

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE



MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : MICROONDES

Thème

Etude de performances des modulations multi porteuses OFDM dans un canal radio mobile

Présenté par :

SOLTANI Samira

Encadré par :

CHIKOUCHE Djamal

HAMZA Abdelkrim

N°d'ordre :

Promotion : JUIN 2012

ملخص

في هذا العمل سوف نتطرق إلى مشكلة التنبؤ بحالة القناة بهدف التقليل من التداخل بين القنوات في اتصال لاسلكي وهذه المرحلة تشكل حلقة أساسية في سلسلة الانتقال والتحسين لها ويضمن تحقيق مستوى معين من الأداء.

حاليا، تستند إلى حلول أكثر وأكثر على خطط نقل متعددة الناقل بسبب قوتها ممتازة وجها لوجه على قناة متعددة. من بين هذه الحلول، تعديل OFDM الذي يطرح نفسه كمرجع تعديل.

و الهدف من رسالة ماستر هذه يركز على تحسين أداء تعديل OFDM على قناة راديو النقال.

الكلمات الرئيسية : قناة إرسال، متعددة النواقل ، قناة المتعددة ، تعديل OFDM ، قناة راديو النقال

Résumé

L'étape de la modulation est un maillon essentiel dans une chaîne de transmission et son optimisation permet de garantir un certain degré de performance.

Actuellement, de plus en plus des solutions sont basées sur des schémas de transmission multi-porteuse à cause de leur excellente robustesse vis-à-vis des canaux multi trajets. Parmi ces solutions, la modulation OFDM se pose comme une modulation de référence.

L'objectif de ce travail de master consiste à évaluer les performances de la modulation OFDM sur un canal radio mobile

Mots clés : Chaîne de Transmission, Transmission Multi-porteuse, Modulation OFDM, Canal Radio Mobile

Abstract

The phase of the modulation is an essential link in a chain of transmission and its optimization makes it possible to guarantee a certain degree of performance.

Currently, more and more of the solutions are based on multi-carrier transmission schemes because of their excellent robustness vis-à-vis the multipath channel. Among these solutions, modulation OFDM is posed like a modulation of reference.

The objective of this work of master consists in evaluating the performances of modulation OFDM on a mobile radio channel.

Keywords: Chain of Transmission, Multi-carrier Transmission, Modulation OFDM, Mobile Radio Channel

Remerciements

Tout d'abord je remercie le bon dieu, le clément de m'avoir donné la foi et le courage de terminer ce projet.

Je remercie grandement Mr CHIKOUCHE Djamel Professeur à l'université de M'sila pour avoir accepté d'être l'encadreur de ce mémoire, pour sa rigueur scientifique, pour son esprit d'ouverture, pour son humanité, pour son excellent encadrement académique et scientifique et ses conseils qui m'ont fourni une grande motivation à accomplir ce travail. Il a été vraiment le formateur dont j'avais besoin.

Je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à Mr HAMZA Abdelkrim maître de conférences classe A à USTHB, pour avoir accepté d'être Co-encadreur de ce mémoire, pour son aide, pour son soutien, son précieux temps qu'il a sacrifié pour répondre à mes questions, ses remarques et ses conseils pendant toute la durée de ce mémoire.

J'adresse mes remerciements les plus sincères à Monsieur le président du jury, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Je remercie également les membres du jury, pour leur présence à ma soutenance. Je vous suis reconnaissant du temps que vous avez consacré à lire en détail mon travail et vos précieux conseils qui m'ont permis d'améliorer ce document.

Je remercie également Mr N. CHETIH et Mr S. MEDJDOUB pour leur aide et ses conseils ainsi leur soutien moral durant ce travail.

Je souhaite exprimer aussi ma profonde reconnaissance aux membres du département d'électronique de l'université de M'Sila, et notamment le chef du département Mr BOUCHLEGHEM Ahmed.

Finalement, Je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la concrétisation de ce travail.

Dédicaces

*À ma mère et mon père pour leur amour et leur
dévouement inaltérable*

*À mes sœur et mes frère pour leur aide et
leur soutien perpétuel*

*À ma famille , mes amis et tous mes
proches sans exception*

*... je dédie ce modeste
travail.*

SOLTANI SAMIRA

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	i
DEDICACE	ii
SOMMAIRE	iii
ACRONYMES	vii
SYMBOLES ET NOTATIONS	ix
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES TABLEAUX	xv
INTRODUCTION GENERALE.....	1

CHAPITRE 1 :DESCRIPTION DU CANAL RADIO MOBILE

I. INTRODUCTION	5
I.2. PRINCIPE DE MODULATION	5
I.2.1. Codage Canal	5
I.2.2. Codage Binaire	6
I.2.3. Mise en Forme et Filtrage	6
I.2.4. Transposition de Fréquence	7
I.2.5. Amplification	7
I.2.6. Réception et Démodulation	8
I.2.7. Filtre de Réception et Echantillonnage	8
I.2.8. Seuil de Décision et Décodage Canal	8
I.3. CARACTERISTIQUES DU CANAL	8
I.3.1 Propagation radio mobile	9
I.3.2 Evanouissement	10
Evanouissement à long terme	10
Evanouissement à court terme	10
I.3. 3 L'étalement temporel	11
I.3.4 Effet Doppler	12
I.4. MODELES DES CANAUX DE COMMUNICATIONS	12
I.4.1 Canal Invariant à Bruit Additif	13
I.4.2 Distribution de Rayleigh	14

I.4.3 Canal Ricean.....	15
I.5 CRITERES DE COMPARAISON DES PERFORMANCES	15
I.5 .1 Taux d’Erreur Binaire TEB (BER : Bit Error Rate).....	16
I.6. CONCLUSION.....	17

CHAPITREII : PRINCIPE DE BASE DE LA MODULATION MULTIPORTEUSE OFDM

II.1. INTRODUCTION	19
II.2. MODULATIONS MULTIPORTEUSES	20
II.3. NOTION D’ORTHOGONALITE	21
II.3.1. Rappel mathématique	21
II.3.2. Application au procédé OFDM : L’orthogonalité temporelle.....	22
II.3.3. Application au procédé OFDM : Orthogonalité fréquentielle.....	23
II.4. PRINCIPE DE L’OFDM	24
II.4.1. Modulation de l’OFDM.....	24
II.4.2. Démodulation OFDM.....	25
II.4.3. Implémentation numérique du modulateur OFDM	26
II.4.4. Implémentation numérique du démodulateur OFDM	27
II.5. CONCLUSION	28

CHAPITREIII : MODULATIONS OFDM AMELIOREES

III.1. INTRODUCTION	30
III.2. MULTI-TRAJETS.....	31
III.3. L’OFDM AVEC INTERVALLE DE GARDE	32
III.4. SYSTEME OFDM AVEC PREFIXE CYCLIQUE (CP-OFDM)	35
III.4.1. Conversation des données série parallèles	35
III.4.2. Modulation	36
III.4.3. Choix de la Modulation	38
III.4.4. Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel	39
III.4.5. Préfixe cyclique	39
III.4.6. Transposition	40
III.4.5. Conversion DAC et ADC	40

III.5. MODELE MATHEMATIQUE D'UN SYSTEME CP-OFDM	41
III.6. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU SYSTEME OFDM	43
Les avantages	43
Les inconvénients	43
III.7. CONCLUSION	

CHAPITRE IV : SIMULATION DU SYSTEME OFDM ET ETUDE DE PERFORMANCE

IV.1 INTRODUCTION	46
IV.2 SIMULATION DU SYSTEME OFDM EN BANDE DE BASE	47
IV.2.1. DESCRIPTION DE LA SIMULATION SUR SIMULINK.....	47
IV.2.1.1.Emission	49
IV.2.1.2. Canal de transmission	51
IV.2.1.3. Réception	52
IV.2.1.4. Visualisation des signaux et calcul du taux d'erreur binaire	53
IV.2.2. DISCUSSION DES RESULTATS.....	54
IV.2.2.1. Fonctionnement du simulateur	54
IV.2.2.2.Fonctionnement d'un système OFDM dans les conditions idéales	54
IV.2.2.3. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation BPSK	58
IV.2.2.4. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 4QAM.....	60
IV.2.2.5. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 16QAM ...	63
IV.2.2.6. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 64QAM...	66
IV.2.2.7. L'effet de la taille M de la modulation numérique	68
IV.3 SIMULATION DU SYSTEME OFDM DANS UN CANAL RADIO-MOBILE	70
IV.3.1. DESCRIPTION DU PROGRAMME REALISE	70
IV.3.2. DISCUSSION DES RESULTATS.....	73
IV.3.2.1. Comparaison entre les différents signaux des modulations OFDM et CP-OFDM dans un canal Multitrajet	73
IV.3.2.2. Comparaison entre les différents types des canaux	79
IV.3.2.3. Comparaison entre les différents types de modulation	80
IV.3.2.4. Influence du bruit sur la constellation dans un canal multitrajet	82

IV.3.2.5.L'effet de préfixe cyclique (CP)	89
IV.3.2.6. L'effet du nombre de sous-porteuses de la FFT	91
IV.4 CONCLUSION	94
CONCLUSION GENERALE	95
ANNEXE	97
BIBLIOGRAPHIE	100

ACRONYMES

3G	3 ^{ème} Génération de téléphone mobile
4G	4 ^{ème} Génération de téléphone mobile
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Taux d'erreur binaire (Bit error rate)
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP-OFDM	OFDM avec Préfixe Cyclique
DAB	Radiodiffusion numérique (Digital Audio Broadcasting)
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
Eb/No	Rapport énergie par bit sur densité spectrale de bruit (Bit energy-to-noise density ratio)
FDM	Multiplex à division de fréquences (Frequency-Division Multiplexing)
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)
HF	High Frequency
HIPERLAN	High Performance Local Area Network
ICI	Interférence inter porteuses (Inter Carrier Interference)
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IFFT	Transformée de Fourier rapide inverse (Inverse Fast Fourier Transform)

IG	Intervalle de Garde
ISI	Interférence inter symbole (Inter Symbol Interference)
LOS	Visibilité direct (Line-Of-Sight)
MBPS	Mega bit parseconde (Megabit per second)
MIMO	Multi Input Multi Output
MPSK	Modulation par déplacement de phase à M états (M array Phase Shift Keying)
NLOS	Visibilité direct non direct (No Line-Of-Sight)
NRZ	No Return to Zero
OFDM	Multiplexage par division de fréquences orthogonales (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
OFDM-OQAM	Orthogonal Frequency Division Multiplex(ing)-Offset Quadrature Amplitude Modulation
P / S	Parallèle/ Série
PSD	Densité spectrale de puissance (Power Spectral Density)
QPSK	Modulation par déplacement de phase à quatre états (Quaternary Phase-Shift Keying)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Fréquence radio (Radio Frequency)
S / P	Série /Parallèle
SNR	Rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio)
WLAN	Réseau local sans fil (Wireless Local Area Network)
WiFi	Wireless Fidelity
Wimax	Worldwide interoperability for microwave access

