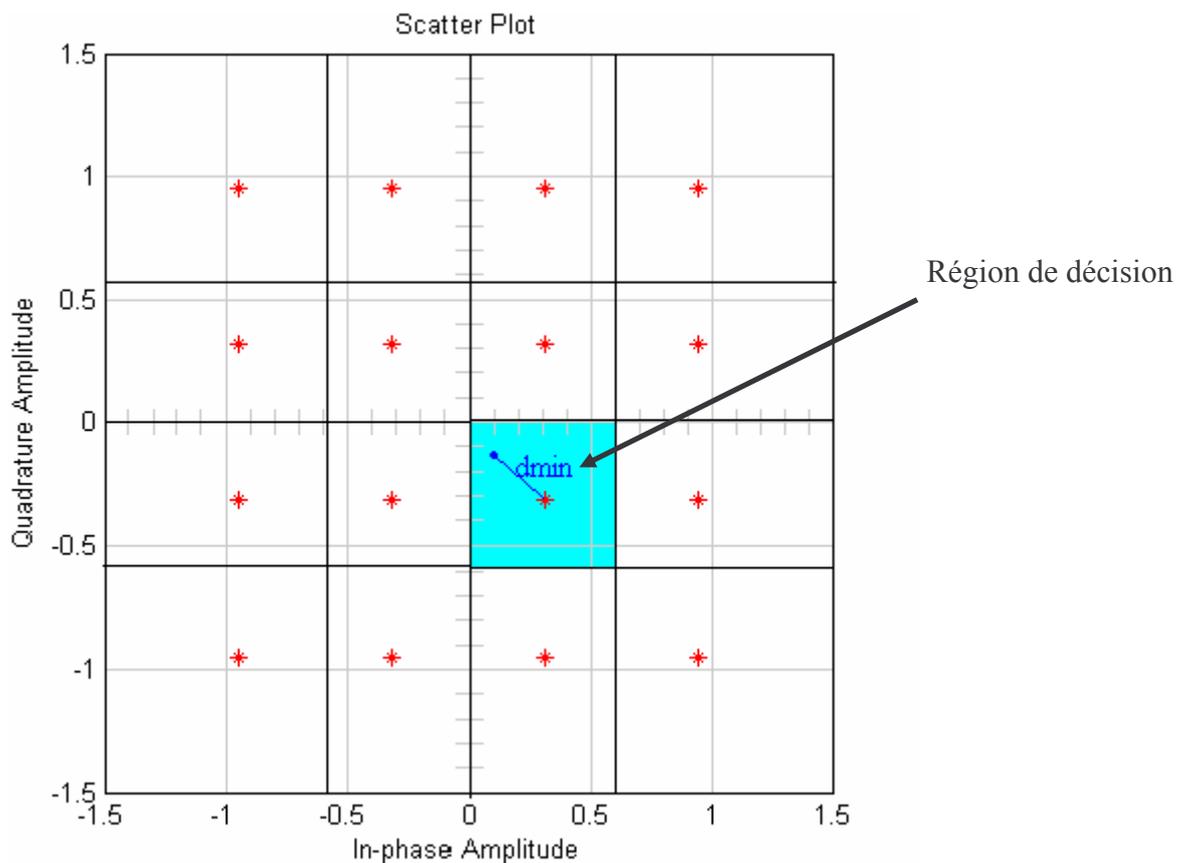


Figure 2.7 L'estimation de la position originale d'un vecteur reçu

### 2.3.3 Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel

Après l'étape de modulation, on obtient des échantillons fréquentiels du signal OFDM qui sont formés d'une composante réelle (I : In phase component) et d'une composante imaginaire (Q : quadrature component).

L'IFFT est utilisée pour transformer les signaux du domaine fréquentiel au domaine temporel. En 1973, on a découvert que la FFT pourrait être utilisée dans les systèmes multi porteurs tel que l'OFDM, cependant, il n'était pas jusqu'à 1989 avec l'introduction du préfixe cyclique que l'OFDM a été établie. Les sous porteuses non utilisées sont représentées par le préfixe cyclique. La sous bande utilisée doit être beaucoup plus large que la fréquence Doppler afin de conserver l'orthogonalité entre les sous porteuses.

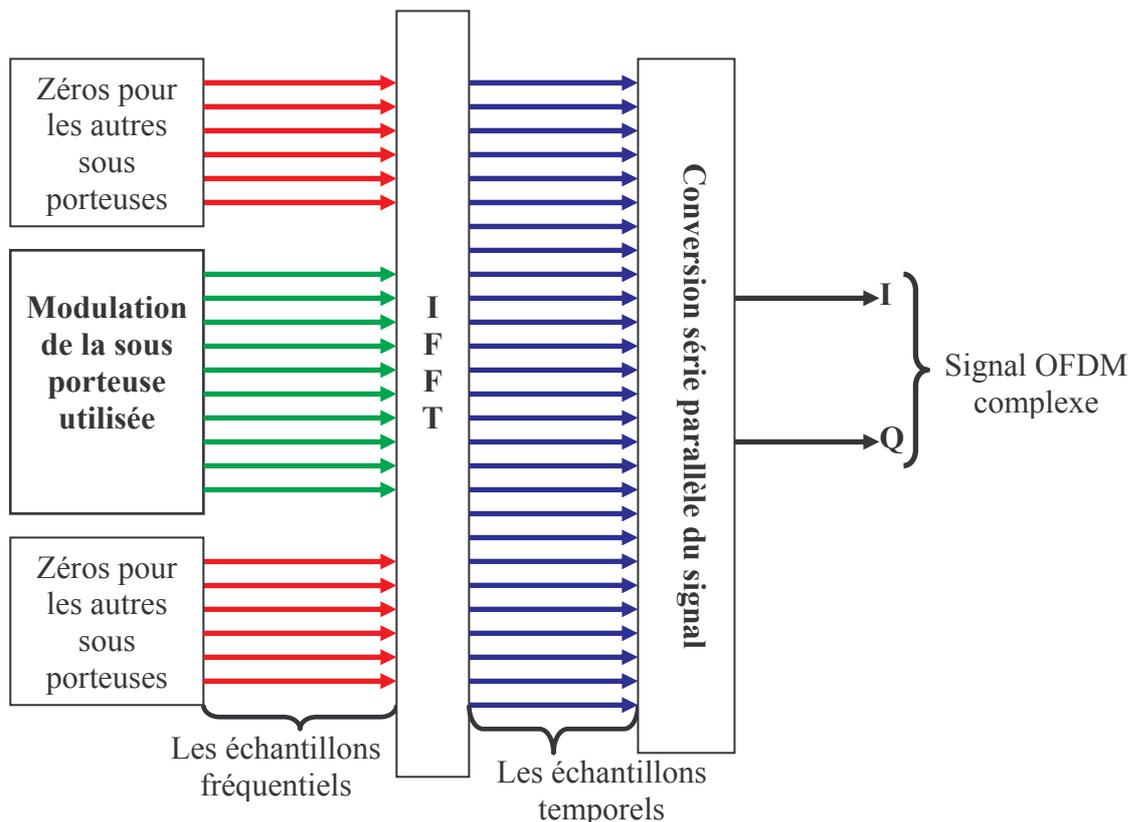


Figure 2.8 : L'étage IFFT+ Génération du signal OFDM complexe

- Pourquoi utiliser une IFFT au lieu d'une IDFT ?

Une DFT de  $N$  points requiert au total  $N^2$  multiplications complexes. Bien sûr, des additions sont nécessaires, mais puisque la complexité hardware d'un additionneur est significativement moindre que celle d'un multiplieur, seules les opérations de multiplication sont retenues pour la comparaison.

La FFT réduit de façon drastique la quantité de calculs à effectuer en exploitant la régularité des opérations de la DFT. Pour une transformée de  $N=2^k$ , FFT ne requiert que  $(N/2)\log_2(N)$  multiplications complexes. Ainsi, pour une transformée de 16 points, une DFT requiert 256 multiplications complexes contre seulement 32 pour la FFT, une réduction d'un facteur 8. Cette différence croît avec le nombre des sous porteuses puisque la complexité de la

DFT croît de façon quadratique avec  $N$  alors que celle de la FFT n'est caractérisée que par une croissance légèrement supérieure à une croissance linéaire.

### 2.3.4 Préfixe cyclique

Un des grands avantages de l'OFDM est sa robustesse vis-à-vis les canaux sélectifs en fréquence. En divisant le flux de données en  $N$  sous porteuses, la durée symbole est  $N$  fois plus grande, réduisant ainsi le rapport (délai canal/durée symbole) par le même facteur. L'impact de l'interférence entre symboles (ISI) est donc considérablement réduit.

Néanmoins, pour éliminer complètement l'ISI, on introduit un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM et donc on définit le préfixe cyclique comme étant une copie des derniers échantillons provenant de l'IFFT (échantillons temporels du symbole OFDM).

En réalité, il existe une autre raison pour laquelle on ajoute ce préfixe :

La convolution entre l'information transmise et la réponse du canal agira comme convolution circulaire au lieu d'une convolution linéaire (marques circulaires de convolution et donc une égalisation facile au niveau du récepteur).

Les deux raisons pour lesquelles on insère ce préfixe supposent qu'il est plus long que la réponse impulsionnelle du canal.

Cependant, si le préfixe cyclique est très long, le taux de transmission des données diminuera de manière significative puisque ce préfixe n'emporte pas de données utiles ; ceci implique que le débit diminue avec un facteur  $R$  tel que :  $R=N/(N+N_g)$  avec  $N$  : la taille du symbole avant l'ajout du préfixe,  $N_g$  : la longueur du préfixe cyclique.

Ainsi, il est important de choisir un le préfixe le minimum possible pour assurer une grande efficacité du système.

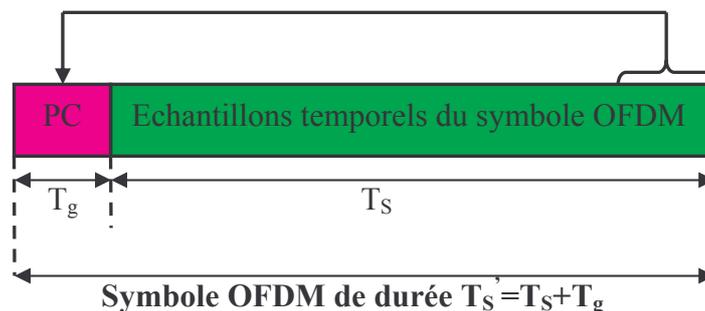


Figure 2.9 : L'ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM

### 2.3.5 Synchronisation [1]

L'objectif principal de la synchronisation est de déterminer le début d'un symbole OFDM reçu. Un décalage temporel petit par rapport au CP provoque une rotation de phase des sous porteuses. Si une erreur de synchronisation est assez petite pour garder la réponse d'impulsion de canal dans le temps de garde, l'orthogonalité est maintenue et symbole délai peut être regardé comme déphasage présenté par le canal. Ce déphasage peut être estimé par l'estimateur de canal et être corrigé par l'égaliseur de canal. Cependant, si un décalage de temps est plus grand que le temps de garde, ISI et ICI se produisent et l'orthogonalité de signal est perdue.

Fondamentalement la tâche de la synchronisation est d'estimer les deux fonctions principales :

- Positionnement du fenêtre du FFT (synchronisation de symbole OFDM /trame).

- L'estimation du taux d'échantillonnage pour contrôler la conversion analogique numérique.

L'opération de la synchronisation peut être effectuée dans deux étapes, une synchronisation dite grossière et une autre dite fine.

#### 2.3.5.1 Synchronisation grossière

Plusieurs méthodes, selon les caractéristiques du signal de transmission, peuvent être employées pour l'estimation grossière de synchronisation. Fondamentalement, la puissance du signal en bande de base peut être surveillée avant l'exécution du FFT. Par exemple les immersions résultant des symboles nuls pourraient être employées pour commander un algorithme de transition d'état qui nous permet de déterminer le début du symbole.

- Détection des symboles nuls

Un symbole nul ne contenant aucune puissance, est transmis par exemple dans la DAB (Digital Audio Broadcasting) au début de chaque trame OFDM (Figure 2.10). En effectuant une détection simple de puissance au niveau de récepteur avant l'opération de FFT, le commencement de trame peut être détecté. C'est-à-dire, le récepteur localise le symbole nul par la recherche d'une immersion dans la puissance du signal reçu.

La détection du symbole nul fournit une information grossière pour la synchronisation.

- Deux demi symboles de référence identiques

On propose une synchronisation qui recherche un symbole de formation avec deux moitiés identiques dans le domaine temporel, qui peut être envoyé au début d'une trame

d'OFDM. Sur le côté du récepteur, ces deux séquences identiques peuvent seulement être déphasées de  $\varphi = \pi T_s f_{\text{erreur}}$  avec  $f_{\text{erreur}}$  est le décalage fréquentiel. Ces deux demi symboles sont formés par une séquence PN (Pseudo Noise) sur les fréquences (sous porteuses) paires et des zéros sur les fréquences (sous porteuses) impaires.

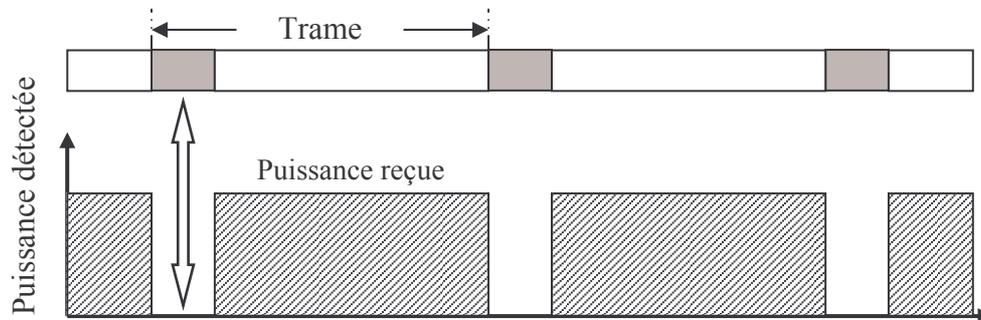


Figure 2.10 : Synchronisation par détection des symboles nuls

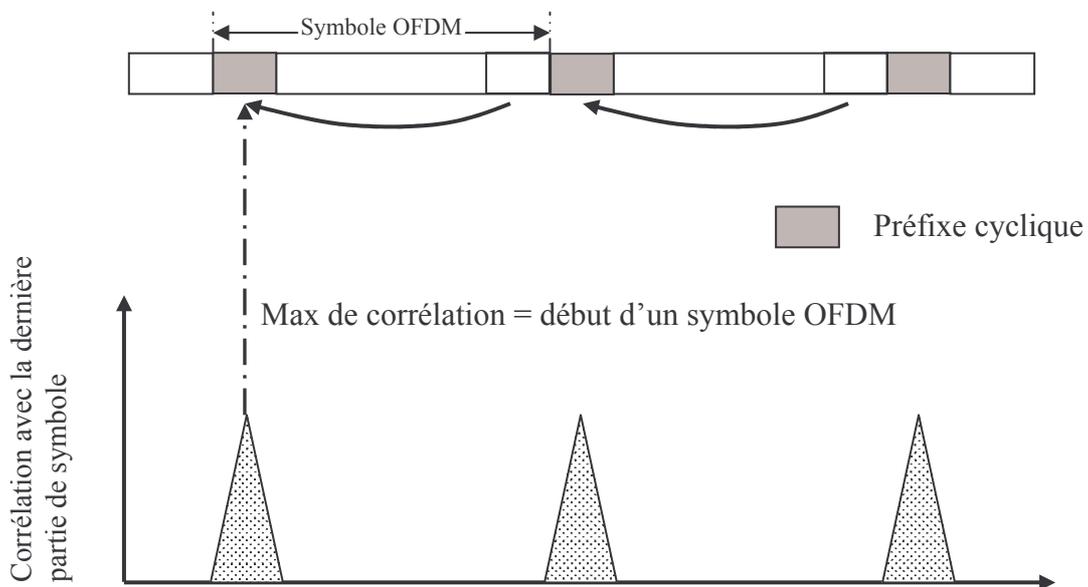


Figure 2.11 : Synchronisation en exploitant l'intervalle de garde

- Exploitation de l'intervalle de garde

Chaque symbole d'OFDM est prolongé par une répétition cyclique des données transmises (voir Le schéma 2.11). Car l'intervalle de garde est juste une duplication d'une partie utile du symbole d'OFDM, une corrélation de cette partie (qui contient les mêmes informations que celles de l'intervalle de garde) avec le symbole donné d'OFDM permet une synchronisation rapide. Le taux de prélèvement peut également être estimé par cette méthode de corrélation. La présence du bruit fort ou des longs échos peut empêcher la synchronisation précise de symbole. Cependant, l'effet de bruit peut être réduit par filtrage. En ce qui concerne

les échos, si le préfixe cyclique est choisi assez long, il peut absorber tous les échos, et donc cette technique peut encore être fiable.

### 2.3.5.2 Synchronisation fine

Pour la synchronisation fine, plusieurs méthodes basées sur des symboles transmis de référence peuvent être utilisées. Une solution franche applique l'évaluation de la réponse impulsionnelle du canal. Le signal reçu sans bruit est la convolution du signal transmis et la réponse du canal  $y(t) = h(t)*s(t)$ . Dans le domaine fréquentiel, après l'exécution de la FFT, on obtient  $Y(f) = H(f).S(f)$ . En transmettant un symbole de référence spécial (ex : séquence CAZAC),  $S(f)$  est connu à priori par le récepteur. Par conséquent, après la division de  $R(f)$  par  $S(f)$  et l'exécution de l'IFFT, la réponse du canal  $h(t)$  est obtenue et une information précise sur la synchronisation peut être dérivée.

Si la fenêtre du FFT n'est pas correctement placée, le signal reçu devient :

$$r(t) = s(t - t_0)*h(t) \iff R(f) = S(f).H(f).exp(-j2\pi ft_0)$$

Après la division de  $R(f)$  par  $S(f)$  et encore en exécutant la IFFT, le récepteur obtient  $h(t-t_0)$ . Finalement, la synchronisation fine consiste à rendre ce  $t_0$  presque nul.