Symboles et Notations



M	nombre de porteuses d'un système multi porteuse
N	Facteur de décimation/expansion
F_0	Espace entre deux porteuses successive
T_0	Temps symbole complexe
$\vec{X}_m$	Vecteur d'entre au bloc IFFT en OFDM
$\vec{x}_m$	Vecteur de sortie du bloc IFFT en OFDM
$\vec{h}_m$	La réponse impulsionnelle du canal en OFDM
$\vec{w}_m$	vecteur du bruit blanc additif Gaussien en OFDM
$\vec{y}_m$	vecteur de réception en OFDM
$\vec{Y}_m$	vecteur de sortie du bloc FFT en OFDM
$I_{m,k}$	Composante de l'ICI dans le signal reçu en OFDM
N_p	Nombre de sous-porteuse pilote
$X_{m,p}$	Matrice des sous-porteuses pilotes
$H_{m,p}$	Partie réelle d'un nombre complexe
$I_{m,p}$	Fonction cosinus hyperbolique
$Y_{m,p}$	Fonction sinus hyperbolique
$X_{m,p}^H$	Fonction tangente hyperbolique
$C_{m,n}$	Symbole complexes émis sur la porteuse m à l'instant n
$\hat{C}_{m,n}$	Symbole complexes reçus sur la porteuse m à l'instant n
D	Paramètre de délai
$h(t)$	Fonction continue de mise en forme de la base de modulation
$\hat{h}(t)$	Fonction continue de mise en forme de la base de démodulation
$h_{m,n}(t)$	Fonction continue de mise en forme de la base de démodulation
$\tilde{h}_{m,n}(t)$	fonction de base continue en démodulation
$h[k]$	Version discrète de $h(t)$
$\tilde{h}[k]$	Version discrète de $\hat{h}(t)$
$h_{m,n}[k]$	Version discrète de $h_{m,n}(t)$
$\tilde{h}_{m,n}[k]$	Version discrète de $\tilde{h}_{m,n}(t)$
$h_m[k]$	Filtre d'émission sur la porteuse m
$f_m[k]$	Filtre de réception sur la porteuse m

$\dot{H}(z)$	Transformée en z de $h[k]$
$f(z)$	Transformée en z de $f(k)$
$h_m(z)$	Transformée en z de $h_m[k]$
$f_m(z)$	Transformée en z de $f_m[k]$
L_h	Longueur de $h[k]$
$C^{(i)}(k)$	Le symbole QAM ou PSK de la $i^{\text{ème}}$ sousporteuse
$\sum$	Opérateur de la somme

Liste des figures

I.1	Chaîne de transmission numérique	6
I.2	Transposition en fréquence	7
I.3	Scénario typique de propagation radio-mobile.....	9
I.4	Etalement temporel.....	11
I.5	Canal à bruit additif	13
I.6	Représentation d'une distribution gaussienne.....	13
I.7	Densités de probabilité des distributions de Rayleigh pour différentes valeurs de la variance σ^2	14
I.8	la densité de probabilité de Rayleigh et Rician pour différents valeurs de la variance σ^2	15
I.9	montre un exemple d'une courbe de performance TEB en fonction du SNR d'une modulation 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM	16
II.1	Etalement spectral des signaux transmis d'après: (a) la technique de multiplexage en fréquence (FDM), (b) la technique de multiplexage à répartition en fréquences orthogonales	20
II.2	Dualité temps-fréquence des modulations	20
II.3	Exemple d'une base orthogonale	21
II.4	Exemple d'une base orthogonale dans domaine temporel	22
II.5	Exemple d'une base orthogonale dans domaine fréquentiel	23
II.6	Schéma d'un modulateur OFDM	25
II.7	Schéma d'un démodulateur OFDM.....	26
II.8	Schéma de principe du modulateur OFDM numérique	27
II.9	Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique	28
III.1	Signaux retardés	30
III.2	Représentation d'un symbole dans un canal sélectif en fréquence ou (a) domaine temporel et (b) domaine fréquentiel	31
III.3	Illustration de l'effet de l'interférence ISI	31
III.4	Représentation d'un symbole transmis par un canal à évanouissement plat : (a) Représentation dans le domaine temporel, (b) représentation dans le domaine fréquentiel.....	32
III.5	symboles OFDM reçus en présence du temps de garde.....	33
III.6	Effets de l'intervalle de garde sur l'interférence ISI.....	34

III.7	Schéma bloc du modèle CP-OFDM	35
III.8	Constellations de modulations BPSK.....	36
III.9	Constellations des modulations M-QAM.....	37
III.10	Constellations de modulations 4QAM.....	38
III.11	Le temps de garde	40
IV.1	Schéma global de la simulation d'un système OFDM (modulation BPSK, 4QAM 16QAM et 64QAM).....	48
IV.2	Schéma bloc du générateur de la séquence binaire.....	49
IV.3	Paramètres du bloc Random integer.....	49
IV.4	Schéma bloc du modulateur numérique (BPSK, 4-QAM, 16QAM et 64-QAM).....	50
IV.5	Paramètres du bloc modulateur numérique (16-QAM).....	50
IV.6	Schéma bloc de la modulation OFDM.....	51
IV.7	Paramètres du bloc AWGN.....	51
IV.8	Schéma détaillé du bloc démodulation OFDM.....	52
IV.9	Schéma bloc du démodulateur numérique (BPSK, 4QAM, 16QAM et 64QAM).....	53
IV.10	Schéma bloc de la séquence reçue.....	53
IV.11	Schéma bloc du calcul de taux d'erreur binaire.....	53
IV.12	Signal binaire à l'entrée du système.....	54
IV.13	Signal après la modulation QAM (partie réelle).....	55
IV.14	Signal après la modulation QAM (partie imaginaire)	55
IV.15	Signal de la modulation OFDM à l'entrée du canal (partie réelle).....	55
IV.16	Signal de la modulation OFDM à l'entrée du canal (partie imaginaire)	56
IV.17	Signal à la sortie du canal (partie réelle) SNR=60	56
IV.18	Signal à la sortie du canal (partie imaginaire) SNR=60.....	56
IV.19	Signal après la démodulation QAM (partie réelle).....	57
IV.20	Signal après la démodulation QAM (partie imaginaire).....	57
IV.21	Signal à la sortie du récepteur.....	57
IV.22	Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.....	58
IV.23	Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.....	59
IV.24	Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.....	59
IV.25	Le diagramme de constellation «BPSK» à la sortie du canal AWGN pour différente valeur SNR.....	60

IV.26	Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.....	61
IV.27	Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.....	61
IV.28	Le diagramme de constellation «4QAM» avant et après le canal AWGN	62
IV.29	Le diagramme de constellation «4QAM» à la sortie du canal AWGN pour différentes valeurs du SNR.....	62
IV.30	Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN	64
IV.31	Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.....	64
IV.32	Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.....	64
IV.33	Le diagramme de constellation à la sortie du canal AWGN pour différents valeurs du SNR.....	65
IV.34	Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.....	66
IV.35	Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.....	67
IV.36	Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.....	67
IV.37	Le diagramme de constellation à la sortie du canal AWGN pour différents valeurs du SNR.....	68
IV.38	Variation du BER en fonction du SNR pour différents valeurs de la taille de modulation numérique.....	69
IV.39	Organigramme général du programme de simulation réalisé dans ce travail.....	71
IV.40	La fenêtre de dialogue principale du programme réalisé.....	72
IV.41	La fenêtre du système OFDM simulé.....	72
IV.42	La fenêtre de sortir du programme de simulation.....	73
IV.43	Les paramètres du système OFDM dans le canal Rayleigh.....	74
IV.44	Signal d'entrée au système OFDM.....	75
IV.45	Signal après la modulation 16QAM (partie réelle).....	75
IV.46	Signal après la modulation OFDM avec intervalle de garde IG (partie réelle)...	75
IV.47	Spectres du signal à l'entrée du canal (partie réelle).....	76
IV.48	Spectres du signal à la sortie du canal (partie réelle).....	76
IV.49	Signal avant la démodulation OFDM sans IG (partie réelle).....	77
IV.50	Signal avant la démodulation 16QAM (partie réelle).....	77
IV.51	Signal à la sortie du récepteur OFDM.....	77
IV.52	Signal d'erreur entre le signal d'entrée et de sortie du système OFDM	78
IV.53	Le diagramme de constellation à la sortie du Rayleigh.....	78
IV.54	Performance d'un système OFDM dans le canal Rayleigh.....	79
IV.55	Performance d'un système OFDM avec différents types de canaux.....	80

IV.56	Performance d'un système OFDM pour différent type de modulation on utilisant canal AWGN.....	81
IV.57	Performance d'un système OFDM pour différent type de modulation on utilisant canal de Rayleigh.....	82
IV.58	Points de la constellation du signal émis «64QAM».....	83
IV.59	Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 64QAM prise à la réception dans Canal Rayleigh.....	84
IV.60	Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh en utilisant la modulation 64QAM prise à la réception.....	84
IV.61	Points de la constellation du signal émis «16QAM».....	85
IV.62	Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 16QAM prise à la réception dans Canal Rayleigh.....	85
IV.63	Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh utilisant la modulation 16QAM prise à la réception.....	85
IV.64	Points de la constellation du signal émis «4QAM».....	86
IV.65	Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 4QAM à la réception dans Canal de Rayleigh.....	86
IV.66	Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh en utilisant la modulation 4QAM prise à la réception.....	87
IV.67	Points de la constellation du signal émis «BPSK».....	87
IV.68	Constellation du système OFDM conventionnelle utilisant la modulation BPSK prise à la réception dans Canal Rayleigh.....	88
IV.69	Constellation du système CPOFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh utilisant la modulation BPSK prise à la réception.....	88
IV.70	Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs de CP dans le canal AWGN.....	90
IV.71	Performance d'un système OFDM pour différents valeurs de CP.....	91
IV.72	Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs des sous porteuses.....	92
IV.73	Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs des sous porteuses.....	93

Liste des tableaux

I.1	Comparaison des étalements temporels pour différents environnements	11
IV.1	Paramètres du système OFDM-BPSK	58
IV.2	Paramètres du système OFDM-QPSK	61
IV.3	Paramètres du système OFDM-16QAM	63
IV.4	Paramètres du système OFDM-64QAM	66
IV.5	Paramètres de simulation	69
IV.6	Paramètres du système OFDM-QAM dans le canal Rayleigh	81
IV.7	Paramètres du système OFDM-QAM dans canal AWGN	81
IV.8	Paramètres du système CP-OFDM dans canal AWGN	89
IV.9	Paramètres du système CP-OFDM dans le canal Rayleigh	90
IV.10	Paramètres du système OFDM –NFFT dans canal AWGN	92
IV.11	Paramètres du système OFDM –NFFT dans le canal Rayleigh	93

INTRODUCTION GENERALE

Le monde des télécommunications a connu des avancées spectaculaires ces dernières décennies. Le développement de l'informatique a permis la numérisation de l'information, permettant la transmission des données de différentes natures : voix, images, vidéo, internet, etc. L'apparition de la téléphonie mobile commerciale et plus récemment des réseaux d'accès sans fil large bande tel que le WiFi le Wimax [1]. La transmission de l'information par les ondes électromagnétiques dans l'air a le désavantage de subir l'influence du milieu de propagation. Les obstacles tels que les immeubles, les voitures, et bien sûr la topographie du milieu absorbent et réfléchissent une certaine proportion des ondes radio. Le canal de propagation radio est alors caractérisé par trois phénomènes physiques qui perturbent la nature du signal d'information, à savoir l'atténuation du signal avec la distance parcourue, l'effet de masque (shadowing), et l'évanouissement multi-trajets (fading). Ces distorsions du signal dans le canal de propagation radio mobile doivent alors être compensées par diverses techniques, dont des modulations plus avancées, dans le but de récupérer efficacement l'information.

Le rôle de la modulation est de générer un signal, contenant les données utiles, qui doit être suffisamment efficace pour lutter contre les perturbations apportées par le canal de transmission. Aussi avec la demande croissante en termes de débits, les modulations multi-porteuses sont apparues comme les solutions les plus intéressantes. En effet, le fait d'utiliser plusieurs porteuses en parallèle permet ainsi de rendre la transmission robuste vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence car elle est alors réalisée sur des bandes de fréquence réduites [2]. Une des modulations les plus utilisées dans les systèmes de communication sans fils et qui fait l'objet de cette étude, est le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) [3, 4, 5] car elle permet, avec un système de complexité relativement réduite, d'atteindre de très bonnes performances.

Le principe de l'OFDM est de diviser un signal large bande à cadence élevée en une somme de signaux à bande étroite et à cadence réduite [3,5]. Le concept de ce type de modulations a été introduit à la fin des années 50 et 60 et a été utilisé dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires, tels que les systèmes Kineplex, ANDEFT et KATHRYN. Quelques années plus tard, R. W. Chang et R. A. Gibby

améliorent le concept en introduisant la notion de signaux orthogonaux à bande limitée [6,7], concept que l'on appellera par la suite Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). En 1971, S. Weinstein et P. Ebert simplifient le schéma de modulation-démodulation en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à l'émetteur et TFD au récepteur [8], plus simple à utiliser et surtout plus facile à implémenter sous forme d'algorithme rapide. Pour des transmissions radio fréquence sans mobilité, l'OFDM initiale était prometteuse mais n'était pas entièrement robuste au phénomène multitrajet. En effet, le chevauchement en réception de plusieurs versions retardées du signal émis entraînait d'une part l'interférence entre symboles successifs (IES, en anglais "ISI"), et d'autre part l'interférence entre porteuses (IEP, en anglais "ICI"). Dans ce cas statique, l'IEP était due à la perte d'orthogonalité entre les formes d'ondes retardées entre elles par le canal. L'ajout d'un simple préfix cyclique (appelé aussi intervalle de garde) suffisamment long permettait d'éviter l'IES (mais la présence d'IEP restait problématique) et de simplifier considérablement sous certaines conditions l'égalisation. Celui-ci a été introduit par A. Peled et A. Ruiz en 1980[9]. D'un côté, il donne la possibilité de lutter contre les canaux multitrajets, de l'autre, il amène une perte d'efficacité spectrale. En 1985, L. J. Cimini a étudié cette technique pour des communications radio-mobiles [10]. Il insiste notamment sur la diversité fréquentielle intrinsèque des modulations multiporteuses permettant de décorrélérer l'influence du canal à évanouissement sur les symboles transmis. Deux ans plus tard, R. Lasalle et M. Alard ont proposé un système de télévision numérique dont la partie modulation est basée sur la technique OFDM [11].

L'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) est une technologie efficace dans le domaine de la transmission sans fil. Actuellement, il existe plusieurs applications à l'OFDM : dans le domaine de la radiofusion (DAB, DVB-T) [3], des réseaux locaux sans fil (Wifi IEEE 802.11) le WiMedia pour l'accès large bande sur quelque dizaines de kilomètres [13] ou de la transmission à haut débit sur ligne bifilaire téléphonique (ASDL) [12].

Malgré les avantages de l'OFDM, elle présente aussi un certain nombre d'inconvénients : d'une part, l'intervalle de garde induit une perte d'efficacité spectrale. Cette perte d'efficacité spectrale est modérée si on utilise des symboles de durée importante, mais cela pose des problèmes d'interférence entre porteuses en cas de non-stationnarité du canal.

L'objectif de notre travail est la simulation de la modulation OFDM, avec ses deux versions : conventionnelle et avec intervalle de garde, et l'évaluation de ses performances dans un environnement radio-mobile.

Ce manuscrit est organisé essentiellement autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente le canal radio-mobile à trajets multiples et ses caractéristiques. Ensuite on présente la chaîne de transmission numérique.

Le deuxième chapitre est réservé à présent une étude du système OFDM en bande de base. Nous allons décrire le principe de base de la modulation OFDM et l'implémentation de sa version numérique à l'aide de la transformée de Fourier discrète.

Le troisième chapitre introduit la théorie de la modulation OFDM classique et son amélioration (l'OFDM avec intervalle de garde ou préfixe cyclique). Ses moyens d'implémentation ainsi que ses limites d'utilisation sont également présentes.

Le quatrième chapitre : est dédié aux résultats de simulation et comporte les plus importantes contributions de ce projet. Dans ce chapitre, nous détaillerons les différentes architectures de la modulation OFDM conventionnelle et sa version améliorée (CP-OFDM). Ce chapitre se termine par une comparaison entre les deux systèmes. Enfin nous présenterons un bilan de notre étude et les perspectives qu'elles amènent au niveau de la conclusion générale.

CHAPITRE

I

DESCRIPTION DU CANAL RADIO MOBILE

SOMMAIRE

- I.1 INTRODUCTION
- I.2 PRINCIPE DE MODULATION
- I.3 CARACTERISTIQUES DU CANAL
- I.4 ORGANISATION DU MANUSCRIT
- I.5 MODELES DES CANAUX DE COMMUNICATIONS
- I.6 CRITERES DE COMPARAISON DES PERFORMANCES
- I.7 CONCLUSION

I. INTRODUCTION

Le canal radio-mobile est un canal aléatoire, à la fois dispersif en temps et en fréquence. La dispersion en temps est due à la présence de trajets multiples, c'est-à-dire que le signal transmis est réfléchi par de multiples obstacles avant d'arriver au niveau du récepteur. Quant à la dispersion en fréquence, elle provient du déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur, ce qui introduit un effet Doppler. Enfin, l'aspect aléatoire du canal de transmission est lié au fait que chaque trajet est en fait la somme de nombreux micro-trajets de retards très proches mais déphasés les uns par rapport aux autres, si bien que l'amplitude de chaque micro-trajet est une variable aléatoire de Rayleigh.

L'objet de ce chapitre est de décrire le canal radio mobile et sa modélisation en vue de justifier les modèles utilisés dans le reste de ce mémoire.

I.2. PRINCIPE DE MODULATION

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. Ainsi les données numériques doivent subir des transformations avant d'être transmises. A la réception une autre série de transformations est effectuée pour obtenir à nouveau les données numériques envoyées. Le schéma de la figure I.1 résume l'ensemble des étapes nécessaires pour une transmission numérique [14].

I.2.1. Codage Canal

Pour combattre les erreurs qui peuvent se produire durant la communication « Effet du canal », on utilise un codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs. Une redondance est ainsi introduite dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission [15].

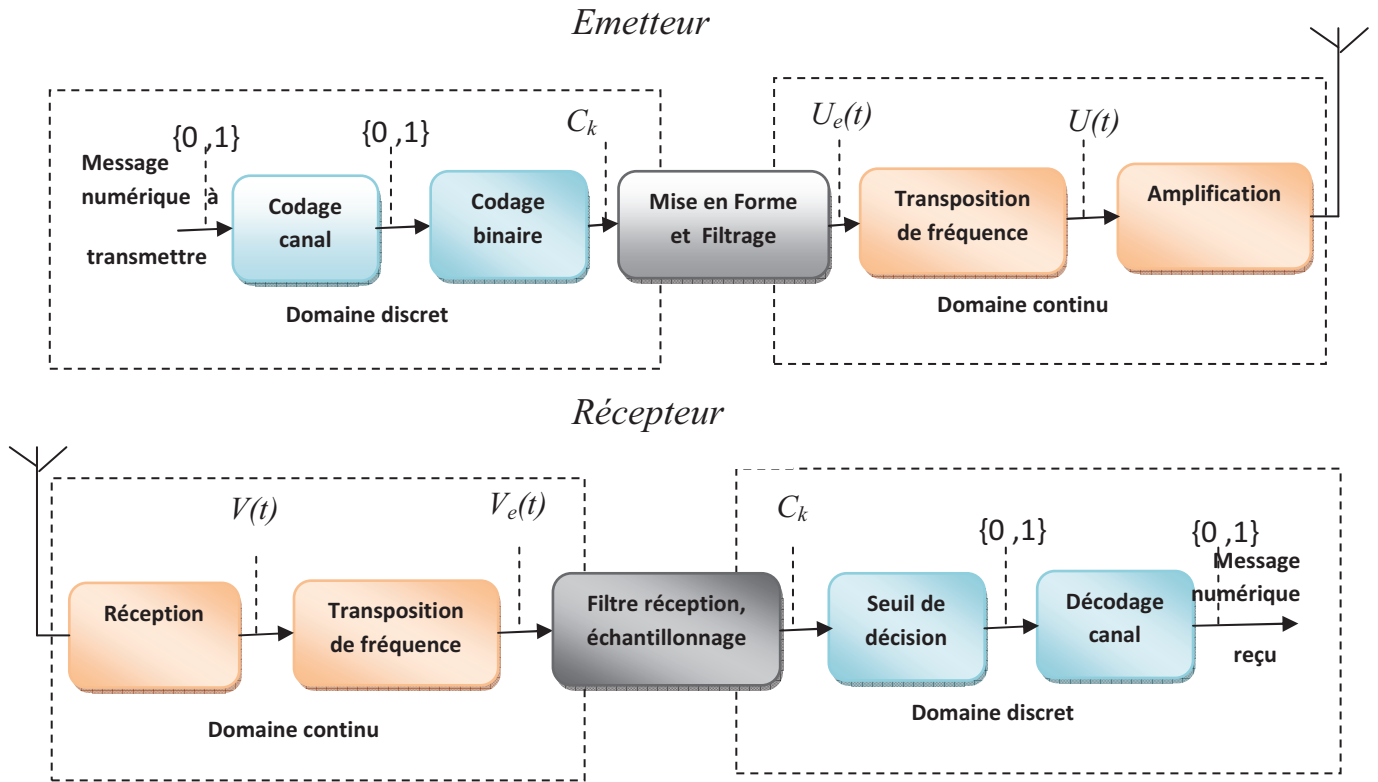


Figure I.1 : Chaîne de transmission numérique.

I.2.2. Codage Binaire

Le codage binaire est l'étape qui consiste à générer un signal discret à partir des données numériques. Chaque symbole C_k « réel ou complexe » de ce signal est associé à un ou plusieurs bits issus de la source d'informations [15].

Un codage binaire peut se représenter de manière graphique, appelée constellation, dont chaque point correspond à un symbole C_k , à côté duquel on indique éventuellement la donnée numérique que le symbole code.