Dans le cas de la propagation par trajets multiples, la réponse du canal se compose de plusieurs impulsions de Dirac. Appelons  $C_p$  la puissance de chaque chemin constructif et  $I_p$  la puissance de chaque chemin destructif. Un processus optimal de la synchronisation doit maximiser le  $C/I$ , rapport de toute la puissance constructive de chemin à toute la puissance destructive de chemin.

### 2.3.6 Modulation RF

La modulation RF utilisée par les systèmes OFDM est la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Deux porteuses RF sont modulées, une par la partie réelle du signal OFDM (canal I) et l'autre par la partie imaginaire (canal Q).

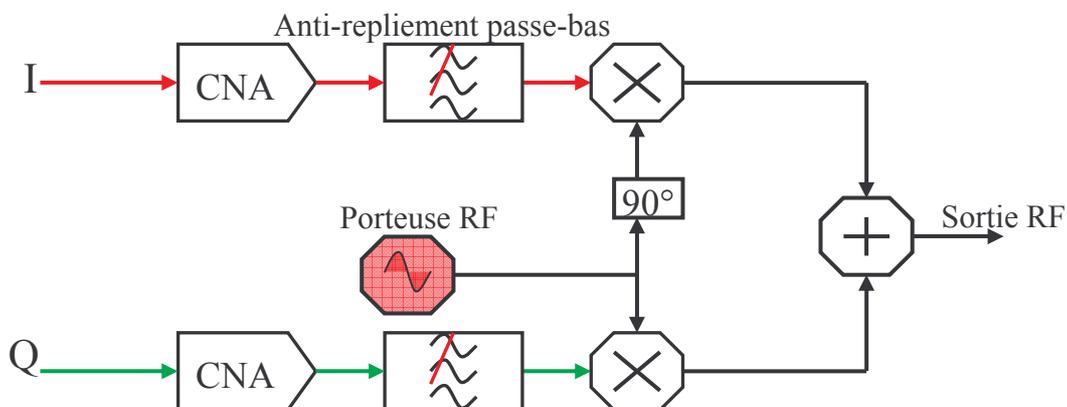


Figure 2.12 : Modulateur RF analogique du signal OFDM complexe en bande de base

Le modulateur RF peut être implémenté en utilisant une technique analogique comme indiquée dans la figure 2.12, ou en utilisant une technique numérique comme indiquée dans la figure 2.13. On préfère la technique numérique grâce à l'équilibre amélioré entre le traitement des deux canaux I et Q, et à l'exactitude de la phase du modulateur IQ numérique.

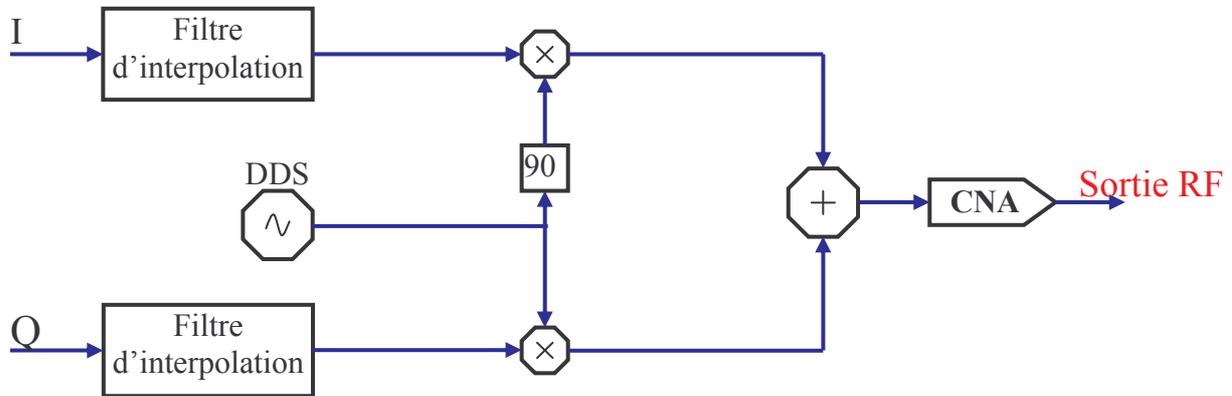


Figure 2.13 : Modulateur RF numérique du signal OFDM complexe

## 2.4 Modèle mathématique d'un système OFDM

Dans cette partie on va décrire notre système par des équations mathématiques. Autrement dit, on va donner les différentes expressions concernant la modulation ainsi que la démodulation OFDM. On commencera par la modulation :

### 2.4.1 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 sous porteuse différente en même temps.

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

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

Chaque donnée  $c_k$  module un signal de fréquence  $f_k$ .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :  $c_k \exp(j2\pi f_k t)$

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi f_k t).$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est  $1/T_S$ .

$$\text{Alors : } f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \text{ et } s(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi \frac{kt}{T_S}) \quad (2.3)$$

Plus précisément les données numériques  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une modulation d'amplitude en quadrature QAM à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à  $2^q$  états). Ces données sont des symboles  $q$ -aires (formés chacun par  $q$  bits). Ce sont des symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec les symboles OFDM (groupes de  $N$  symboles numériques transmis sur  $N$  sous porteuses).

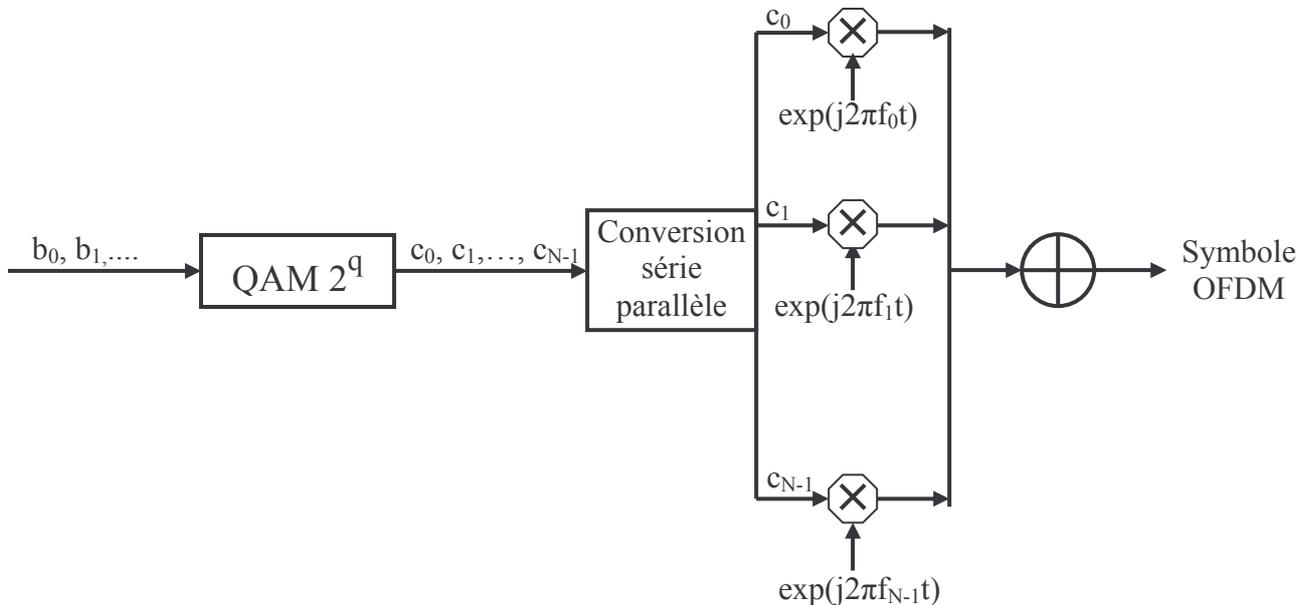


Figure 2.14 Schéma de principe d'un modulateur OFDM

L'expression réelle du signal est :

$$\text{Si } c_k = a_k + jb_k \Rightarrow S(t) = \text{Re}(s(t)) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) \quad (2.4)$$

D'après la figure 2.1, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près  $B=N/T_s$  (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous porteuse occupant à peu près  $1/T_s$ .

- Remarque

Si le symbole  $c_k$  contient  $q$  bits, le débit total est (nombre de bits par seconde)  $qN/T_s = qB$ . Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symboles  $T_s$ , le spectre de chaque porteuse  $1/T_s$  devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

La réalisation selon le schéma de principe nécessiterait  $N$  modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal (2.3) montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques  $c_k$ .

Le principe de la démodulation dépend des perturbations subies par le signal après son passage dans le canal. Les modulations multi porteuses sont particulièrement utiles pour un canal comportant des échos multiples.

En effet, pour l'OFDM, la bande de fréquence totale  $B$  est divisée en  $N$  sous bandes  $B_k \ll B_c$  ( $B_c$  est la bande de cohérence du canal notée), mais la bande totale utilisée  $B = N \cdot B_k$  peut être très grande devant  $B_c$ , donc pour chaque sous porteuse la réponse du canal est constante mais parmi toutes les sous porteuses, certaines sont affaiblies d'autres amplifiées.

De même chaque signal d'une sous porteuse donnée est émis idéalement pendant la période symbole OFDM  $T_s$  qui doit être très petite par rapport à la période de cohérence du canal  $(\Delta t)_c$ , et donc le canal sera considéré comme invariant dans le temps pour chaque sous porteuse. Par contre, il peut varier sur plusieurs symboles.

## 2.4.2 Principe de la démodulation

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole  $T_s$  :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) \exp(j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) \quad (2.5)$$

$H_k(t)$ , 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  $T_s$ . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous porteuses suivant le schéma classique.

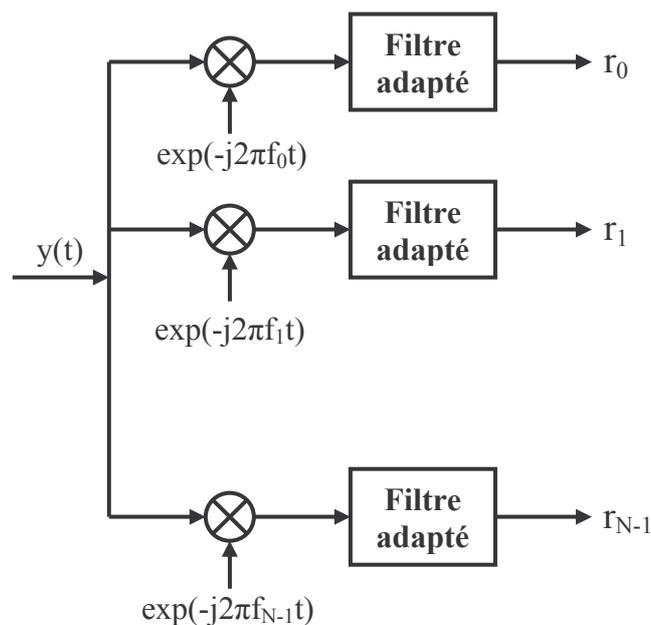


Figure 2.15 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$r_i = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} y(t) \exp(-j2\pi f_i t) dt = \frac{1}{T_S} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_S} c_k H_k \exp(j2\pi(k-i)\frac{t}{T_S}) dt = c_i H_i \quad (2.6)$$

Car :  $\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \exp(j2\pi(k-i)\frac{t}{T_S}) dt = 0$  si  $k \neq i$ , 1 si  $k = i$

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

### 2.4.3 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant la TFD

Pour discrétiser, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage. Voyons comment la démodulation impose cette fréquence :

Le signal occupe la bande passante B à partir de la fréquence d'échantillonnage  $f_0$  (figure 2.16) :

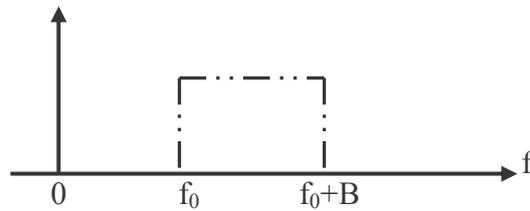


Figure 2.16 : la bande passante du signal émis.

Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de  $f_0+B/2$ , fréquence médiane de la bande.

Le spectre occupera la bande  $[-B/2, B/2]$  (figure 2.17) :

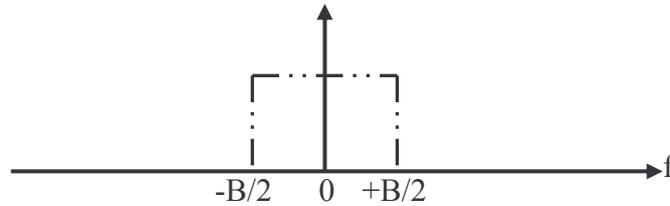


Figure 2.17 : bande passante du signal démodulé.

La bande passante du signal étant  $B/2=N/2T_S$ , la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à  $2B/2$  soit  $N/T_S$ . L'échantillonnage se fera aux temps  $t_n=nT_S/N$ .

La chaîne de transmission est schématiquement représentée dans la figure 2.18.

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de  $f_0+B/2$  s'écrit alors :

$$z(t) = y(t) \exp(-j2\pi(f_0 + \frac{N}{2T_S})t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k \exp(j2\pi(\frac{k-N}{T_S})t) \quad (2.7)$$

Puis après échantillonnage :

$$z(t_n) = z(nT_S / N) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N}) \quad (2.8)$$

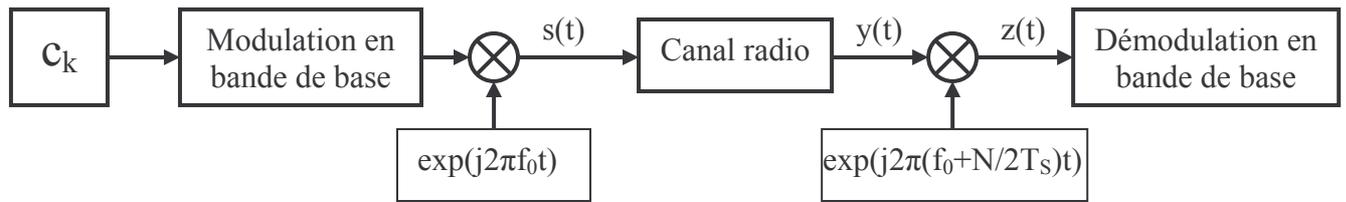


Figure 2.18 : le schéma de la chaîne de transmission.

$z_n$  est la Transformée de Fourier discrète inverse de  $c_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier directe discrète.

L'intérêt de cette discrétisation est qu'on peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithmes de FFT (direct) et IFFT (inverse).

Le schéma de principe du démodulateur :

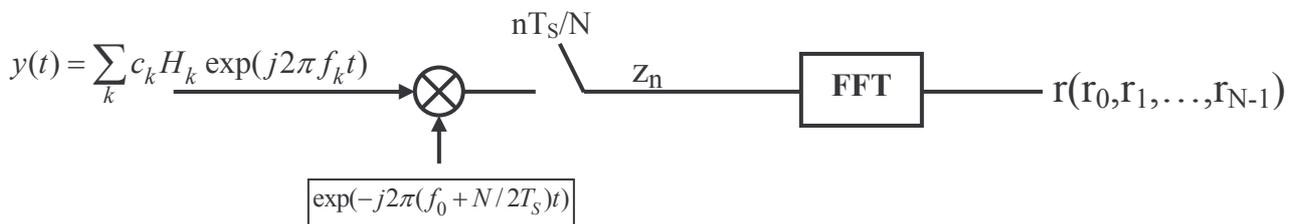


Figure 2.19 : le schéma de principe d'un démodulateur utilisant la FFT.

On considère que le signal modulé en bande de base  $s(t)$  est lui aussi discrétisé, les échantillons  $s_n$  s'écrivent :  $s_n = \sum_k c_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N})$ . (2.9)

Le schéma de principe du modulateur :

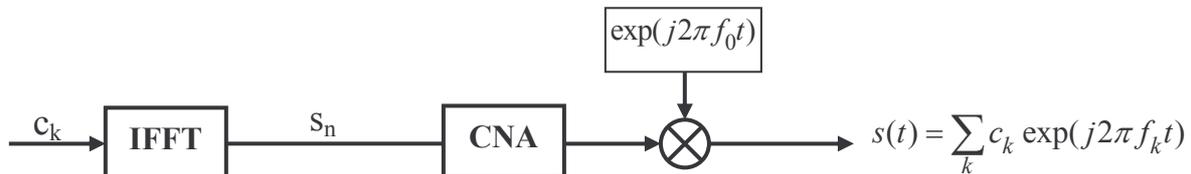


Figure 2.20 : le schéma de principe d'un modulateur utilisant l'IFFT.

Physiquement, les symboles numériques  $c_k$  sont les données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal  $s_n$  sont les données dans l'espace temporel car le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel se fait par une transformée de Fourier inverse.

Le spectre du signal OFDM est composé des  $c_k$  placés aux fréquences  $f_k$ , autour de ces données le spectre s'élargit suivant un sinus cardinal à cause du spectre de la fenêtre temporelle  $T_s$ .

#### 2.4.4 L'ajout de l'intervalle de garde

Le but de l'intervalle de garde est de supprimer les interférences entre symboles qui peuvent se produire lors de la transmission via plusieurs trajets. Nous allons voir les données que doit contenir un intervalle de garde :

Puisque la durée d'émission des symboles est :  $T_S' = T_S + T_g$ , le nombre d'échantillons temporels augmente et devient :  $N_S = N + N_g$ .

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N}) \quad -N_g \leq n \leq N-1$$

- On calcule d'abord, les  $N$  échantillons de l'IFFT des  $N$  échantillons  $c_k$  :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(j2\pi \frac{kn}{N}) \quad \text{pour} \quad 0 \leq n \leq N-1$$

- On recopie devant les  $N_g$  derniers échantillons de symbole OFDM :

$$s_{n+N} = s_n, \text{ alors } s_n \text{ (pour } -N_g \leq n \leq -1) \text{ est égal à } s_n \text{ ( pour } N - N_g \leq n \leq N-1).$$

Après convolution par la fonction de transfert du canal, on obtient :

$$z_n = \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l)s_{n-l}, \text{ dans ce cas la longueur de la réponse du canal est inférieure ou égale à } N_g$$

(la longueur de l'intervalle de garde).