I.2.3. Mise en Forme et Filtrage

Puisque le canal de transmission est un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles C_k , il faut obtenir un signal continu par interpolation. Une forme d'onde $h(t)$ permet d'interpoler le signal discret. $h(t)$ est une fonction non nulle sur $[0, T_s]$ donnée par :

$$h(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t < T_s \\ 0 & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.1)$$

Le signal ainsi généré a un spectre infini. En pratique il est impossible d'utiliser tout le spectre dans un canal réel, et il est alors nécessaire d'ajouter après cette forme d'onde un filtre passe-bas, qui servira à limiter la bande passante du signal émis [16].

I.2.4. Transposition de Fréquence

Parmi les opérations classiques de transposition à la fréquence f_0 , la modulation d'amplitude est la plus simple. Pour cela le signal à moduler est multiplié par un signal sinusoïdal appelé porteur. Le signal obtenu est le signal d'origine dont le spectre est décalé autour de la fréquence de la porteuse, et a pour largeur de bande celle du signal en bande de base [17]. Si on appelle $a(t)$ le signal à moduler et f_0 la fréquence de la porteuse, le signal modulé $u(t)$ est :

$$u(t) = a(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (I.2)$$

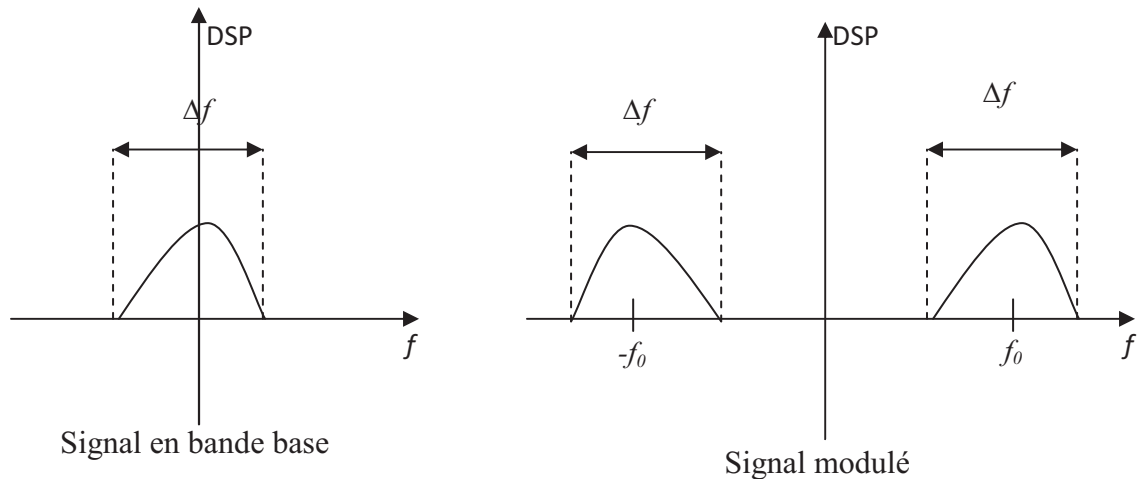


Figure I.2 : Transposition en fréquence.

La figure I.2 montre la forme des densités spectrales de puissance (DSP) du signal avant et après transposition de fréquence.

I.2.5. Amplification

Un amplificateur est enfin nécessaire pour augmenter la puissance du signal afin que son niveau soit suffisant au niveau du récepteur. Il compense ainsi les pertes en espace libre. Dans le cas d'un canal radio, l'amplificateur est relié à une antenne qui rayonne et crée ainsi le signal radio.

I.2.6. Réception et Démodulation

Le récepteur recueille le signal transmis, par l'intermédiaire d'une antenne pour un canal radio. Une fois le signal ré-amplifié, il est nécessaire de le démoduler afin d'obtenir un signal en bande de base.

I.2.7. Filtre de Réception et Echantillonnage

Le signal démodulé est un signal continu, mais le récepteur va devoir réaliser un échantillonnage afin de déterminer les éléments binaires transmis. Cependant avant l'échantillonnage, on montre qu'il faut réaliser un filtrage adapté à l'émetteur pour une réception optimale des symboles transmis. Dans le cas où aucun filtre d'émission n'est employé (c'est-à-dire qu'on utilise simplement une forme d'onde, et que $g_e(t)$ est une impulsion de Dirac), le filtre de réception adapté à la forme d'onde $h(t)$ a pour réponse impulsionnelle :

$$g_r(t) = h(t_0 - t) \quad (I.3)$$

Où t_0 est l'instant d'échantillonnage [17].

I.2.8. Seuil de Décision et Décodage Canal [15]

L'étape suivante consiste à déterminer les bits correspondant au symbole reçu D_k après le filtre de réception. Ce symbole peut être différent du symbole qui avait été envoyé (C_k) à cause de perturbations introduites par le canal. La détection par maximum de vraisemblance est le critère optimal permettant de déterminer le symbole qui a été envoyé avec la plus grande probabilité.

Le signal détecté (au sens du critère de maximum de vraisemblance), sous forme binaire, sera décodé grâce au décodeur canal. Ce décodeur correspond au codeur canal qui a été utilisé dans l'émetteur pour ajouter de la redondance aux informations transmises. Cette redondance est utilisée par le décodeur canal pour détecter des erreurs dans le flux binaire et éventuellement les corriger.

I.3. Caractéristiques du canal

Cette section décrit de façon générale le milieu de propagation radio mobile. On sait que la performance de n'importe quel système de communication sans fil est affectée par le milieu de propagation, à savoir les caractéristiques du canal. Par conséquent, Il est impératif de comprendre

ce qui se passe dans le canal de sorte que le signal original puisse être reconstruit avec le moins d'erreurs possible.

I.3.1 Propagation radio mobile [18, 19]

Il y a trois mécanismes de base qui affectent la propagation du signal dans un système de communications mobiles, comme illustré sur la figure 1.3 qui représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication sans fils, sont :

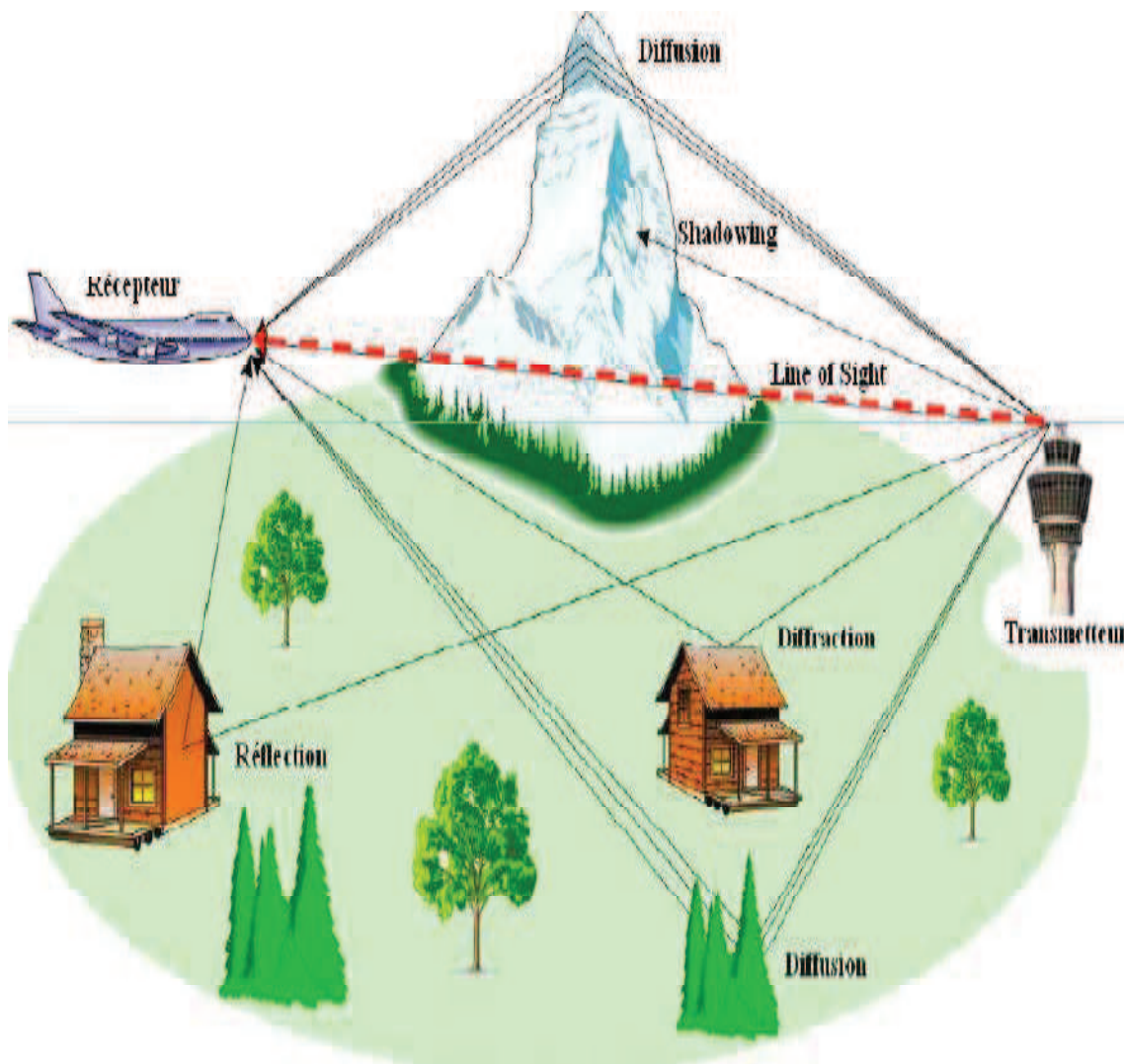


Figure I.3 : Scénario typique de propagation radio-mobile [18].

La réflexion : Elle se produit quand la propagation de l'onde électromagnétique touche une surface lisse avec des dimensions très grandes comparées à la longueur d'onde du signal (λ), comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.

La diffraction : Elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle.

La diffusion : Elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

I.3.2 Evanouissement

L'évanouissement est généré dans les systèmes de communications sans fil, à cause de la présence des canaux à trajets multiples. L'étude qui sera présentée dans les sections qui suivent, est destinée à des applications intérieures et parfois extérieures.

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de puissance du signal mesuré à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (fading). D'après cette définition, on peut classer les canaux radio-mobiles en deux catégories : « évanouissement à long terme » et « évanouissement à court terme » [18, 19].

Evanouissement à long terme: Les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés d'après des équations qui déterminent l'affaiblissement de parcours [19].

Evanouissement à court terme : Les évanouissements à court terme sont caractérisés par des variations rapides de la puissance du signal dans des intervalles de temps assez court. Ce type d'évanouissement trouve ses origines dans les réflexions du signal transmis sur les différents obstacles et dans la vitesse relative entre le mobile et la station de base. À la réception, plusieurs versions du signal, autrement dit des trajets multiples, arrivent à des intervalles de temps différents [19]. L'angle d'arrivée, l'amplitude et la phase de chacun des trajets varient de manière aléatoire.

I.3.3 L'étalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissement, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (voir la figure I.4). L'étalement temporel, appelé encore dispersion des retards (delayspread) et noté T_m , est

défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards. il permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal [19].