La démodulation consiste à effectuer la transformée de Fourier discrète des  $N$  derniers échantillons, elle fournit donc des échantillons  $\Gamma_k$ :

$$\begin{aligned} \Gamma_k &= \sum_{n=0}^{N-1} z_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l)s_{n-l} \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) \\ \Gamma_k &= \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l) \exp(-j2\pi \frac{lk}{N}) \sum_{n=0}^{N-1} s_{n-l} \exp(-j2\pi \frac{(n-l)k}{N}) \\ \Gamma_k &= \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l) \exp(-j2\pi \frac{lk}{N}) \sum_{n=-l}^{N-l-1} s_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) \\ \Gamma_k &= \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l) \exp(-j2\pi \frac{lk}{N}) \left[ \sum_{n=-l}^{-1} s_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) + \sum_{n=0}^{N-l-1} s_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) \right] \end{aligned}$$

Le premier terme dans les crochets correspond à la modification des échantillons dans l'intervalle de garde, le second à la modification des échantillons dans le symbole proprement dit.

$$\text{On a } s_{n+N} = s_n \text{ et } \exp(-j2\pi \frac{kn}{N}) = \exp(-j2\pi \frac{k(n+N)}{N})$$

$$\text{Alors : } s_n \exp(-j2\pi \frac{kn}{N}) \text{ pour } -l \leq n \leq -1 = s_n \exp(-j2\pi \frac{kn}{N}) \text{ pour } N-l \leq n \leq N-1.$$

Le résultat de la démodulation est :

$$\Gamma_k = \sum_{l=0}^{N_g-1} h(l) \exp(-j2\pi \frac{lk}{N}) \sum_{n=0}^{N-1} s_n \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}) = H_k c_k$$

Donc pour retrouver les données émises, il suffit de diviser les données démodulées par la valeur de la fonction de transfert du canal en fonction de la fréquence. Ceci n'est vrai que lorsque l'intervalle de garde dure plus longtemps que la réponse du canal et qu'il est constitué du préfixe cyclique.

En pratique, dans la diffusion du son (DAB) urbaine, les retards sont étalés au maximum de quelques  $\mu\text{s}$ , et l'intervalle de garde sera au maximum le quart de la durée de symbole  $T_S$ .

La durée de l'intervalle de garde  $T_g=64\mu\text{s}$ , la durée de symbole  $T_S=256\mu\text{s}$  donc la durée totale  $T_S'=320\mu\text{s}$ . Si la bande passante allouée est 2MHz, Le nombre de porteuses  $N$  sera :  $N=BT_S'=512$ .

## 2.5 Poinçonnement [3]

Le plus grand taux de code que peut atteindre un code convolutif de taux  $k/n$  à entrée unique ( $k = 1$ ) est  $1/2$  (deux bits de sortie pour un bit en entrée). Il existe deux approches pour augmenter le taux de code.

L'une consiste à augmenter le nombre d'entrées du codeur, ainsi des codeurs de taux  $k/n = 2/3, 3/4, \dots$  peuvent être construits. Cependant, une augmentation du nombre d'entrées engendre une augmentation exponentielle de la complexité de l'algorithme de décodage. En effet, en général, le nombre de branches atteignant un noeud du treillis est  $2^k$ . La triple opération ACS de l'algorithme de Viterbi peut donc s'avérer très complexe.

Poinçonner un code est une autre manière d'implémenter des codes de taux élevés. Le procédé augmente le taux de code en supprimant de façon périodique certains bits en sortie de l'encodeur et en ajoutant des 0 fictifs à la séquence reçue avant de procéder au décodage. A partir d'un code de taux  $1/n$ , on peut ainsi construire des codes de taux plus élevés :

$$R = P / (P+l), l=1, \dots, (n-1) P \quad (2.15) \quad [3]$$

Où  $P$  est la période de poinçonnement et  $n$  le nombre de sorties du codeur.

Taux de code	Matrice de poinçonnement	$d_{\text{libre}}$
$2/3$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	6
$3/4$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	5
$5/6$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	4
$7/8$	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	3

Tableau 2.2 : Matrices de poinçonnement optimales du code convolutif  $K=7$ ,  $R=1/2$ .

La figure 2.21 illustre le poinçonnement d'un code de taux  $R = 1/2$  pour réaliser un code de taux effectif  $R = 3/4$ . Il convient de bien choisir les bits à poinçonner afin de garantir des

distances libres maximales. Le tableau 2.2 reprend les matrices de poinçonnement optimales pour un code de longueur contrainte  $K = 7$  et de taux  $R = 1/2$ .

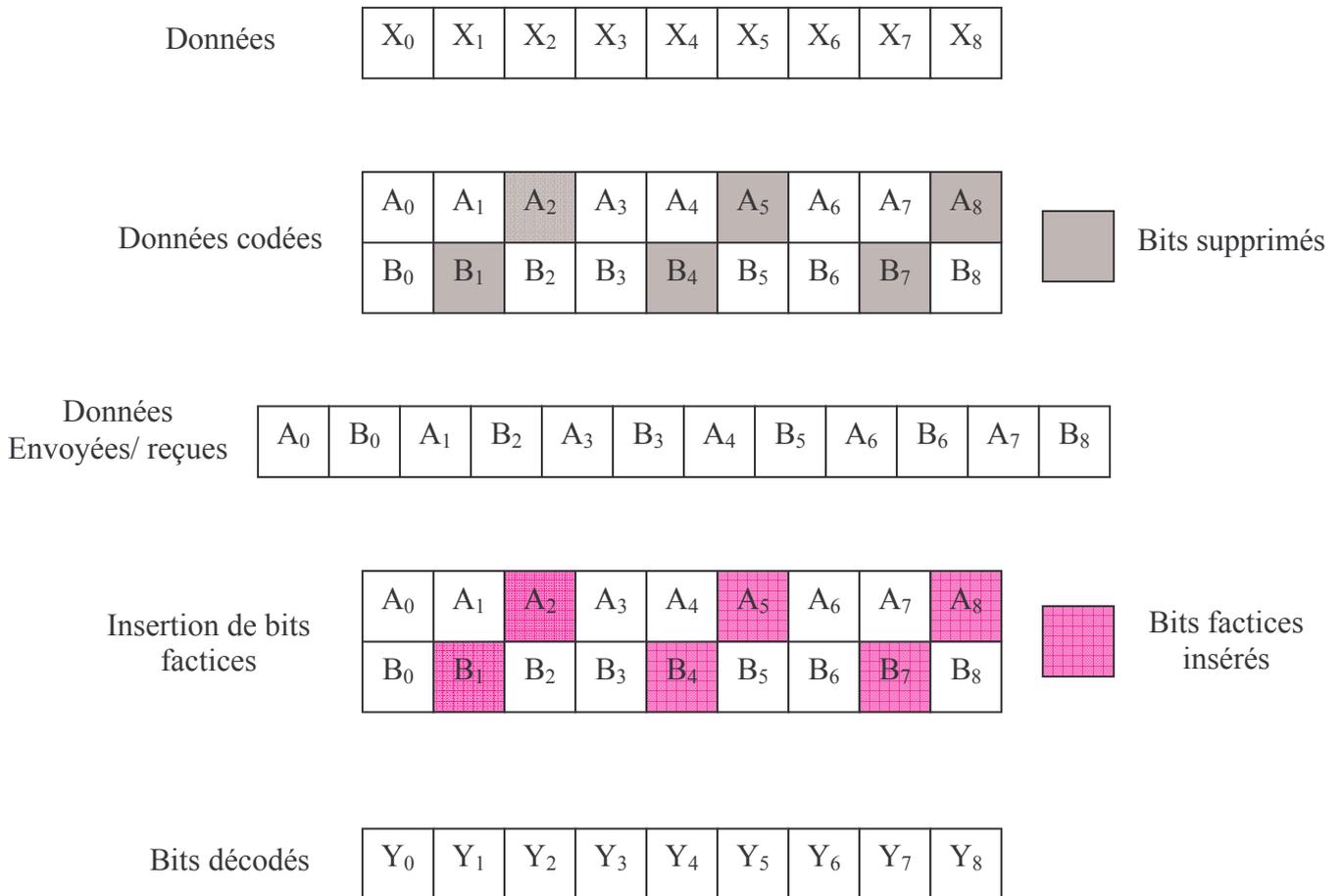


Figure 2.21 : Poinçonnement :  $R = 1/2 \rightarrow R = 3/4$ .

### 2.5.3.2 Entrelacement [3]

Les codes convolutifs sont conçus pour corriger des erreurs indépendantes, comme celles se présentant en sortie d'un canal AWGN. Or, en présence de canaux sélectifs en fréquence, ces erreurs ne sont plus indépendantes, mais arrivent souvent par blocs. On constate que si une porteuse est fortement atténuée, ses voisines le seront également. Il en résulte des erreurs groupées, difficiles à corriger par un code convolutif.

Une méthode intéressante pour résoudre ce problème est d'entrelacer les données codées de manière à rendre les erreurs indépendantes. Le schéma d'un système employant l'entrelacement est donné à la figure 2.22. Les données codées sont réordonnées par l'entrelaceur et transmises sur le canal. Au récepteur, après la démodulation, le désentrelaceur réordonne les symboles reçus et les transmet au décodeur.

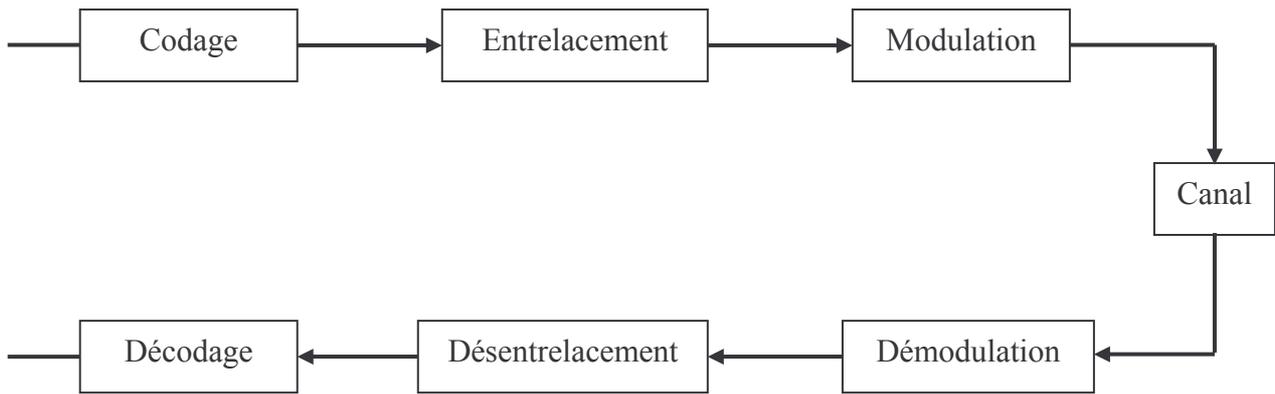


Figure 2.22 : Système avec entrelacement

Un entrelaceur peut être conçu de deux manières différentes : une structure matricielle ou convolutive. Les figures 2.23 et 2.24 présentent ces deux structures. Dans le schéma matriciel, à l'entrelacement, les données sont écrites ligne après ligne dans la matrice et lues colonne par colonne. Lors du désentrelacement, les données sont également écrites ligne par ligne et lues colonne par colonne, mais la taille de la matrice correspond à la celle de la matrice d'entrelacement transposée. Mathématiquement, nous avons pour une matrice d'entrelacement de  $m$  lignes et de  $n$  colonnes (et par conséquent, pour une matrice de désentrelacement de  $n$  lignes et  $m$  colonnes) :

$$\text{Entrelacement: } i = m.(k \bmod n) + [k/n]$$

$$\text{Désentrelacement: } k = n.i - (m.n-1)[i/m]$$

Où l'indice  $i$  désigne la position du bit (ou du symbole) après l'entrelaceur (avant le désentrelaceur) et  $k$  la position du bit avant entrelacement (après désentrelacement).

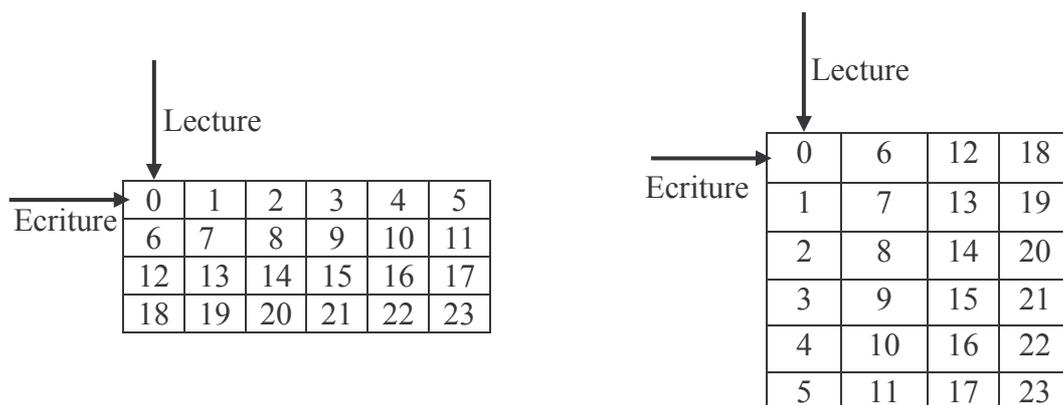


Figure 2.23 : Entrelaceur matriciel

L'entrelaceur convolutif écrit les symboles ou les bits de façon cyclique dans un des  $M$  registres à décalage introduisant un retard de durée  $0$  à  $M - 1$ .

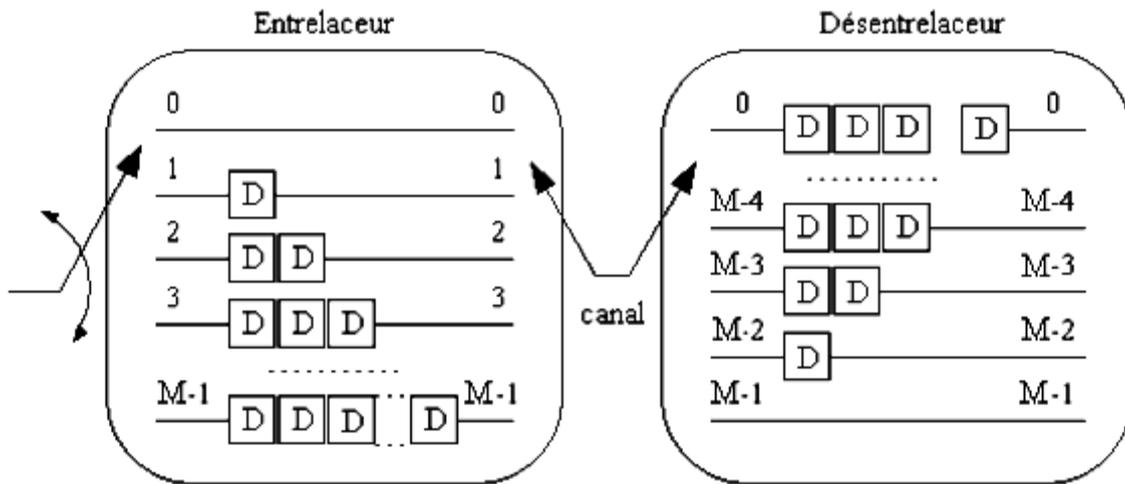


Figure 2.24 : Entrelaceur convolutif

## 2.7 Les avantages et les inconvénients du système OFDM

Dans cette partie, nous citons les différents avantages ainsi que les différents inconvénients d'une modulation multiporteuse basée sur la technique OFDM

### 2.7.1 Les avantages

- Efficacité spectrale élevée due au spectre presque rectangulaire de fréquence grâce au nombre élevé des sous porteuses.
- Réalisation numérique simple en utilisant l'opération de FFT.
- Complexité réduite de récepteur grâce à l'insertion de l'intervalle de garde et son rôle primordial dans la suppression de l'ISI et l'ICI.
- Différents arrangements de modulation peuvent être employés sur les différentes sous porteuses qui sont adaptés à la transmission sur chaque sous porteuse.
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit) et de l'algorithme de Viterbi. De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage comme les codes convolutifs et les codes en blocs s'avère très efficace.
- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations monoporteuses ou le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

### 2.7.2 Les inconvénients

- Après la transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symbole fréquentiel, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à forte amplitude en comparaison avec des techniques

monoporteuses (pour lesquelles les constellations sont émises directement). Ceci crée des contraintes énormes sur les amplificateurs et conduit à une consommation de puissance importante. Afin d'éviter le seuillage (appelé aussi clipping) du signal qui détruit l'orthogonalité des porteuses et par conséquent dégrade les performances du système, il est nécessaire d'utiliser des amplificateurs linéaires au prix d'un accroissement du prix des émetteurs. Actuellement, les techniques de transmission s'attachent plus à la réduction de l'amplitude du signal appelé également PAPR (Peak to Average Power Ratio). En pratique, la plupart des méthodes de réduction de PAPR sont basées sur des modifications du signal émis à l'aide d'un vecteur de correction. Le vecteur de correction est ajouté aux symboles fréquentiels créant une nouvelle constellation avec de meilleures propriétés. Ceci induit un accroissement de complexité non négligeable au niveau de l'émetteur.

- Perte de l'efficacité spectrale à cause de l'ajout de l'intervalle de garde.
- La grande sensibilité à l'effet Doppler par rapport aux systèmes à une seule porteuse.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, le décalage fréquentiel engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques monoporteuses de compensations sont mal adaptés aux techniques multiporteuses et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.

Il est à noter que le modèle OFDM précédent ne s'applique pas quand le préfixe cyclique est plus petit que la longueur du canal. Dans ce cas, un symbole émis sur une porteuse pourra interférer avec les symboles de porteuses adjacentes. Une solution (déjà utilisée dans le contexte ADSL) est de réduire la longueur du canal à l'aide d'un pré-égaliseur.

## 2.8 Conclusion

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

La transmission OFDM constitue une nouvelle approche pour la transmission dans les canaux dispersifs. Au lieu de supprimer les échos causés par le canal, en utilisant un égaliseur complexe à la réception, la transmission OFDM utilise un ensemble de sous porteuses orthogonales, à faible débit symbole, ce qui donne une durée de symbole largement supérieure à la mémoire du canal, éliminant ainsi, le besoin d'un égaliseur complexe. L'égalisation, dans

les systèmes OFDM, se réduit à une simple multiplication par des coefficients complexes (amplitude et phase) dans le domaine fréquentiel (après le calcul de la FFT).

Dans ce dernier chapitre, nous allons montrer la robustesse de la technique OFDM dans une transmission à travers un canal radio mobile, en faisant des simulations par le simulink (MATLAB).

## Chapitre 3

### Simulation et Résultats

#### 3.1 But de la simulation

Le but de cette simulation est d'évaluer les performances d'un système OFDM par le simulink Matlab. Elle permet de tester la robustesse d'un signal OFDM lors de sa propagation dans un canal radio mobile, en tenant compte des effets engendrés par ce canal tels que:

- Atténuation.
- Effets de trajets multiples (évanouissement de Rayleigh, évanouissement sélectif de fréquence).
- Retard de propagation.
- Distorsions en fréquence causées l'effet Doppler.

D'autre part, d'observer ces effets en temps réel sur les différentes constellations et le spectre du signal OFDM. Deux modulations sont utilisées 16-QAM, 64-QAM permettant de comparer les performances de ces deux systèmes.

#### 3.2 Description de la simulation

Notre simulation est la modélisation d'un système d'émission réception se basant sur la technique de modulation multiporteuse OFDM (figure 3.1). A l'émission, on génère un train binaire et on l'applique à un codeur convolutif. La séquence codée sera entrelacée par un entrelaceur matriciel et modulée par un modulateur d'amplitude en quadrature QAM. Le signal résultant est mélangé par un signal pseudo aléatoire servant à estimer la fonction de transfert du canal. Après l'insertion de ces séquences pilotes, le signal sortant sera soumis à la modulation OFDM. Le signal à la sortie de l'émetteur OFDM sera appliqué à l'entrée d'un canal radio mobile.

En réception, les opérations inverses de celles d'émission sont utilisées afin de récupérer le signal message transmis.

Des blocs de calcul, de mesure et de visualisation sont introduits dans le modèle permettant de calculer le nombre de bits reçus, des bits erronés, le taux d'erreur binaire (BER : bit error rate) et d'observer les constellations et le spectre du signal pendant la simulation.

Notre modèle se compose de 3 parties :

- Emission.
- Canal de transmission.
- Réception.

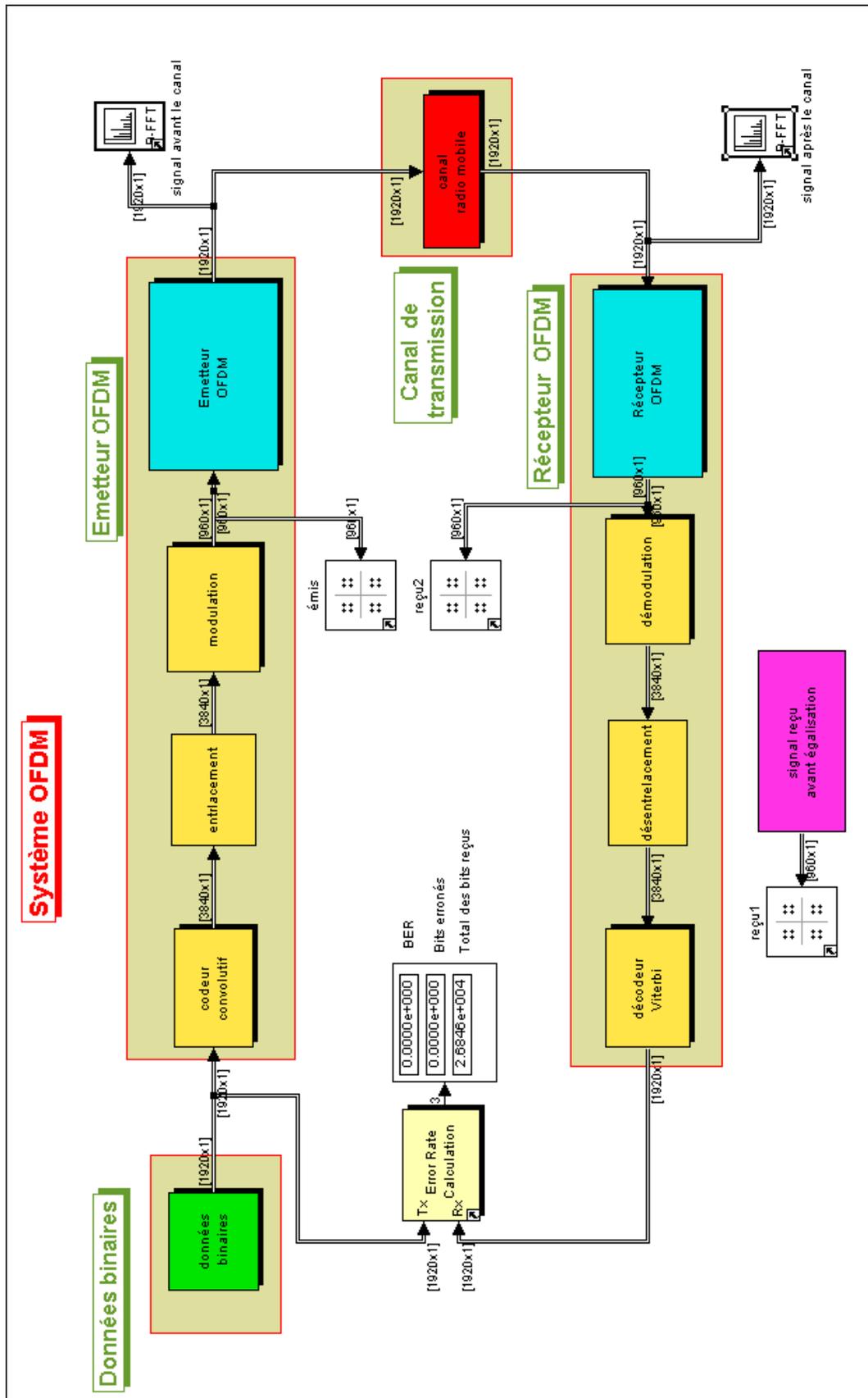


Figure 3.1 : Schéma globale de la simulation d'un système OFDM (modulation 16-QAM).

### 3.2.1 Emission

Cette partie contient les blocs de traitement de données, de modulation et de codages nécessaires à l'émission d'un signal dans un canal radio mobile, elle se divise en 5 parties :

- 1) Générateur de train binaire Bernoulli :** Ce bloc génère un train binaire représentant le signal message après échantillonnage et quantification. Pour ce faire, il y a lieu de choisir le nombre d'échantillons par trame. On peut également choisir la probabilité d'avoir des zéros dans le train binaire. D'autre part, on peut fixer la période d'un échantillon (sample time). Initial seed est un nombre initial que l'on choisit afin d'avoir la même séquence numérique.

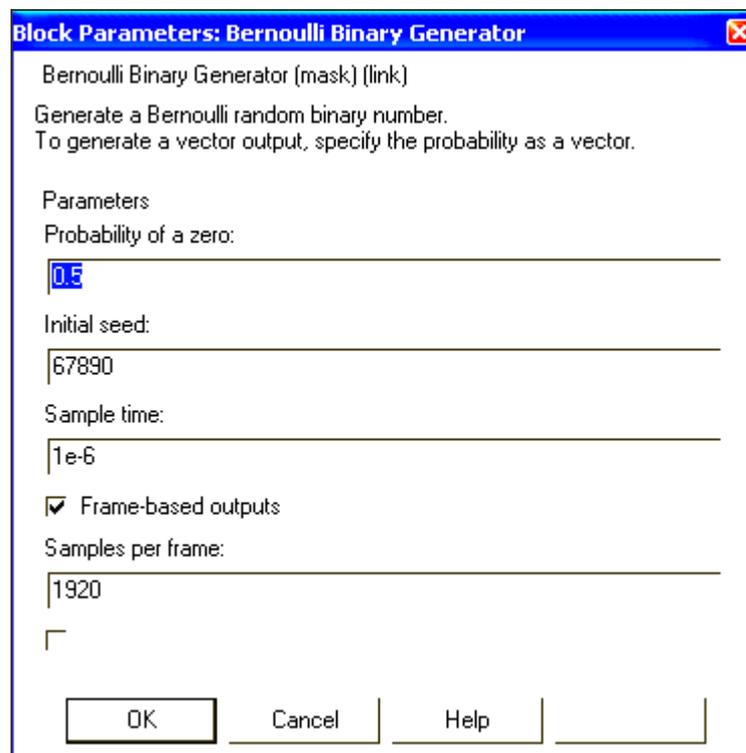


Figure 3.2 : Paramètres du bloc générateur de train binaire Bernoulli.

- 2) Codeur convolutif :** Ce bloc réalise un codage convolutif de taux  $R=1/2$ . Les paramètres à modifier sont :

- La longueur de contrainte  $K$  (pour toute la simulation on a choisit  $K=7$ ).
- Les séquences génératrices  $g_1=171$ ,  $g_2=133$ .

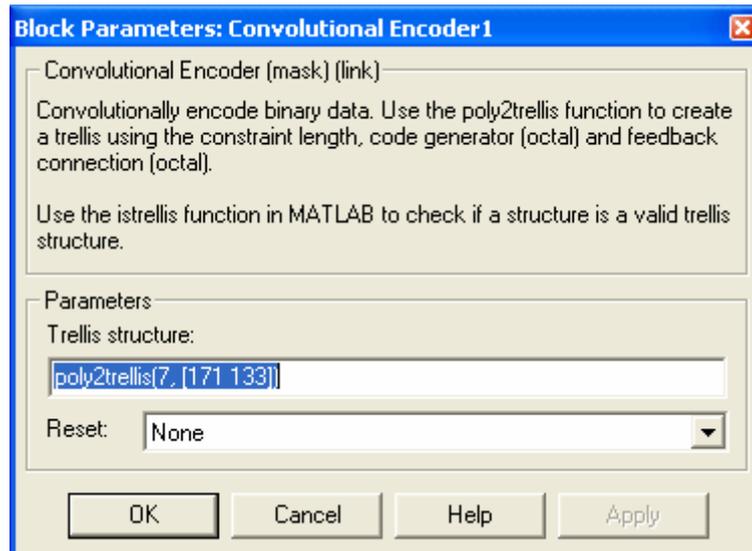


Figure 3.3 : paramètres du bloc codeur convolutif.

- 3) Entrelacement :** Ce bloc fait entrelacer les bits du flux numérique sortant du codeur convolutif afin de rendre les erreurs indépendantes et non par bloc. Dans cette simulation, un entrelaceur matriciel de 96 lignes et 40 colonnes est utilisé.

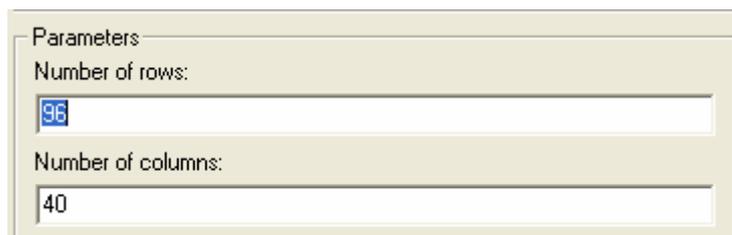


Figure 3.4 : paramètres du bloc entrelaceur.

- 4) Modulation :** Ce bloc réalise la modulation numérique en bande de base 16-QAM et 64-QAM. Pour sélectionner une modulation on doit préciser le nombre des états de la modulation (16 pour la 16-QAM), ainsi que la distance minimale entre les symboles et la méthode de remplissage de la constellation (dans notre simulation c'est par codage de Gray).

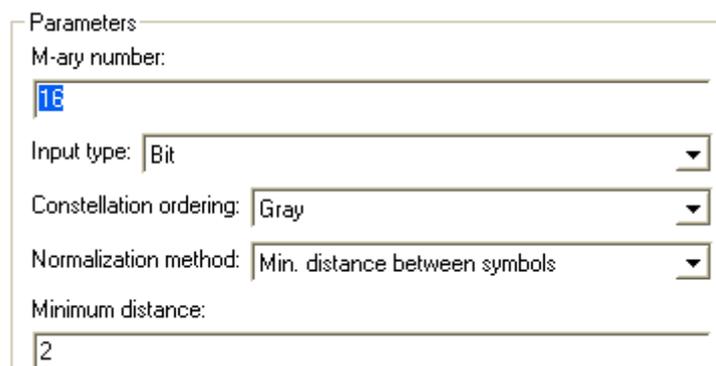


Figure 3.5 : paramètres du bloc modulateur numérique (16-QAM).

5) **Emetteur OFDM** : Il est divisé en plusieurs sous blocs (figure 3.6) :

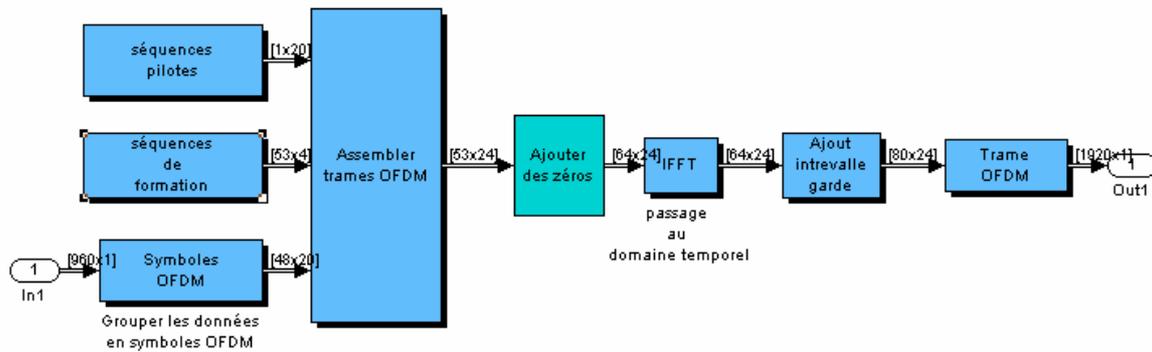


Figure 3.6 : schéma bloc de l'émetteur OFDM.

- **Symbole OFDM** : Ce bloc sert à convertir le flux des symboles numériques sortant du modulateur en symbole OFDM.
- **Séquences pilotes** : ce bloc est constitué de 2 sous blocs :
  - Générateur de séquence pseudo aléatoire : La longueur de cette séquence doit être fixée ainsi que le polynôme initial afin de pouvoir générer cette même séquence à la réception.
  - Convertisseur unipolaire bipolaire : Ce convertisseur sert à adapter le signal pseudo aléatoire au signal utile afin de pouvoir les mélanger.
- **Séquences de formation** : sont des matrices ayant un nombre de lignes égal à celui des matrices trames OFDM. Elles sont mélangées avec le signal après l'insertion des séquences pilotes afin de former des trames OFDM.
- **Modulateur OFDM en bande de base** :
  - Remplissage par zéros : ce bloc sert à ajouter des zéros au matrice trame jusqu'à atteindre un nombre  $2^k$  choisi auparavant et cela dans le but d'améliorer les performances de la IFFT en matière de vitesse d'exécution.
  - L'IFFT (transformée de Fourier rapide inverse) : ce sous bloc se divise en deux parties, la première sert à réordonner les lignes de la matrice trame afin d'éviter un grand nombre de zéros consécutifs qui pourraient entraîner des erreurs par la suite. La deuxième sert à générer les porteuses du signal OFDM.
  - Ajout de l'intervalle de garde : sert à augmenter la longueur des lignes de la matrice trames par redondance et cela dans le but de mieux protéger l'information.
  - Trame OFDM : sert à convertir la matrice de trame OFDM en un vecteur colonne.

### 3.2.2 Canal de transmission

Ce bloc représente le canal à travers lequel le signal OFDM sera transmis, il est caractérisé par plusieurs paramètres :

- Mode d'évanouissement : il existe 3 modes (sans évanouissement, évanouissement plat, évanouissement dispersif).
- L'écart maximum de fréquence Doppler.
- Le taux signal sur bruit (SNR) : qui caractérise le sous bloc de bruit blanc gaussien.

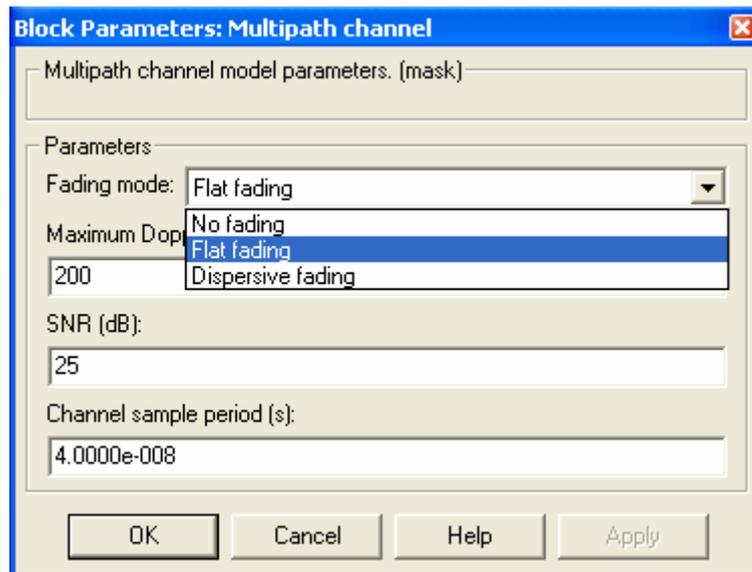


Figure 3.7 : paramètres du canal de transmission.