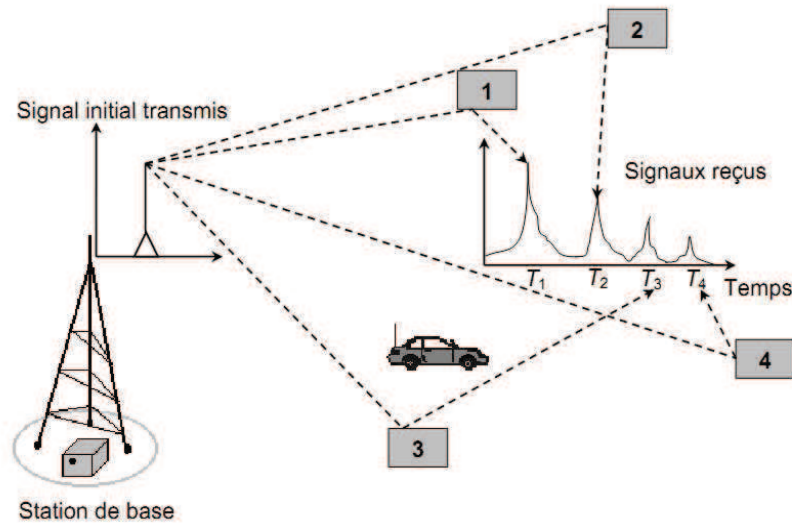


Figure I.4 : Etalement temporel.

$$T_m = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{c} \quad (\text{I.4})$$

T_m : Est l'étalement temporel maximal du canal.

C : la vitesse de la lumière.

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules...). Il s'étend de quelques dizaines de nanosecondes (dans un environnement intérieur) à quelques microsecondes (dans un environnement extérieur). Le tableau I-1 donne la comparaison des étalements temporels pour différents environnements [19].

Tableau I. 1 : Comparaisons des étalements temporels pour différents environnements.

Type d'environnement	L'étalement temporel en μs
Espace libre	< 0.2
Zone rurale	1
Zone montagneuse	30
Zone suburbaine	0.5
Zone urbaine	3
Indoor	0.01

I.3.4 Effet Doppler

Dans un environnement radio mobile, le récepteur est souvent en mouvement par rapport à l'émetteur. Ce mouvement introduit un décalage de fréquence dans le contenu spectral du signal reçu. Ce décalage de fréquence, appelé effet Doppler, dépend de la vitesse du mobile, de la longueur d'onde (fréquence porteuse) et de l'angle d'incidence du trajet par rapport à la trajectoire de déplacement. L'effet Doppler peut poser des problèmes significatifs si la technique de transmission est sensible aux décalages de fréquences [18].

Le décalage Doppler est donné par l'expression suivante :

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (I.5)$$

Où v est la vitesse de déplacement du récepteur.

λ : est la longueur d'onde.

θ : est l'angle d'incidence par rapport à la trajectoire de déplacement.

Cette variation de la fréquence de la porteuse peut être assimilée à une modulation de fréquence qui agit sur le signal selon l'importance des écarts constatés. La comparaison de la fréquence porteuse f_p et du décalage f_d permet de mieux apprécier l'incidence de l'effet Doppler :

- Si f_d est négligeable devant f_p ($f_d \ll f_p$) alors l'effet Doppler n'est pas perçu fortement, l'évanouissement est dit lent (Slow fading).
- Si f_d n'est pas négligeable devant f_p , la réponse impulsionnelle changerait beaucoup plus rapidement sur une durée proche de celle d'un ou deux symboles : l'évanouissement est dit rapide ou fast fading.

I.4. MODELES DES CANAUX DE COMMUNICATIONS

Dans la conception des systèmes de communications, il est nécessaire de construire les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation. Les modèles les plus utilisés dans les communications sans fil sont donnés dans les sections suivantes.

I.4.1 Canal Invariant à Bruit Additif

Le modèle le plus simple à générer et à analyser est le canal à bruit additif, qui est illustré à la figure I.6. Physiquement ce bruit modélise à la fois le bruit d'origine interne (bruit thermique dû aux composantes électroniques et les amplificateurs) et le bruit d'origine externe (antenne, etc.). Habituellement, ce bruit est statistiquement caractérisé comme un processus gaussien [20].

L'effet de l'atténuation du canal peut être facilement incorporé à ce modèle. Quand le signal subit une atténuation par le canal, le signal reçu devient :

$$y(t) = \alpha x(t) + n(t) \quad (I.6)$$

Où α dénote le facteur d'atténuation et $n(t)$ le bruit additif caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{nn}=N_0/2$.

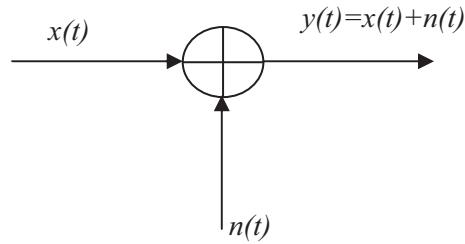


Figure I.5 : Canal à bruit additif.

Le bruit blanc peut être rendu Gaussien par une distribution gaussienne. Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (I.7)$$

Avec σ^2 qui représente la variance et m la valeur moyenne de la variable aléatoire x . La figure I-6 représente la densité spectrale $p(x)$ d'un bruit blanc gaussien.

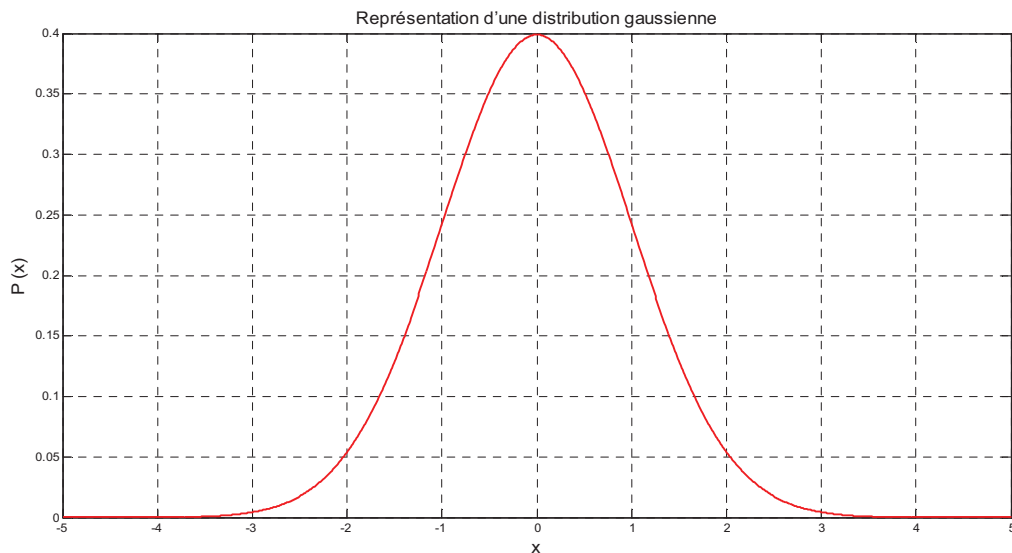


Figure I.6: Représentation d'une distribution gaussienne.

I.4.2 Distribution de Rayleigh

Si le nombre d'éléments d'un trajet est important, on peut utiliser le théorème de la limite centrale et approximer le comportement dans le temps des différents trajets par une variable complexe dont les composantes en quadrature I et Q ont une distribution gaussienne. Quand le signal reçu se compose de multiples rayons réfléchis plus un composant significatif (trajet direct), l'amplitude de l'enveloppe due à l'évanouissement à petite échelle suit une densité de Ricean. Quand l'amplitude du trajet direct approche zéro, la densité de Ricean approche une densité de Rayleigh. La densité de Rayleigh résulte du fait de n'avoir aucun trajet dominant dans le signal [20].

On utilise la loi de distribution de Rayleigh pour l'amplitude, alors que la phase est en général une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi]$. De plus, nous allons supposer que les trajets sont indépendants. Donc, l'amplitude $\alpha_n(t)$ suit une loi de Rayleigh avec une variance σ_a^2 et sa densité de probabilité a la forme suivante (figure I.7) :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_a^2} e^{-x^2/(2\sigma_a^2)} \quad \text{pour } x > 0 \quad (I.8)$$

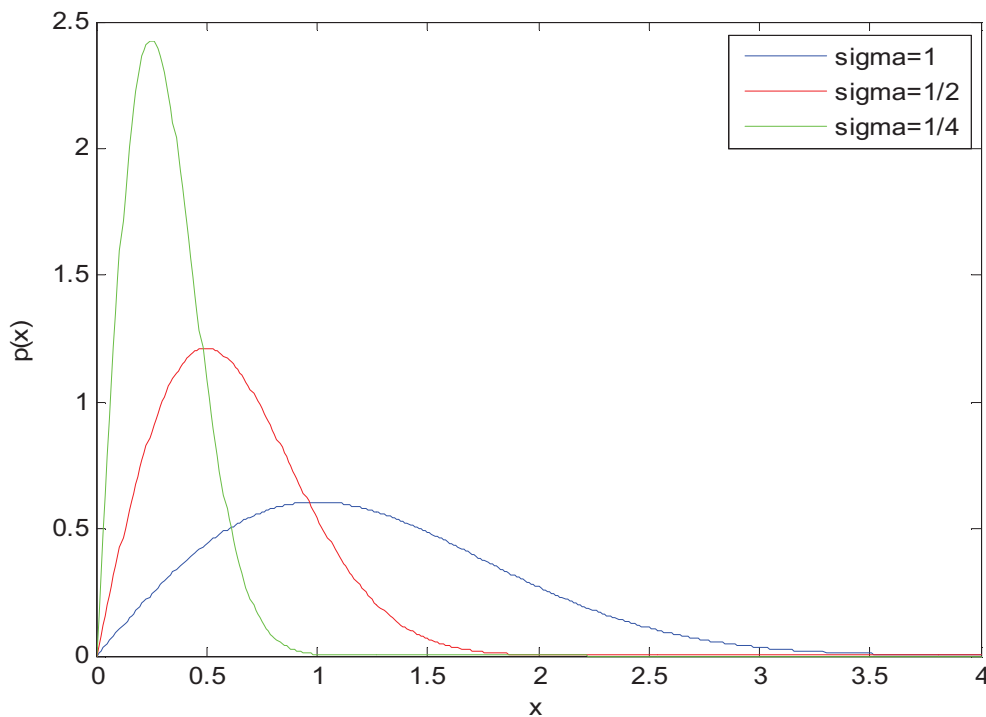


Figure I.7 : Densités de probabilité des distributions de Rayleigh pour différentes valeurs de la variance σ_a^2 .

I.4.3 Canal Ricean

Le modèle Ricean est utilisé quand il ya une visibilité direct LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur mais une partie importante de la puissance du signal reçu est également due aux trajets multiples. Notez que quand t-il y a une LOS mais aucune puissance du signal reçue due à multi-trajets, le canal est non-évanouie [20].

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+c^2)}{(2\sigma^2)}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (I.9)$$

$$k = \frac{c^2}{\sigma^2}$$

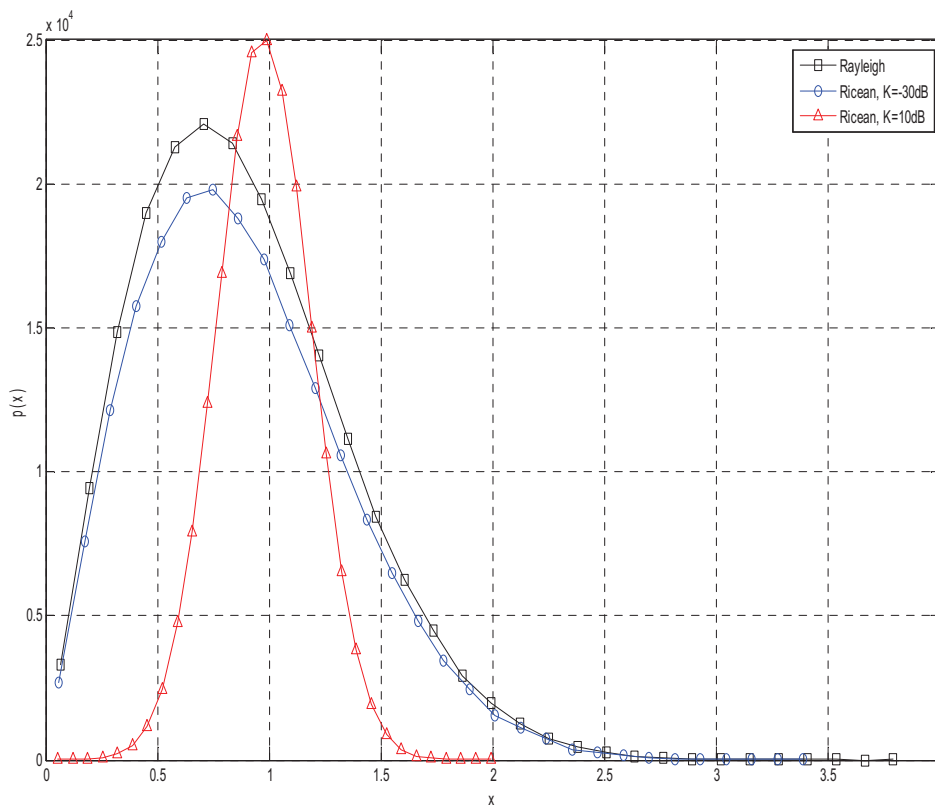


Figure I.8: La densité de probabilité de Rayleigh et Ricen pour différents valeurs de la variance σ^2 .

I.5 CRITERES DE COMPARAISON DES PERFORMANCES

I.5.1 Taux d'Erreur Binaire TEB (BER : Bit Error Rate)

Le TEB représente le rapport entre le nombre de bits reçus erronés et le nombre de bits transmis. C'est un critère de référence pour comparer les performances des systèmes de communications.

Le TEB s'exprime en fonction du rapport signal sur bruit SNR qui est donnée par :

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (I.10)$$

Où E_s est l'énergie d'un Symbole et N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit du canal AWGN. En théorie, par exemple pour un signal NRZ bipolaire, on a le TEB qui s'exprime comme suit :

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \quad (I.11)$$

Avec erfc la fonction d'erreur définie par l'équation suivante :

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \quad (I.12)$$

En faisant varier le rapport signal sur bruit dans le canal, on obtient des courbes de performances en termes de TEB [21].

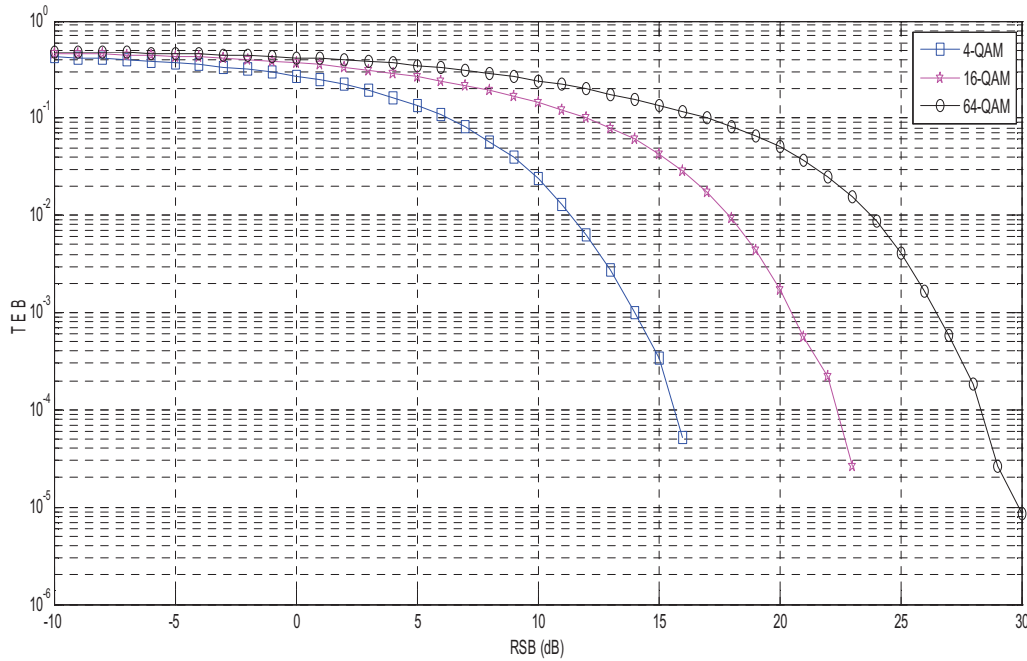


Figure I.9 : Montre un exemple d'une courbe de performance TEB en fonction du SNR d'une modulation 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM.

I.6. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons d'abord présenté le canal radio-mobile à trajets multiples. Nous avons précisé les caractéristiques et les différents types de canaux. Ensuite nous avons présenté la chaîne de transmission numérique.

Le deuxième chapitre sera alors consacré aux notions de base de la modulation multi-porteuse OFDM classique. L'OFDM présente plusieurs avantages importants, comme l'efficacité spectrale élevée, la suppression de l'interférence entre symboles (IES) et robustesse aux environnements sélectifs en fréquence. Ce qui la rend très adaptée au canal radio-mobile à trajets multiples.



PRINCIPE DE BASE DE LA MODULATION MULTIPORTEUSE OFDM

SOMMAIRE

- II.1 INTRODUCTION
- II.2 MODULATIONS MULTIPORTEUSES
- II.3 NOTION D'ORTHOGONALITE
- II.4 PRINCIPE DE L'OFDM
- II.5 CONCLUSION

II.1. INTRODUCTION

Le système de multiplexage en fréquence (FDM) est un système de transmission classique qui consiste à subdiviser toute la bande de fréquence du signal en N sous canaux de fréquences sans chevauchement. Chaque sous canal est modulé par un symbole distinct et les N sous canaux sont multiplexés en fréquence. Une bande de garde en fréquence est insérée entre les canaux afin d'éviter le chevauchement spectral et pour éliminer l'interférence inter symbole (ISI). Ce système qui est utilisé depuis les années 60 dans des applications militaires et civiles mène à une utilisation inefficace du spectre disponible.

La modulation multi porteuse OFDM qui a été proposé vers la fin des années 60 permet à l'usager d'obtenir une meilleure efficacité spectrale due à l'orthogonalité des porteuses et au chevauchement fréquentiel des canaux [6,7].

En 1971 une grande partie de la recherche s'est concentrée sur le développement d'une transmission multi porteuses d'efficacité élevée, basée sur des porteuses" de fréquences orthogonales " [8].ont appliqué la transformée de Fourier discrète (DFT) aux systèmes de transmission de données parallèles en tant qu'élément du processus de modulation et de démodulation. Des études ont été effectuées par différents chercheurs mais aucun système ou standard définitif n'a été développé [22].

Dans un système FDM, les porteuses sont espacées de telle manière que les signaux reçus peuvent utiliser les filtres et les démodulateurs conventionnels. Dans de tels récepteurs, des bandes de garde sont utilisées entre les différentes porteuses dans le domaine fréquentiel ; ce qui diminue l'efficacité spectrale. Dans un système utilisant la technique OFDM, comme on le verra en détail dans les sections suivantes, les sous porteuses peuvent se chevaucher sans interférences inter-symboles avec une occupation optimale de la bande de fréquence [5].

La figure II.1 illustre l'efficacité de la largeur de bande requise pour un signal OFDM par rapport à un signal FDM. Pour réaliser la technique de modulation à porteuses multiples avec chevauchement, il est toutefois nécessaire de réduire l'interférence entre les sous porteuses. Ceci est réalisé par l'orthogonalité fréquentielle des sous porteuses.

Dans ce chapitre, nous allons décrire le principe de base de la modulation OFDM et l'implémentation de sa version numérique à l'aide de la transformée de Fourier discrète.

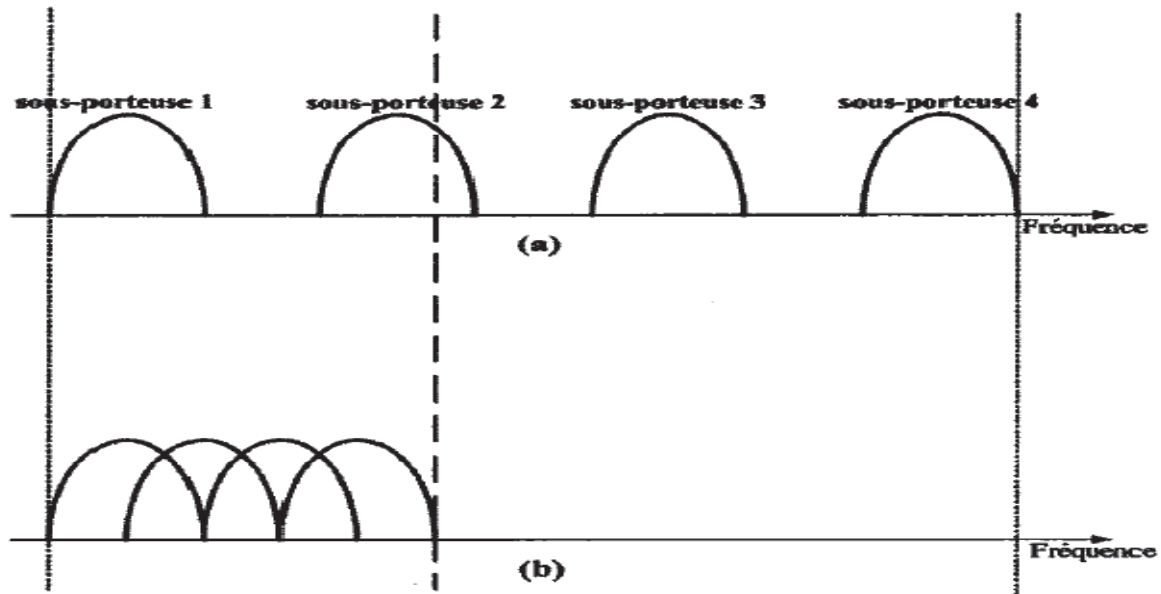


Figure II.1 : Etallement spectral des signaux transmis d'après: (a) la technique de multiplexage en fréquence (FDM), (b) la technique de multiplexage à répartition en fréquences orthogonales.

II.2. MODULATIONS MULTIPOORTEUSES

L'idée de base des modulations multiporteuses est de subdiviser le flux de données en N sous flux de débit inférieur et de transmettre ces flux sur des sousporteuses adjacentes. Ceci peut être considéré comme une transmission parallèle dans le domaine fréquentiel.