### 3.2.3 Réception

Cette partie représente les blocs nécessaires au décodage, démodulation et correction du signal reçu.

1) **Récepteur OFDM** : le récepteur se compose de plusieurs sous blocs (figure 3.8) :

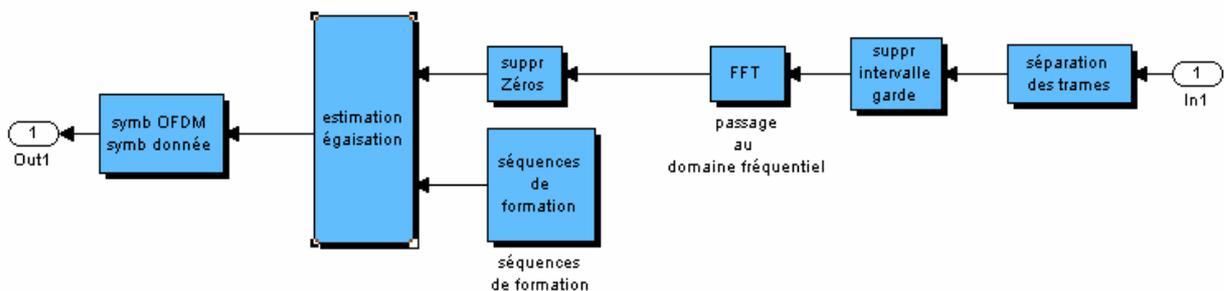


Figure 3.8 : schéma bloc du récepteur OFDM.

➤ **Séparation trame** : ce bloc sert à transformer le vecteur signal reçu en matrice trame OFDM.

- **Suppression de l'intervalle de garde** : c'est l'opération inverse de l'ajout de l'intervalle de garde, son but est de retrouver la matrice obtenue à la sortie du bloc IFFT.
- **FFT** : permet le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel.
- **Suppression des zéros** : sert à retirer la matrice trame contenant les informations nécessaires ainsi que les séquences pilotes et les séquences de formation.
- **Estimation et égalisation** : ce sous bloc est d'une importance capitale dans le processus de la réception du signal, car il estime la fonction de transfert du canal qui servira pour l'égalisation du signal utile et donc une réduction d'erreur très importante.

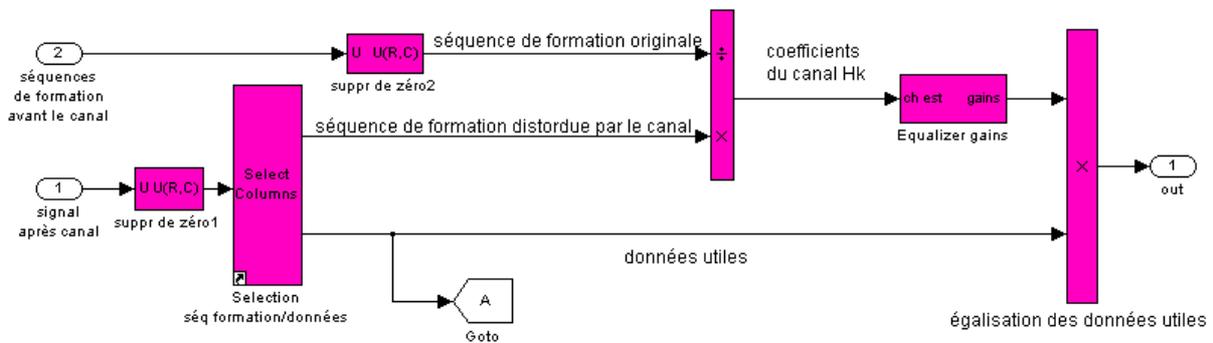


Figure 3.9 : schéma détaillé du bloc estimation et égalisation.

- **Symbole OFDM symbole donnée** : ce bloc sert à supprimer les séquences pilotes et transformer le symbole OFDM en symboles données, c'est l'opération inverse du bloc symbole OFDM.
- 2) **Démodulation** : Ce bloc réalise la démodulation numérique en bande de base, on doit également préciser le nombre des états, la distance minimale entre les symboles et la méthode de remplissage de la constellation.
  - 3) **Désentrelacement** : C'est l'opération inverse de l'entrelacement, les dimensions doivent être égales aux celles de l'entrelaceur matriciel.
  - 4) **Décodeur de Viterbi** : Ce bloc réalise le décodage des codes convolutifs par l'algorithme de Viterbi.

### 3.2.4 Visualisation des signaux et calcul de taux d'erreur binaire

Cette partie nous permet la visualisation les différents graphes et résultats : taux d'erreur binaire (BER), constellations du signal émis, reçu sans égalisation, reçu après égalisation, et le spectre du signal OFDM avant et après l'émission.

### 3.3 Résultats et interprétations

Après avoir expliqué le rôle de chaque bloc de notre simulation, nous nous intéressons à son exécution en simulant les 2 modèles correspondant aux modulations 16-QAM et 64-QAM et en visualisant les graphes qui caractérisent chaque système et les valeurs de BER correspondant à chacun d'eux.

#### 3.3.1 Système OFDM avec modulation 16-QAM

Le plan des simulations faites sur ce système est représenté dans le tableau 3.1 :

Evanouissement	Max Doppler (Hz)	SNR (dB)
Plat	50	[10, 80]
	100	
	150	
dispersif	50	[10, 80]
	100	
	150	

Tableau 3.1 : plan des simulations faites sur le système OFDM 16-QAM.

La simulation permet d'observer les points de constellation du signal émis en modulation 16-QAM (figure 3.10) :

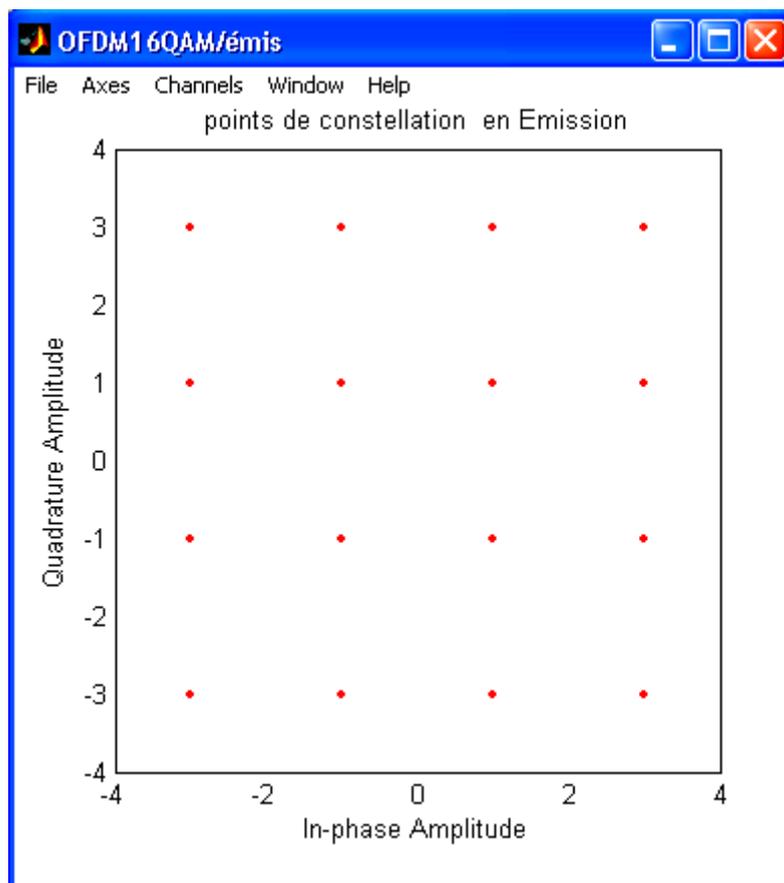


Figure 3.10 : points de constellation du signal émis (16-QAM).

A la réception, et avant l'égalisation le signal subit certaine distorsion, cette dernière varie selon le paramètre du SNR (rapport signal sur bruit) et par la suite le récepteur réalise une compensation qui permet d'avoir une erreur minimale.

### 1) Effet de la variation du SNR

➤ SNR = 10dB, évanouissement plat, max doppler = 200 Hz

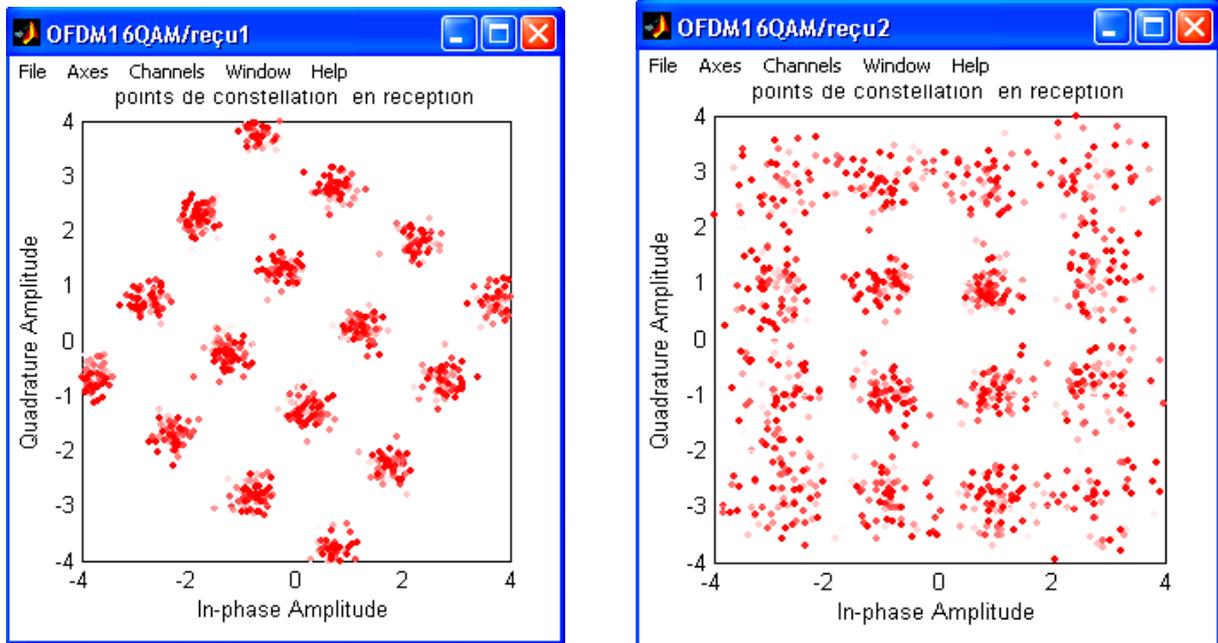


Figure 3.11 : constellations des états de modulation 16-QAM avant et après la compensation du canal (SNR = 10 dB).

Avant la compensation du canal, les nuages de points représentant les états de modulation prennent des positions aléatoires (rotations, translations), ce qui rend l'identification de chaque symbole impossible et l'erreur sera très grande.

Après la compensation du canal, ces nuages sont réordonnés d'une façon similaire de la constellation du signal original, mais on trouve certaines interférences entre les symboles ce qui explique le taux d'erreur élevé dans ce cas.

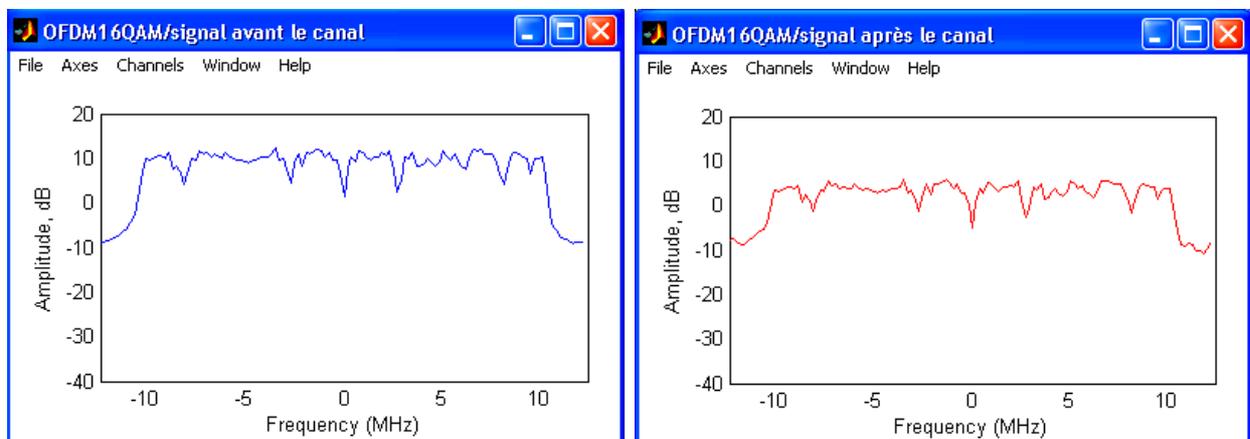


Figure 3.12 : Spectres du signal OFDM avant et après le canal (SNR = 10 dB).

Le spectre du signal OFDM avant le canal est conforme à ce que nous avons vu en théorie c'est-à-dire une somme de sinus cardinaux. Le spectre du signal après le canal est déformé et atténué et ceci montre bien l'effet du canal sur le signal émis.

➤ SNR = 20 dB, évanouissement plat, max doppler = 200 Hz

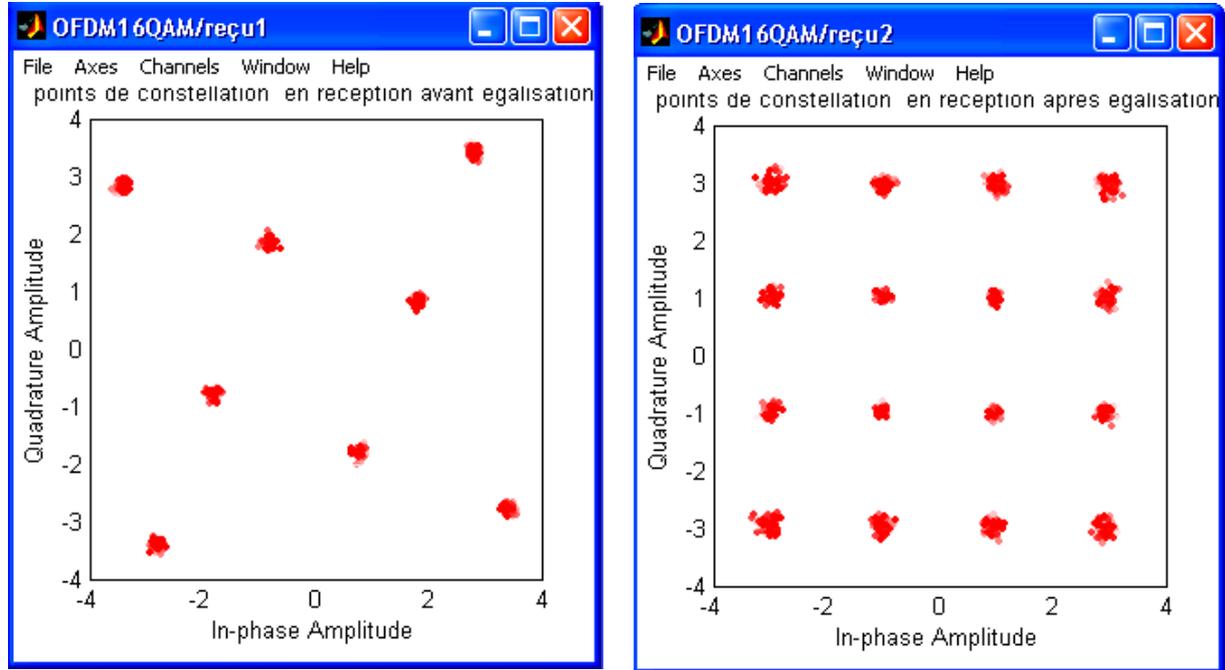


Figure 3.13 : constellations avant et après le canal (SNR = 20 dB).

Quand on a augmenté le SNR, les points de constellation prennent des positions plus précises et le taux d'erreur sera nettement diminué par rapport au cas précédent.

Le spectre du signal OFDM après le canal sera moins atténué (figure 3.14) :

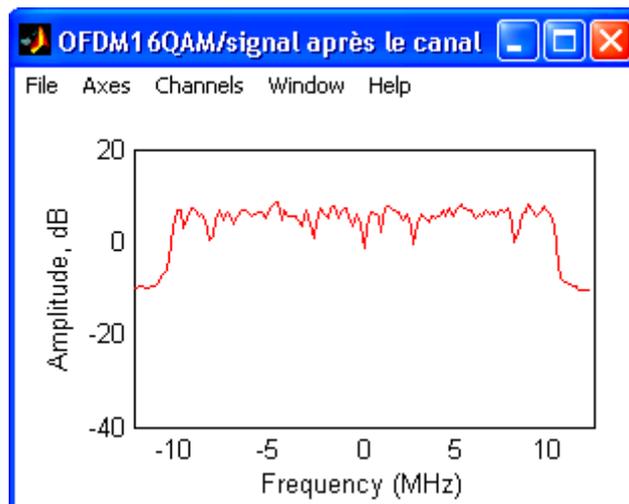


Figure 3.14 : spectre du signal OFDM après le canal (SNR = 20 dB).

Pour les valeurs du SNR = 30, 40 et 60 dB, les points de constellation se confondent de plus en plus avec les points de la constellation du signal original et l'erreur également diminue avec l'augmentation du SNR (voir annexe A).