Chaque sousporteuse occupe une largeur de bande B/N ; de ce fait en luttant contre la sélectivité en fréquence du canal multitrajets (la largeur de bande est inférieure à la bande de cohérence B_C), alors que la durée du symbole devient grande devant l'étalement des retards en l'augmentant par un facteur de N . La figure II.2 illustre la dualité temps-fréquence entre les modulations mono et multiporteuses. Une modulation monoporteuse réalise un multiplexage temporel, tandis qu'une modulation multiporteuses réalise un multiplexage fréquentiel, d'où le nom FDM (Frequency Division Multiplexing).

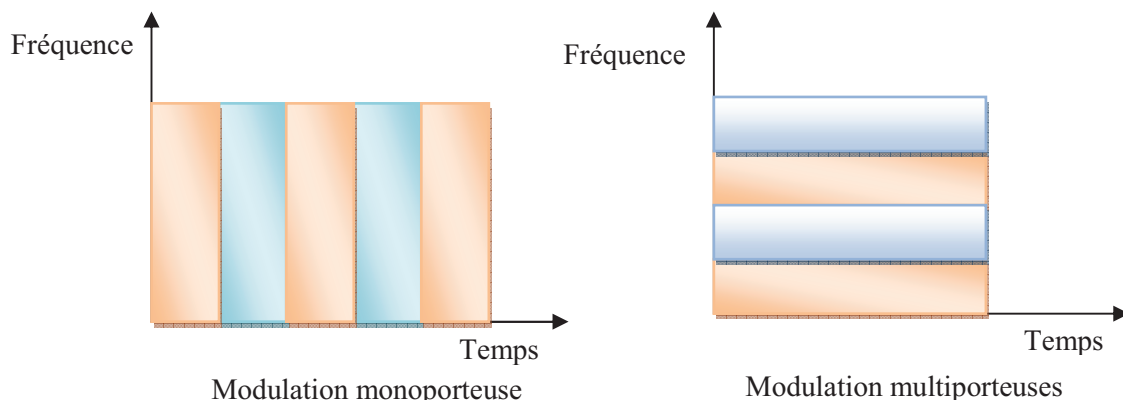


Figure II.2 : Dualité temps-fréquence des modulations.

Pour une meilleure exploitation de la bande passante du canal, c'est-à-dire une grande efficacité spectrale, les sous porteuses doivent être proches le plus possible sans interférence entre elles.

L'OFDM est une technique de transmission multiporteuses où le spectre est divisé en plusieurs sous porteuses, chacune modulée avec un flux de données à bas débit. Le principe est donc similaire à la technique FDMA mais l'OFDM utilise le spectre plus efficacement car les canaux sont moins séparés les uns des autres. Ceci est possible car les porteuses sont orthogonales entre elles et donc les interférences entre canaux proches sont réduites.

II.3. NOTION D'ORTHOGONALITE

II.3.1. Rappel mathématique

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

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad (II.1)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$. Pour réaliser une base orthogonale à M dimensions, il suffit de trouver M fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la figure II.3, un ensemble de M fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

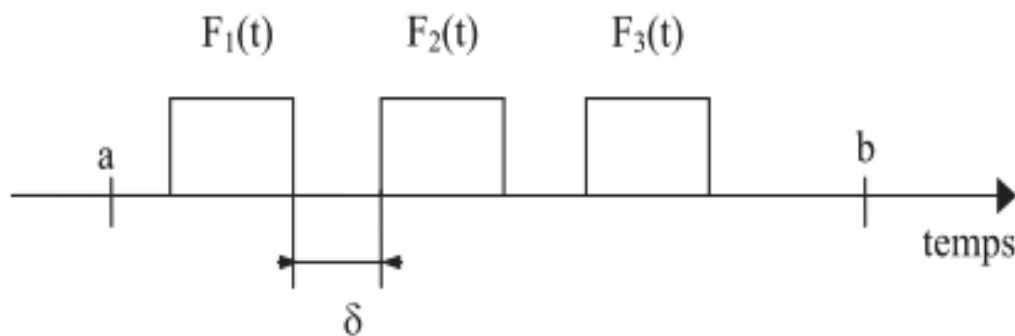


Figure II.3 : Exemple d'une base orthogonale.

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence [6].

II.3.2. Application au procédé OFDM : L'orthogonalité temporelle [6,7]

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de M sinusoïdes de fréquences respectives f_k , transmises durant une durée T_0 , k variant de 1 à N , et définie par $f_k = \frac{k}{T_0}$. Cette condition permet, d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous-porteuse durant T_0 . Chaque sous-porteuses $S_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \frac{k}{T_0} t) & t < 0 < T_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{pour } k \in [1, M] \quad (\text{II. 2})$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_i(t)$ et $s_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j , définies par l'expression (2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_0]$, puisqu'elles vérifient l'équation (II. 1).

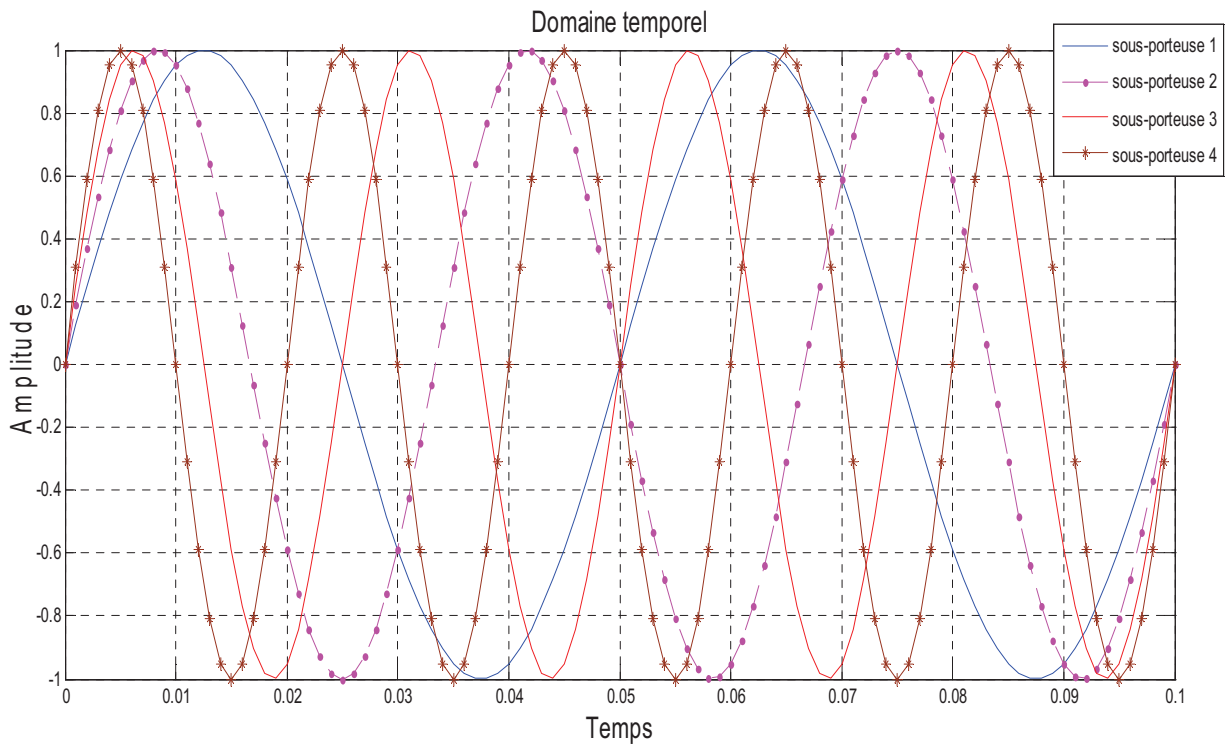


Figure II.4 : Exemple d'une base orthogonale dans le domaine temporel.

II.3.3. Application au procédé OFDM : Orthogonalité fréquentielle

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_0 , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_0 , dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_{-z} = f_k - 1/T_0$

et $f_{+z} = f_k + 1/T_0$.

On remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée

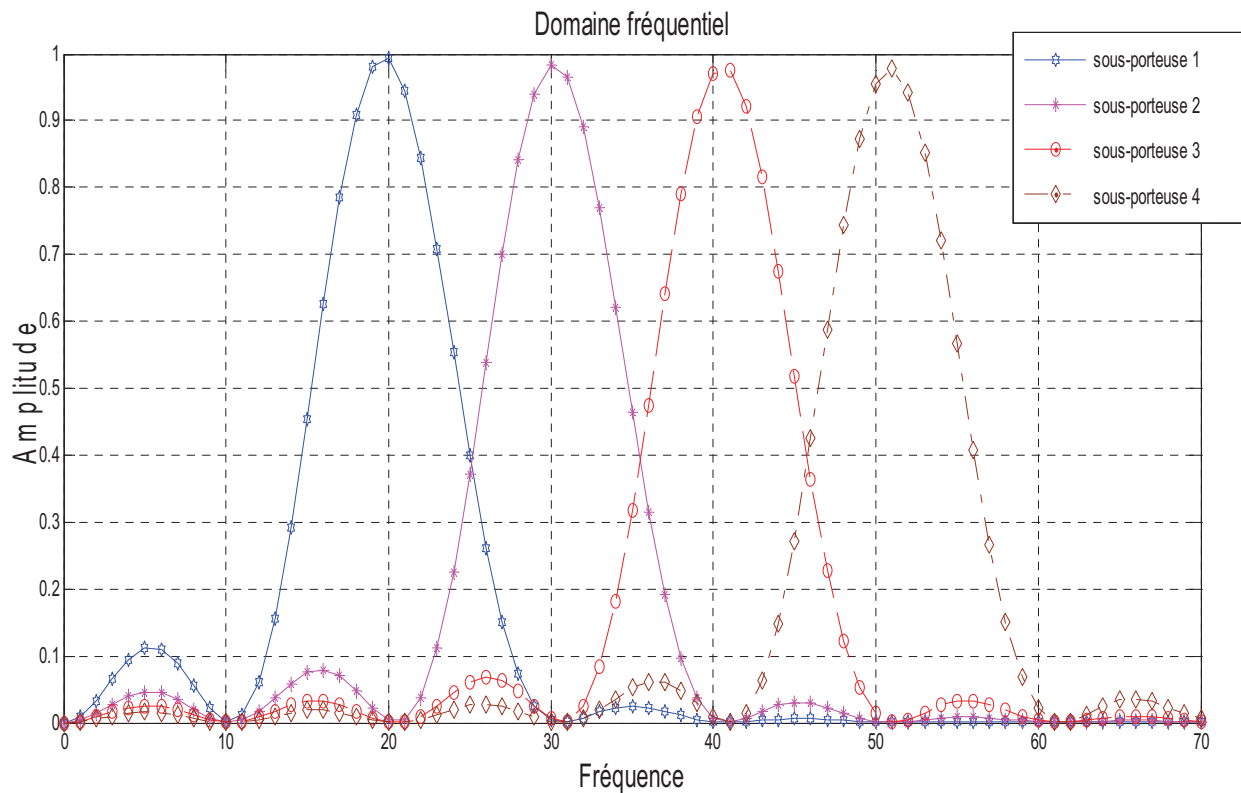


Figure II.5 : Exemple d'une base orthogonale dans le domaine fréquentiel.