## 2) Effet de variation de la fréquence Doppler

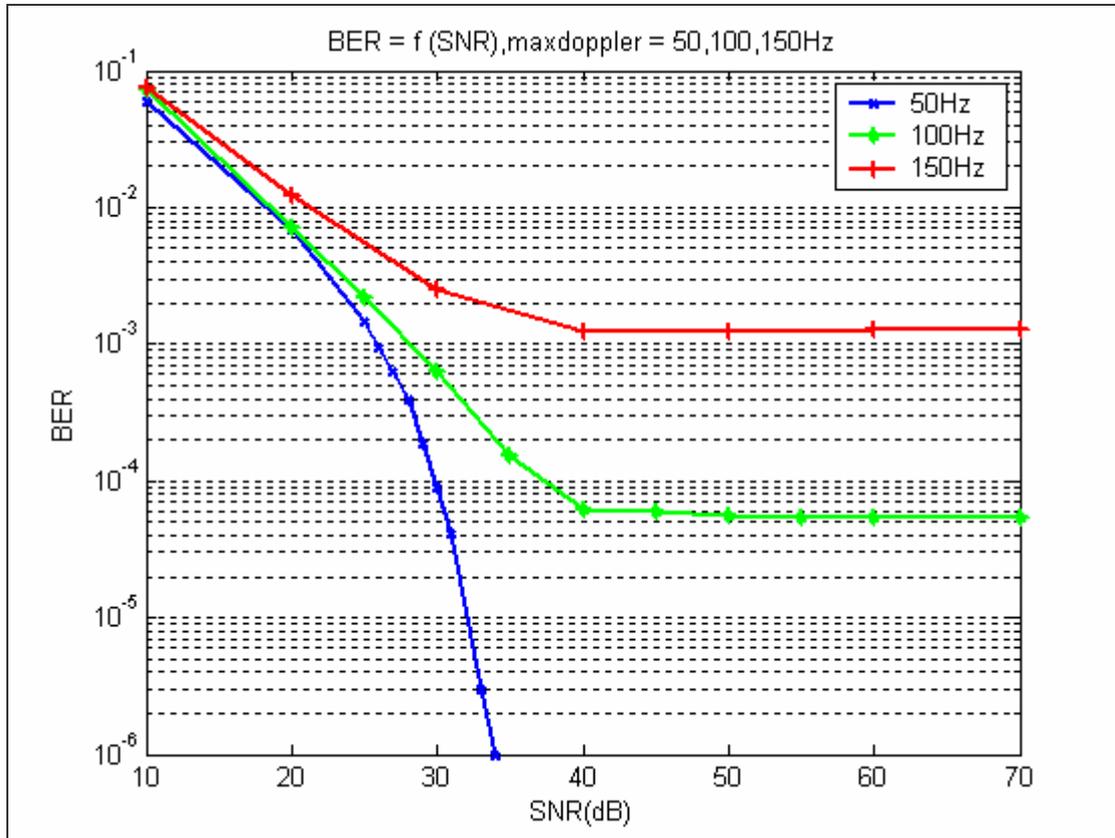


Figure 3.15 : variation du BER en fonction du SNR (flat fading).

La figure 3.15 montre bien que le taux d'erreur binaire (BER) diminue avec l'augmentation du rapport signal sur bruit (SNR). D'autre part, le BER augmente au fur et à mesure que l'effet Doppler devient important ceci explique l'effet du décalage fréquentiel sur le signal reçu.

## 3) L'effet de l'évanouissement

Les points de la constellation du signal émis restent inchangés (voir figure 3.10). A la réception, le signal subit une distorsion plus importante que celle apportée par l'évanouissement plat.

Le signal non égalisé est fortement distordu à cause de la nature dispersive de l'évanouissement apporté par le canal (canal sélectif en fréquence), après l'égalisation les nuages des points de la constellation se positionnent dans l'ordre mais avec des interférences

entre les régions de décision. L'erreur donc est relativement grande par rapport au cas de l'évanouissement plat (figure 3.16).

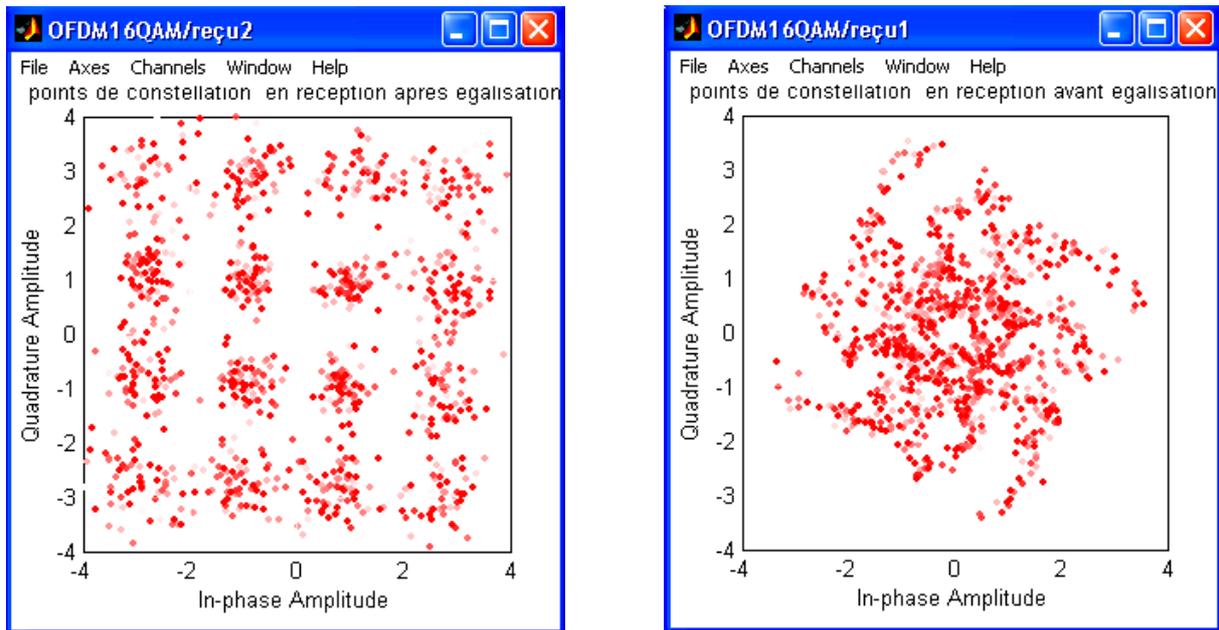


Figure 3.16 : points de la constellation du signal reçu après et avant l'égalisation (SNR = 15 dB).

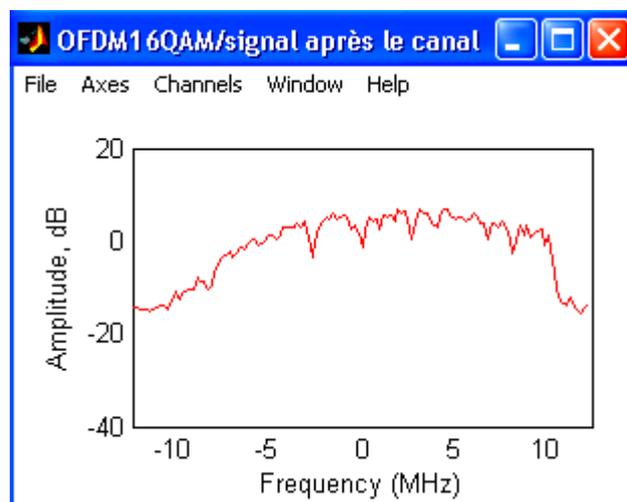


Figure 3.17 : spectre du signal OFDM après le canal (SNR = 15 dB).

Le spectre du signal OFDM reçu est fortement distordu, le canal a apporté des différentes atténuations au signal.

Avec l'augmentation du SNR (30,40 et 60dB), les points de la constellation convergent vers les points de la constellation du signal émis (Voir annexe A).

Pour un évanouissement dispersif, c'est-à-dire canal sélectif en fréquence le taux d'erreur devient de plus en plus grand par rapport au cas de l'évanouissement plat et La différence entre les BER commence à être grande à partir du SNR=20 dB (figure 3.18 et 3.19).

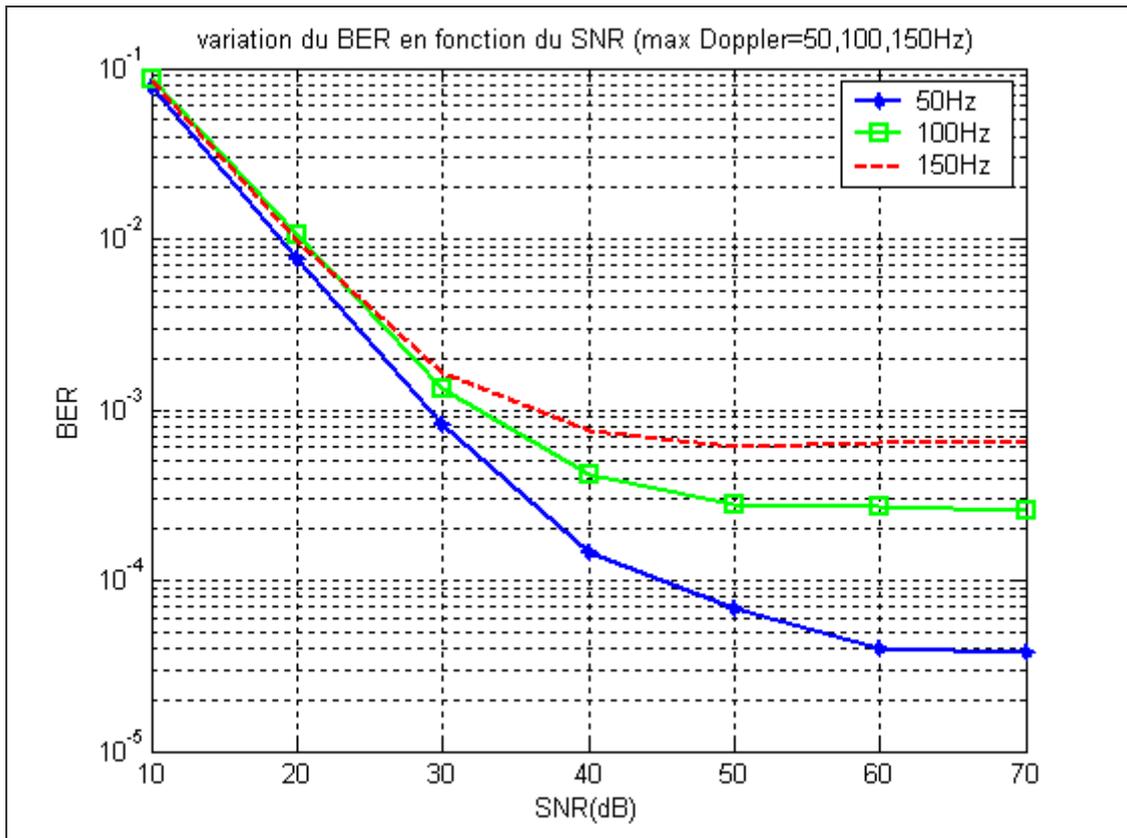


Figure 3.18 : variation du BER en fonction du SNR (dispersive fading).

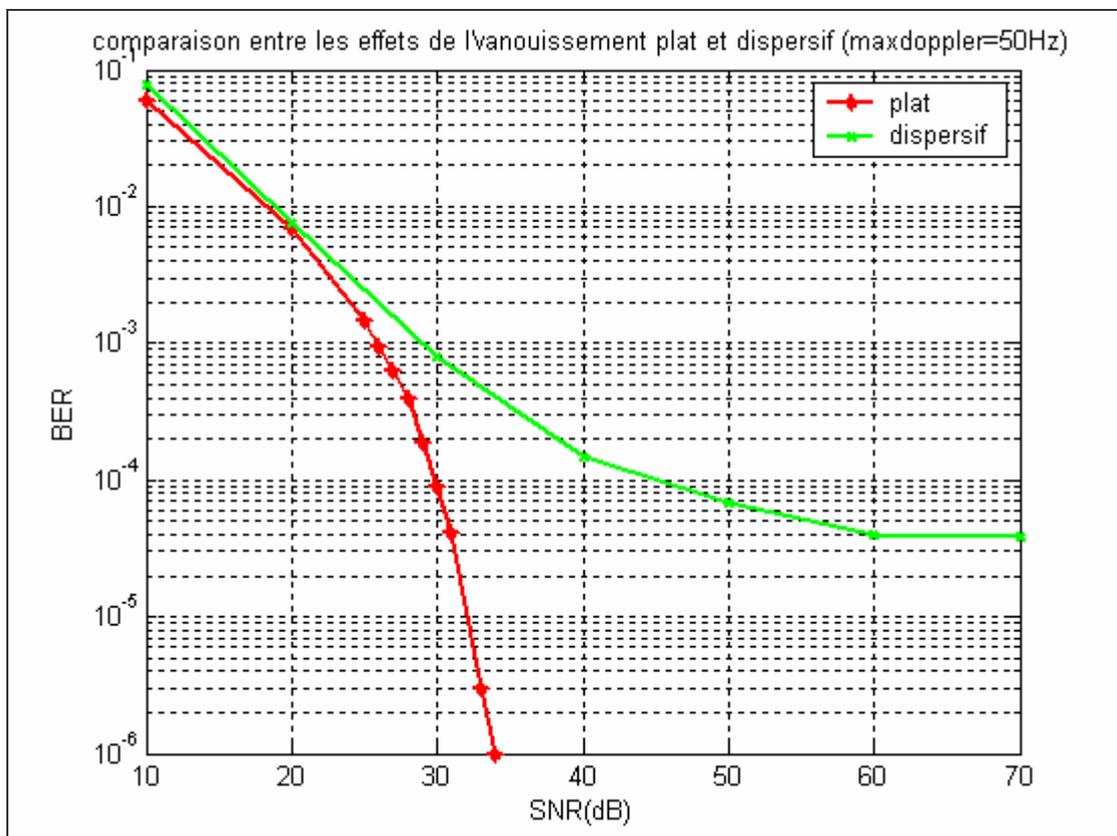


Figure 3.19 : comparaison entre le BER de l'évanouissement dispersif et plat.

### 3.3.2 Système OFDM avec modulation 64-QAM

Le but de cette partie est comparer les performances du système OFDM 64-QAM avec celles du système OFDM 16-QAM :

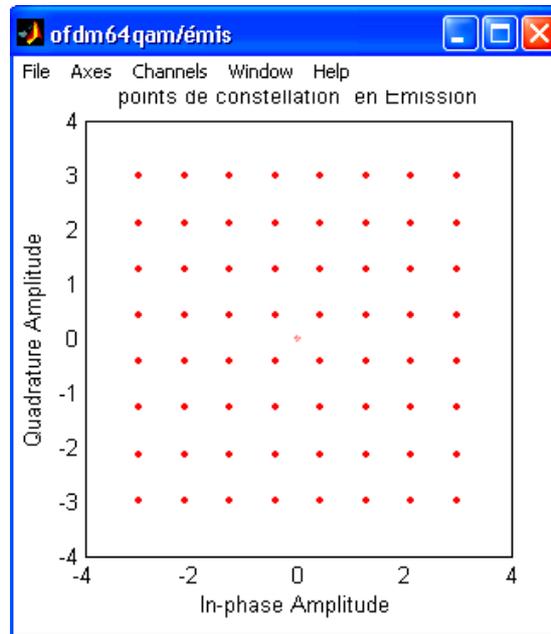


Figure 3.20 : points de la constellation du signal émis (64-QAM).

**SNR = 20 dB, évanouissement plat, max Doppler = 200 Hz**

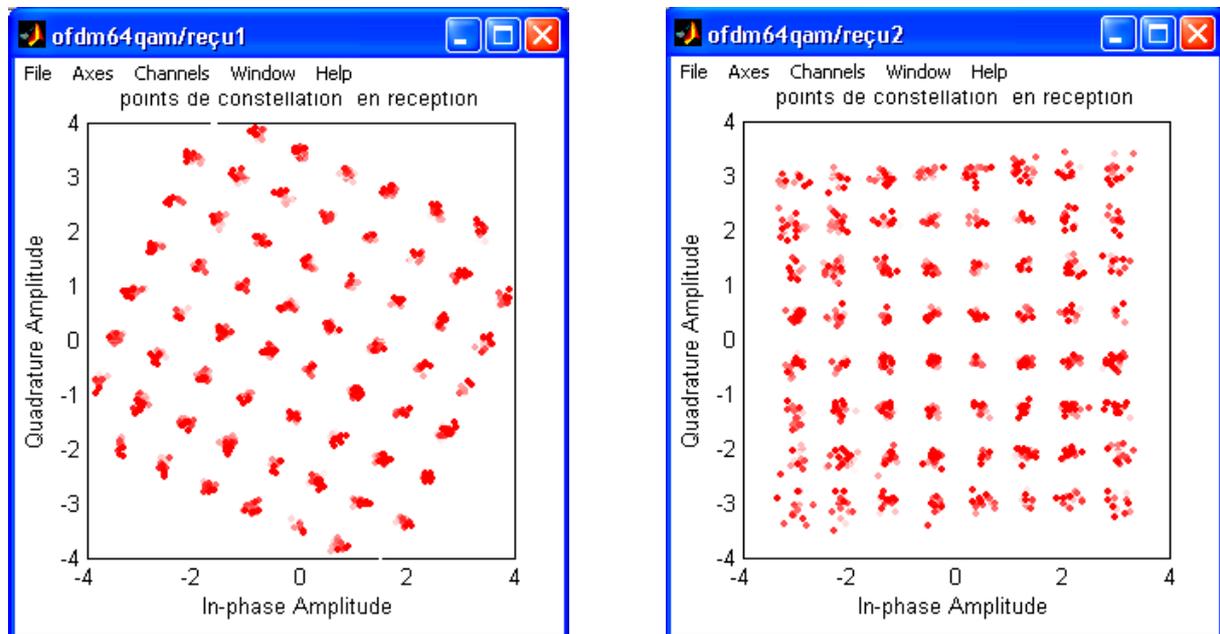


Figure 3.21 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 20 dB).

En comparant les figures 3.13 et 3.21, on constate que les nuages des points de la constellation de la 16QAM sont presque confondus avec la constellation du signal original ;

alors que pour la 64QAM il y a des interférences et par conséquent l'erreur sera plus grande. Les autres constellations sont représentées dans l'annexe B.

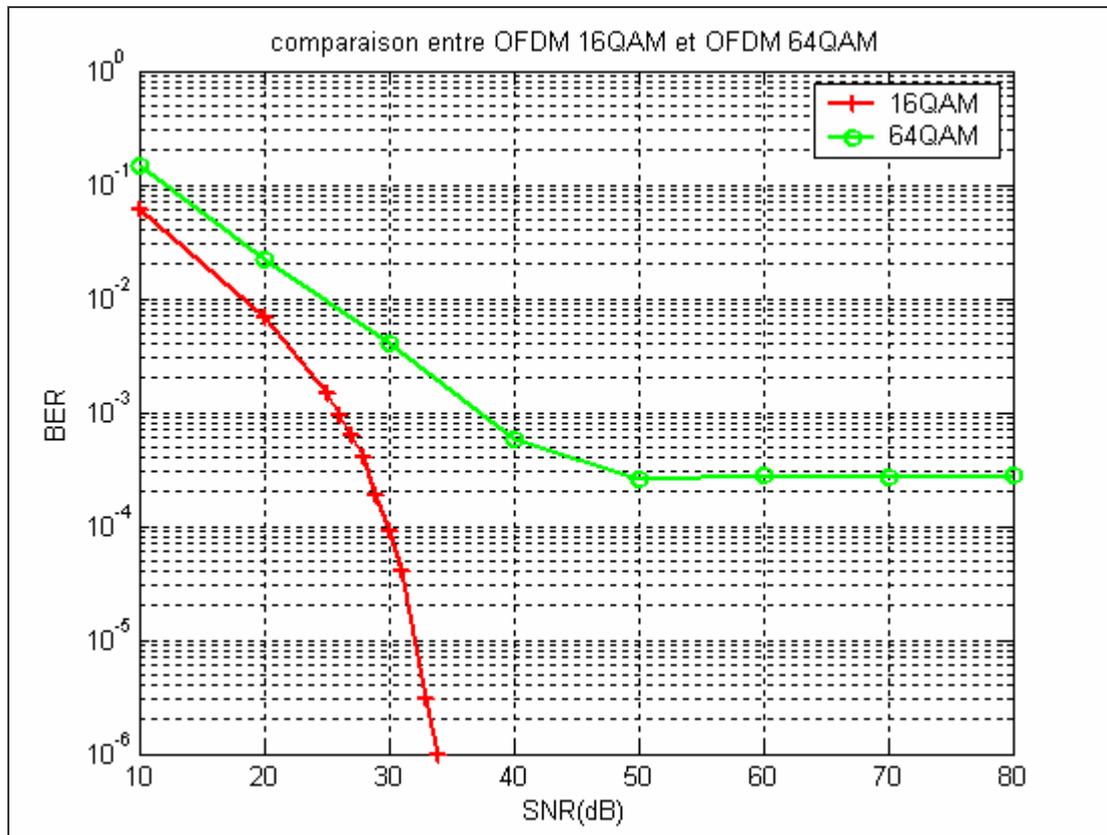


Figure 3.22 : comparaison entre OFDM-16QAM et OFDM-64QAM (max Doppler = 50Hz). Les figures 3.22 et B.7 (voir annexe B) vérifient bien que le taux d'erreur binaire pour une modulation 64QAM est plus grand que celui du modulation 16QAM. Ceci peut être expliqué par la différence entre les distances entre les symboles (dans la 16-QAM est très grande).

### 3.4 conclusion

On a constaté que le rapport signal sur bruit (SNR), le type de modulation utilisée et le décalage fréquentiel par effet Doppler sont des paramètres de grande influence sur la qualité du signal reçu :

- SNR élevé implique un taux d'erreur binaire faible, donc une meilleure qualité de réception. Ceci peut être réalisé par amplification du signal émis.
- Effet Doppler important donne un taux d'erreur élevé et donc une mauvaise réception.
- Le type de modulation est un facteur important qui doit être pris en considération, on a constaté que la 16-QAM offre plus de protection de l'information par rapport à la 64-QAM ; ceci est dû à l'identification difficile des symboles dans la 64-QAM (symboles très rapprochés). Par ailleurs, on peut constater qu'un système utilisant la modulation 16-QAM véhicule moins de débit par rapport à celui utilisant la 64-QAM. Cette situation a

contribué à l'émergence de la modulation adaptative. Cette modulation permet l'utilisation des modulations de taille faible pour un débit faible et une haute protection du signal, et des modulations de taille grande pour un débit élevé et une basse protection du signal.

## CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude d'un système de transmission basé sur la technique OFDM dans un canal radio mobile. Nous avons commencé par l'étude et caractérisation du canal radio mobile. Les effets de ce type de canal sur le signal transmis sont:

- La sélectivité en fréquence qui cause l'interférence entre les symboles successifs émis. Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement du retard causé par le canal.
- La sélectivité en temps, qui a pour origine les mouvements relatifs du récepteur ou de l'émetteur, est caractérisée par le temps de cohérence du canal.

Nous avons présenté également la technique OFDM permettant de traiter la sélectivité, due au canal multi-trajets, en augmentant la durée du symbole par rapport au retard. L'ajout du préfixe cyclique permet d'éliminer totalement le résidu des interférences inter symboles. Nous avons réalisé des modèles de simulation par le simulink Matlab afin d'évaluer les performances du système OFDM. Les résultats obtenus sont :

- SNR élevé implique un taux d'erreur binaire faible, donc une meilleure qualité de réception.
- L'effet Doppler a une grande influence sur la qualité du signal reçu, une augmentation de 50 Hz ( $BER = 10^{-7}$ ) à 150 Hz ( $BER = 10^{-4}$ ) entraîne une augmentation de taux d'erreur par un facteur de  $10^3$ .
- Le type de la modulation influe également sur les performances du système. Une modulation de taille faible offre une meilleure protection du signal transmis par rapport une modulation de grande taille. Mais, ceci sera au détriment du débit.

La flexibilité de notre modèle nous permet également :

- d'évaluer l'effet de variation des autres paramètres du système : la longueur de l'intervalle de garde, le nombre des sous porteuses utilisées ...etc.
- d'introduire un bloc faisant le choix de la modulation la plus appropriée c'est-à-dire une modulation adaptative.
- d'améliorer le modèle de simulation en introduisant des nouveaux blocs permettant d'assurer une meilleure synchronisation.
- le Passage du modèle simulink vers un programme VHDL, donc une implémentation sur un circuit FPGA.

## Bibliographie:

- [1] K. Fazel, S. Kaiser: «*Multi-carrier and spread spectrum systems*», WILEY 2003.
- [2] E.P. Lawrey: «*Adaptive techniques for multiuser OFDM*» thèse doctorat, James Cook University, Décembre 2001.
- [3] J. Duplicy : «*Etude d'un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint* » Travail de fin d'études cycle ingénieur, Université catholique de Louvain, Juin 2003.
- [4] A. Intini: «*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks. Standard IEEE 802.11a*» University of California, Décembre 2000.
- [5] H. Schulze, C. Lüders : «*Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications*», WILEY 2005.
- [6] O. Florens : «*Augmentation du débit des liaisons radio hautes fréquences* » thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Janvier 2005.
- [7] H. Rohling, R. Grünheid, D. Galda: «*OFDM a Good Candidate for the 4<sup>th</sup> Generation Mobile Communications* »
- [8] M. Debbah «*Introduction aux principes de l'OFDM* », Mobile Communications Group Institut Eurecom, Nice, 2003
- [9] F. Kristensen, P. Nilsson, A. Olsson: «*Flexible baseband transmitter for OFDM*».

# Annexe A

## Simulation OFDM 16-QAM

### 1. Evanouissement plat :

SNR = 30 dB :

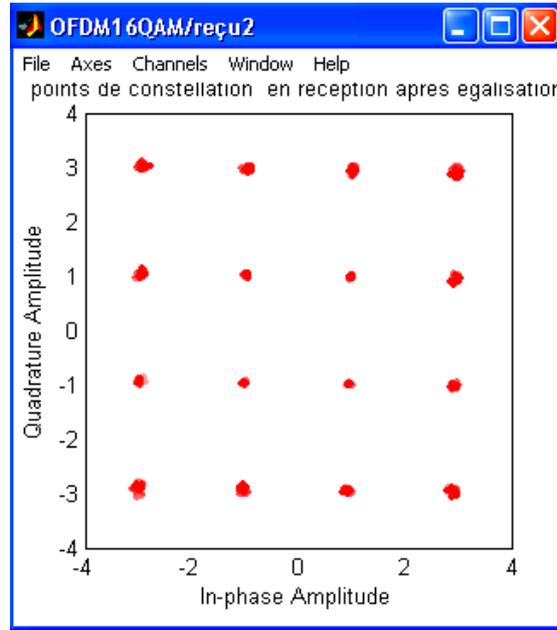


Figure A.1 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 30 dB).

SNR = 40 dB :

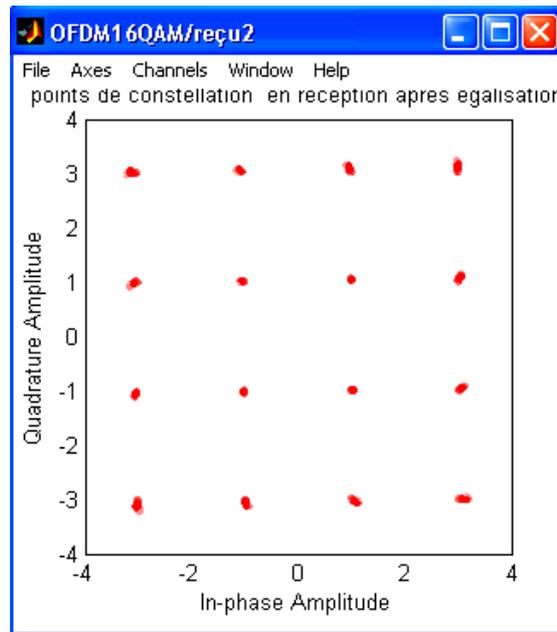


Figure A.2 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 40 dB).

SNR = 60 dB :

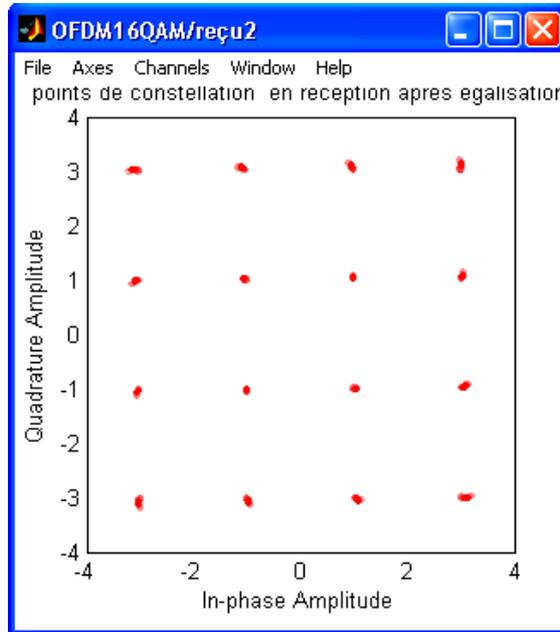


Figure A.4 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 60 dB).

## 2.Evanouissement dispersif :

SNR = 30 dB :

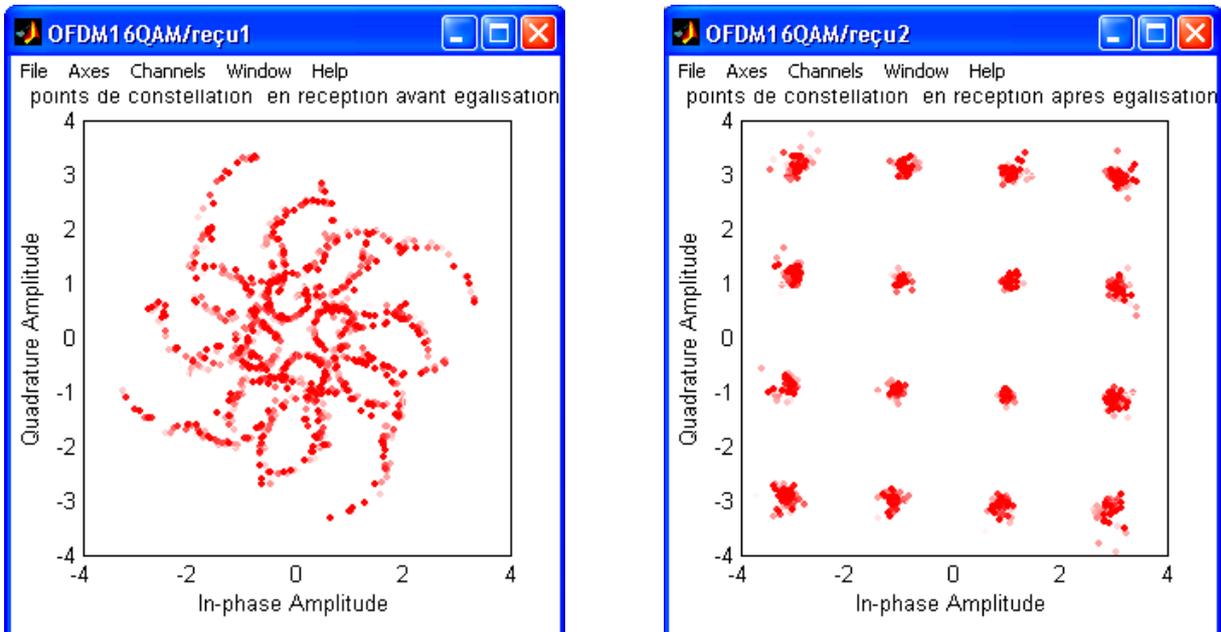


Figure A.5 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 30 dB).

SNR = 40 dB :

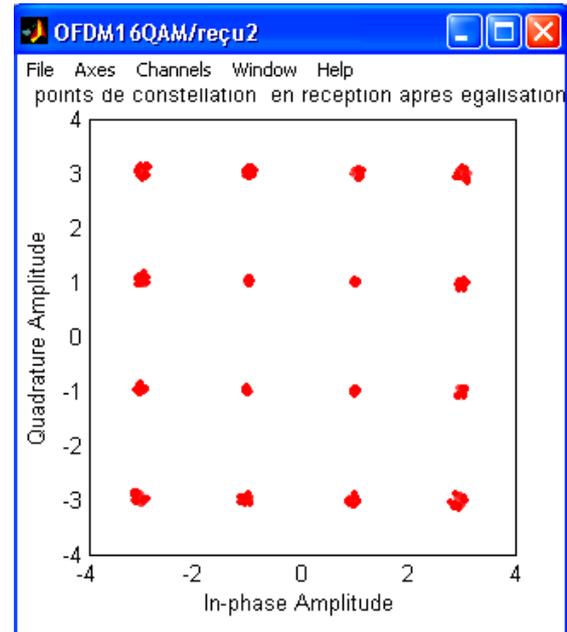
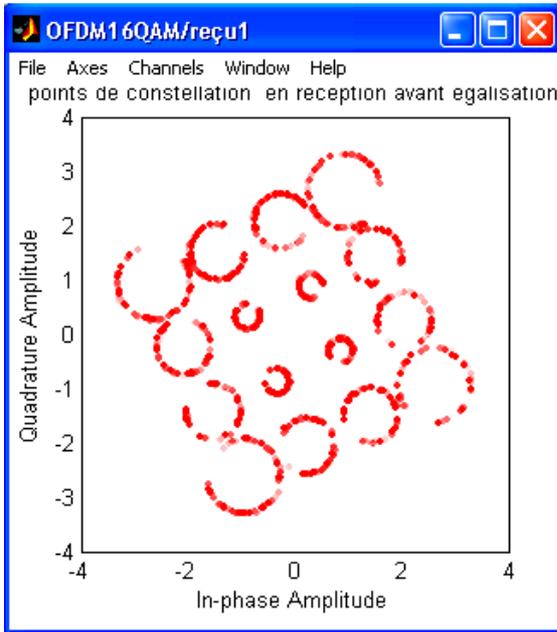


Figure A.6 : points de constellation du signal avant et après égalisation (SNR = 40 dB).

SNR = 60 dB :

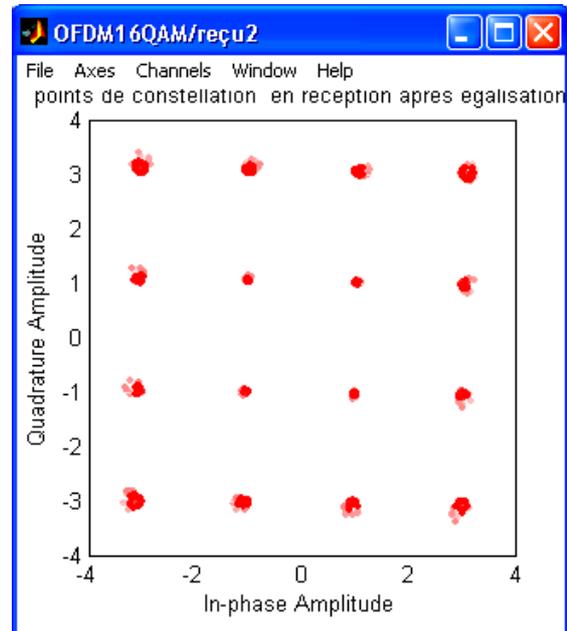
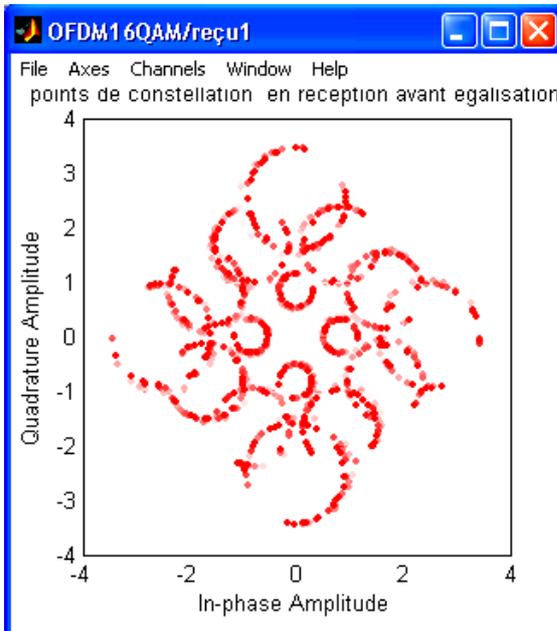


Figure A.7 : points de constellation du signal avant et après égalisation (SNR = 60 dB).

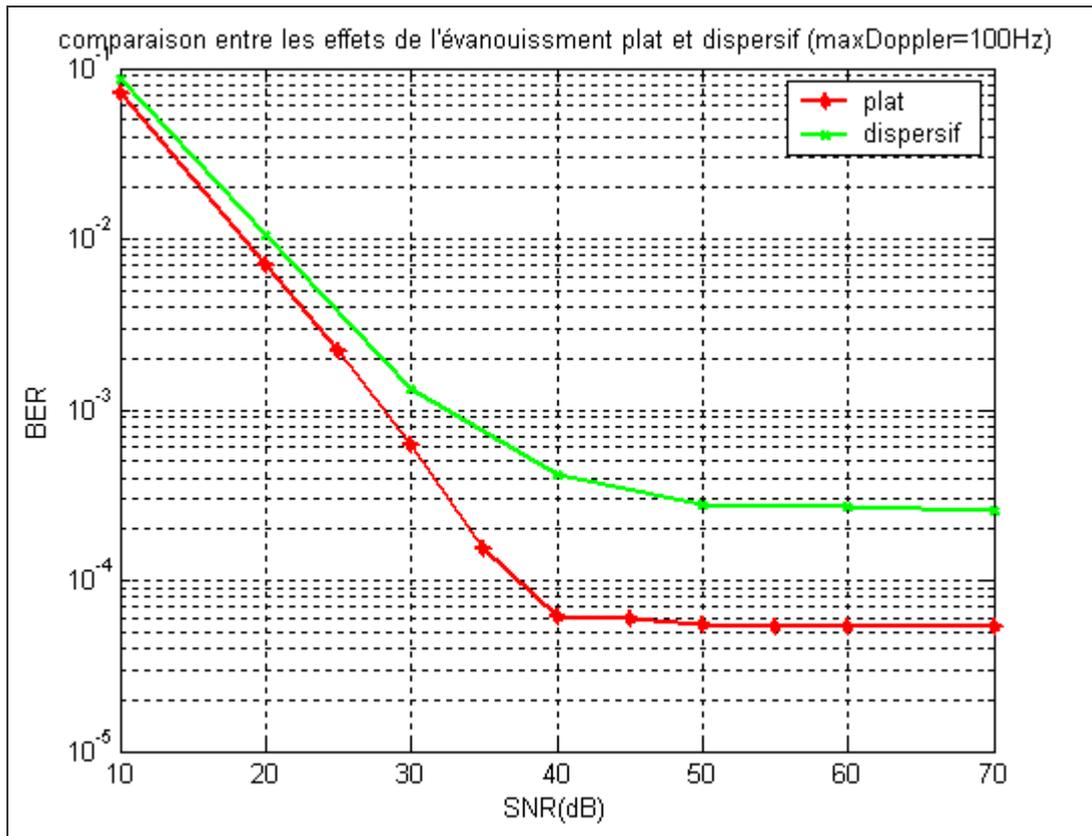


Figure A.8 : comparaison entre les BER de l'évanouissement plat et dispersif.

## Annexe B

### Simulation OFDM 64-QAM

#### 1. Evanouissement plat :

SNR = 30 dB :

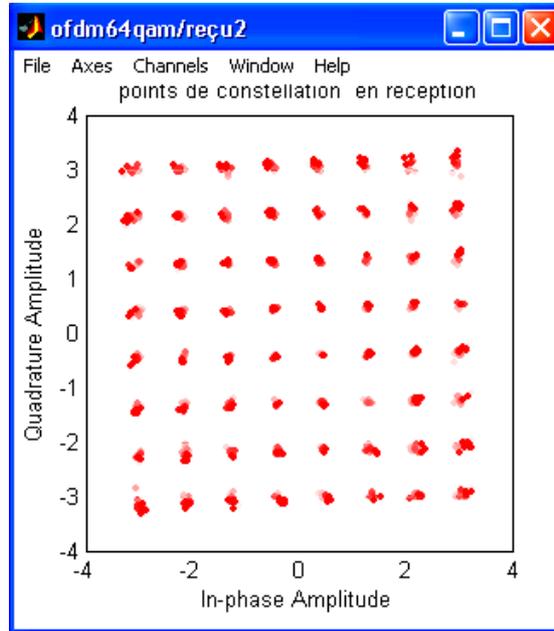


Figure B.1 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 30 dB).

SNR = 40 dB :

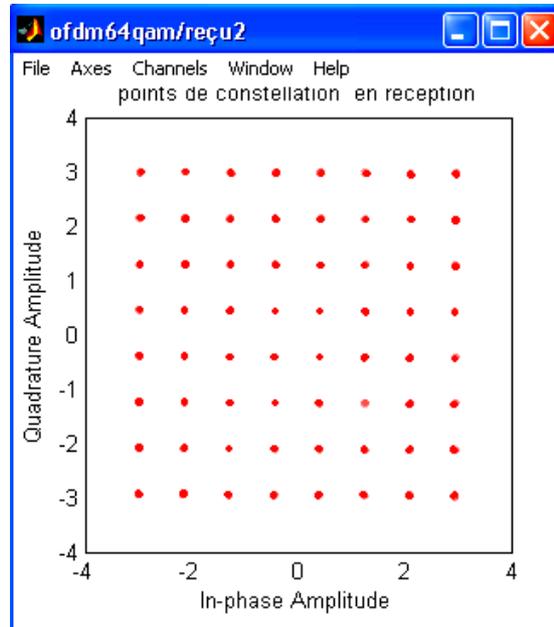


Figure B.2 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 40 dB).

SNR = 60 dB :

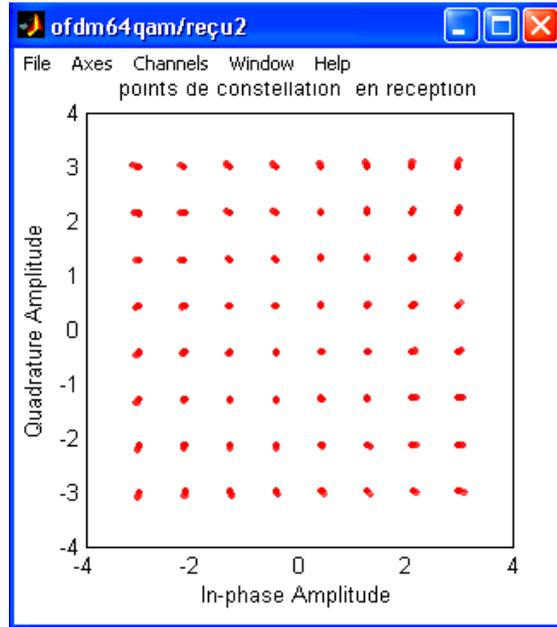


Figure B.3 : points de constellation du signal après égalisation (SNR = 60 dB).

## 2.Evanouissement dispersif :

SNR = 20 dB :

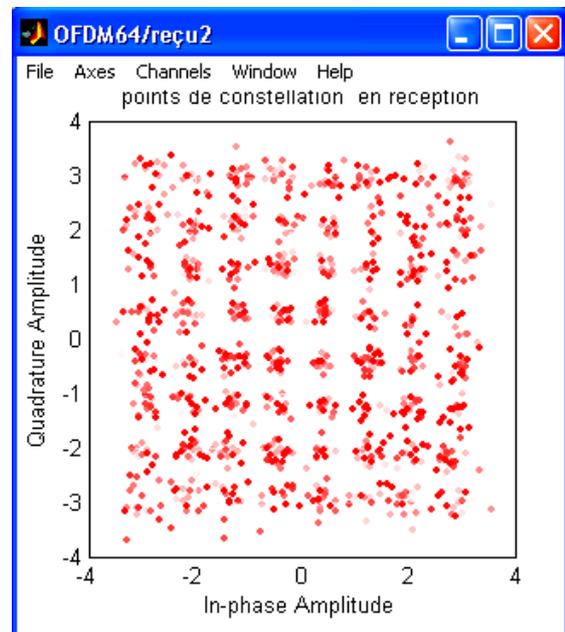
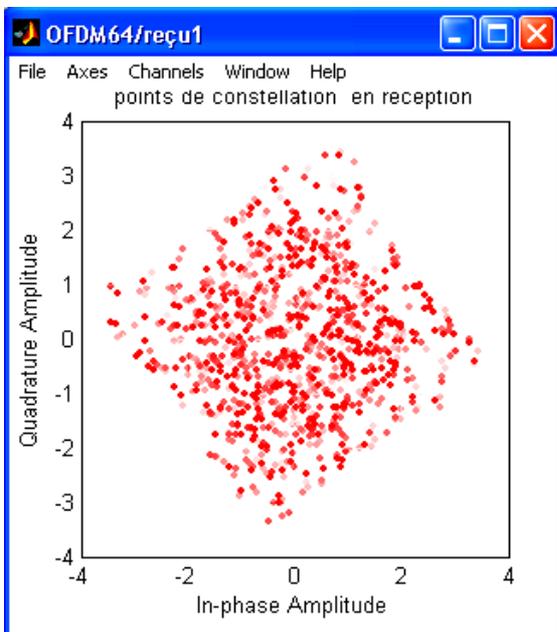


Figure B.4 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 20 dB).

SNR = 30 dB :

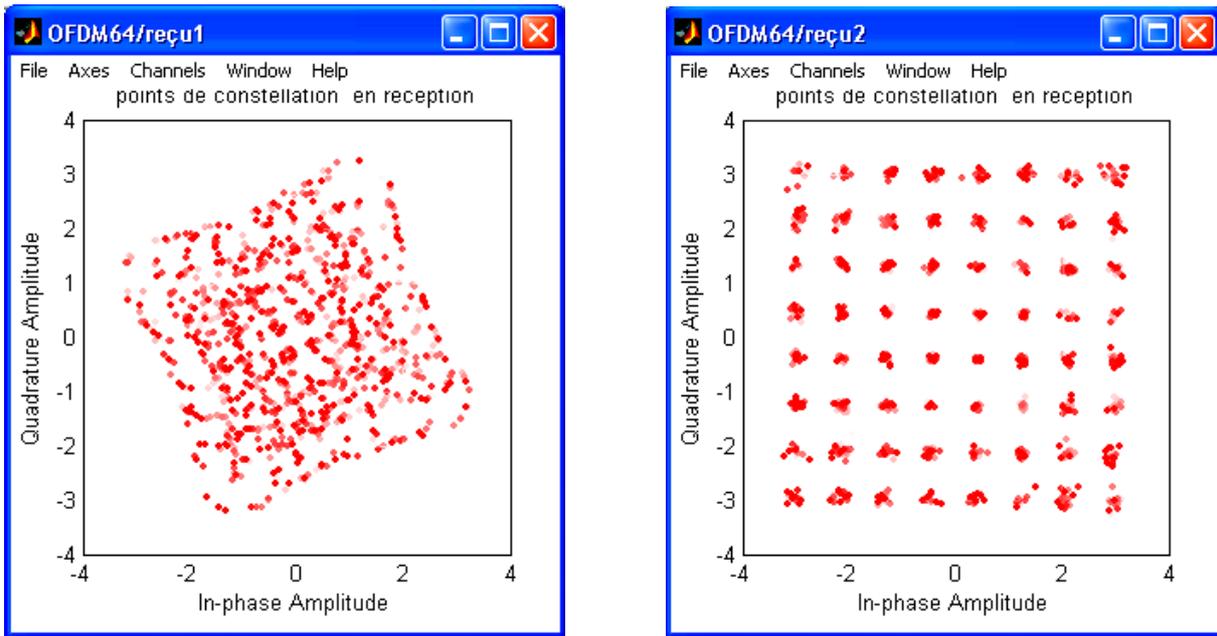


Figure B.5 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 30 dB).

SNR = 60 dB :

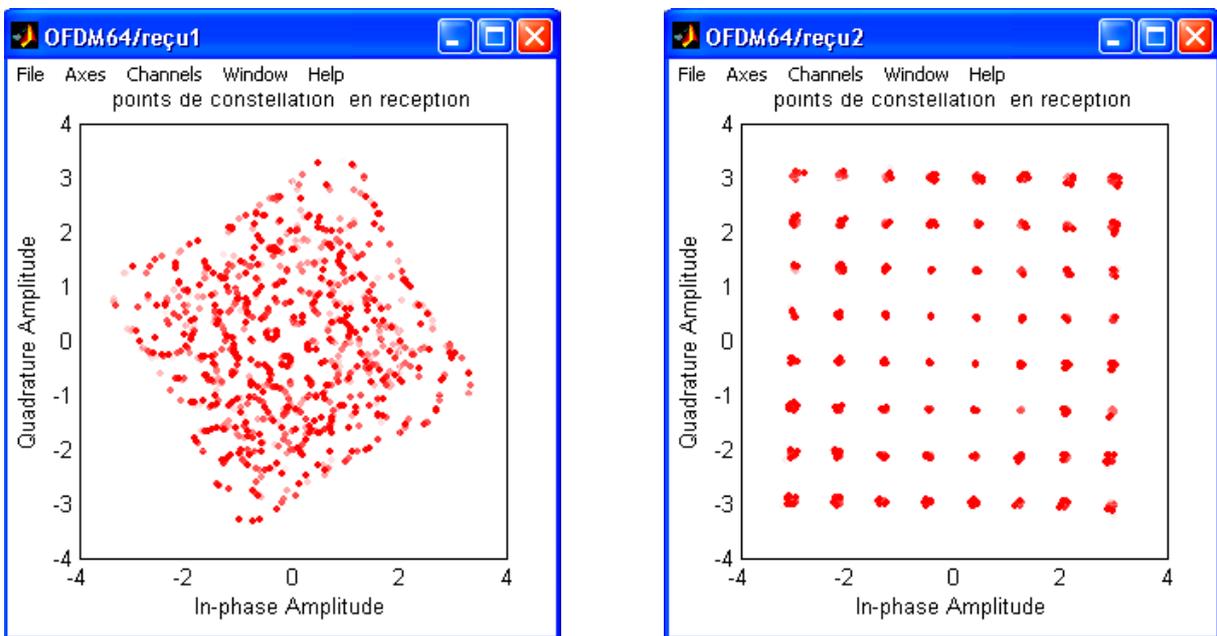


Figure B.6 : points de constellation du signal reçu avant et après l'égalisation (SNR = 60 dB).

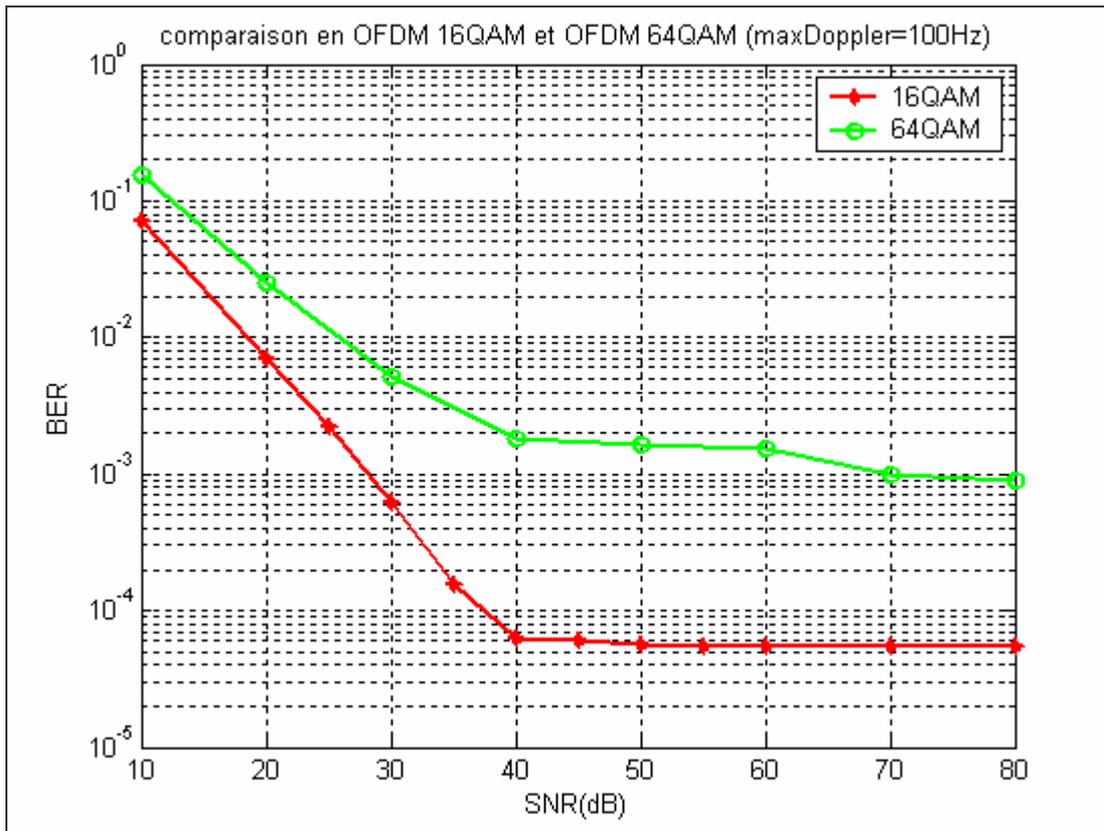


Figure B.7 : comparaison entre OFDM-64QAM et OFDM-16QAM (max Doppler = 100Hz).