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un des zéros des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses [6,7].

II.4. PRINCIPE DE L'OFDM

L'OFDM est une modulation à porteuses multiples utilisant un multiplexage en fréquence.

L'idée de base de l'OFDM est de partager un signal à large bande en signaux multiples à bandes étroites. Ces signaux à bandes étroites sont mathématiquement orthogonaux (C'est-à-dire que l'information est transmise parallèlement en utilisant M recouvrements fréquentiels orthogonaux des bandes étroites) [8]. Ainsi, les M données transmises auparavant consécutivement à un débit $1/T_d$ élevé, vont être émises simultanément sur M sous-canaux fréquentiels élémentaires à un débit $1/T_0$ bas. Ainsi, chacune des M données est transmise par un symbole de durée T_0 au lieu de $T_d = T_0/M$. La durée d'un symbole est donc divisée par un facteur M dont le bon dimensionnement permet de minimiser les interférences entre-symboles (Inter-Symbol Interference : ISI) tout en conservant le débit ($1/T_d$) initial de la modulation mono-porteuse. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_0 résultants de la superposition de M signaux sinusoïdaux de fréquences différentes (Voir figure II.4). Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande sera suffisamment étroite (Voir figure II.5) et par conséquent le canal peut être considéré comme étant localement plat. Les modulations multi-porteuses ont aussi comme avantage la réduction de la complexité de l'étage d'égalisation en réception [9].

II.4.1. Modulation de l'OFDM

Pour répartir les données à transmettre sur les M sous porteuses, on groupe les symboles C_k par paquets de M . Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QAM à 4, 16, 64, 2^q états.

La séquence de M symboles $C_0, C_1, \dots, C_{M-1}$ constitue un symbole OFDM. Le k -ième train de symboles parmi les M trains module un signal de fréquence f_k [23,24]. Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2j\pi f_k t}$.

Un modulateur OFDM peut être schématisé comme le l'illustre la figure II.6.

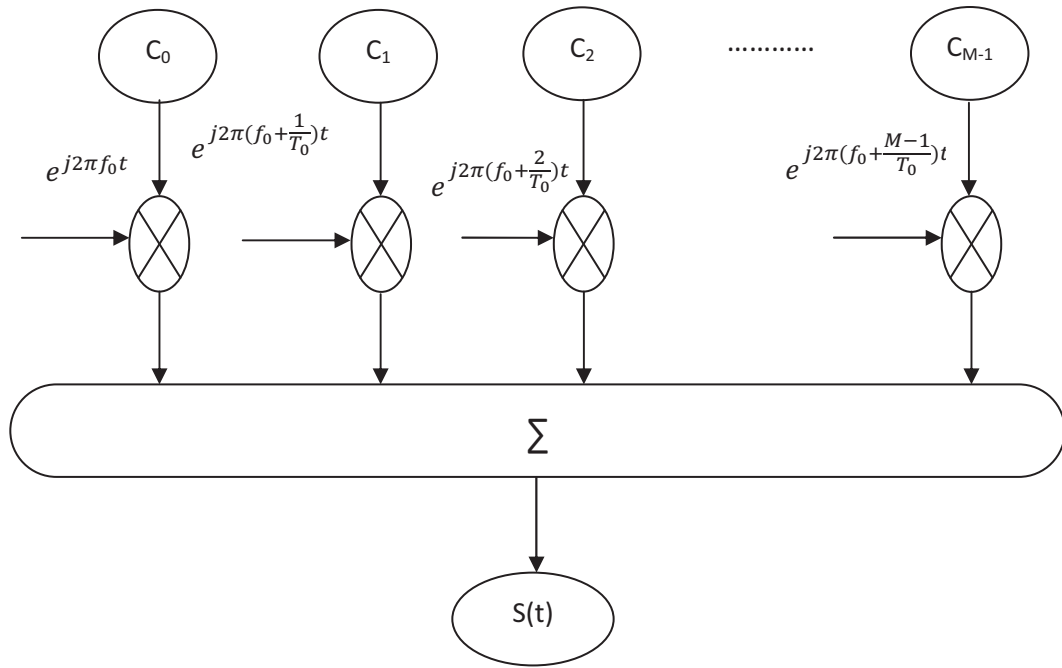


Figure II.6 : Schéma d'un modulateur OFDM.

$$S(t) = \sum_{k=0}^{M-1} C_{m,n} e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_0})t} h(t - nT_0) \quad (II. 3)$$

Où $C_{m,n}$: est l'élément de constellation QAM du symbole OFDM

M : nombre de porteuses dans un symbole OFDM.

h : la forme d'onde rectangulaire.

T_0 : la durée de transmission d'un symbole.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquence adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T_0$. En effet, chaque porteuse module un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_0 . Son spectre en fréquence est un sinus cardinal : la fonction s'annule tous les multiple $1/T_0$.

$$f_k = f_0 + k/T_0$$

II.4.2. Démodulation OFDM

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_0 :

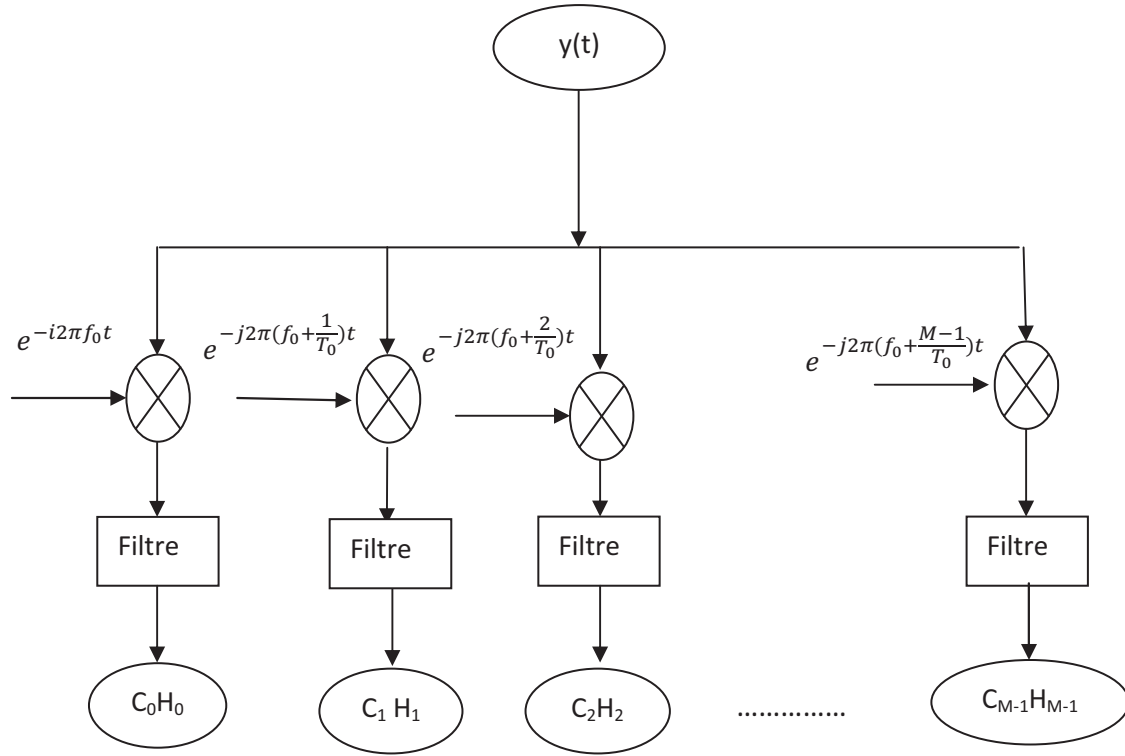


Figure II.7 : Schéma d'un démodulateur OFDM.

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_0})t} \quad (\text{II. 4})$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t .

Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_0 . La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les M sous porteuses [23,24]. La figure (II.7) représente un démodulateur OFDM.

II.4.3. Implémentation numérique du modulateur OFDM

Le signal de sortie $S(t)$ est sous la forme :

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{T_0} t} \quad (\text{II. 5})$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique, on obtient une sortie S_n sous la forme :

$$S_n = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{N}n} \quad (II. 6)$$

Les S_n sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des C_k . En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) [25,26]. Le schéma numérique d'un modulateur OFDM utilisant une IFFT est illustré sur la figure II.8.

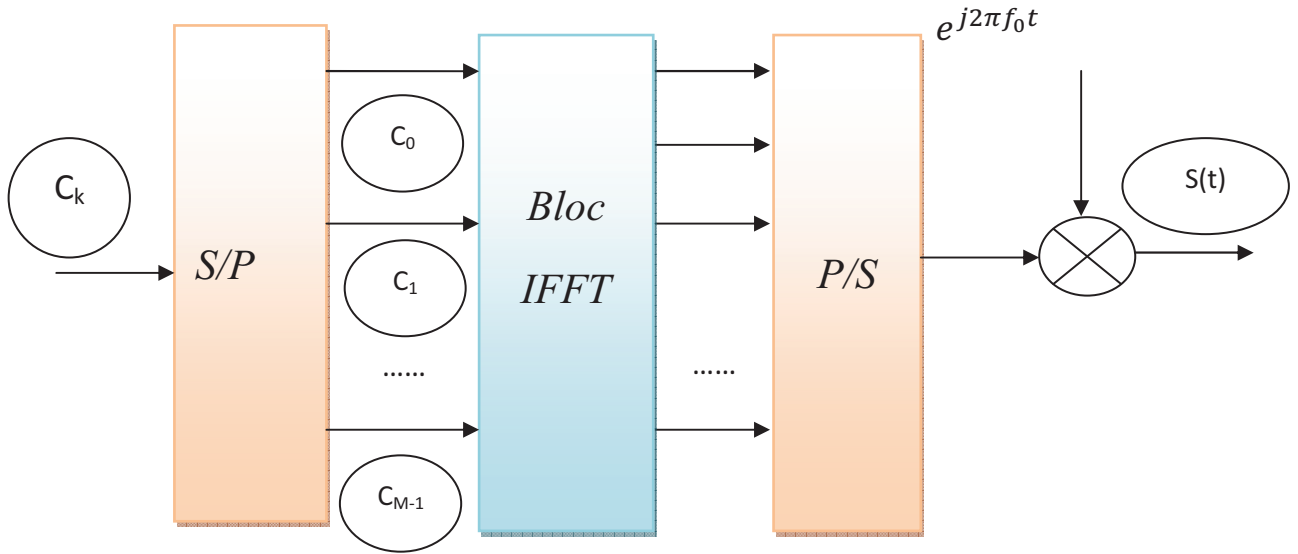


Figure II.8 : Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.

II.4.4. Implémentation numérique du démodulateur OFDM

Ainsi, le signal reçu peut être exprimé sous la forme suivante :

$$Z_n = Z\left(\frac{nT_0}{N}\right) = \sum_{k=0}^{M-1} C_k H_k e^{2j\pi \frac{k}{N}n} \quad (II. 7)$$

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. Le nombre de porteuses est choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT [25,26]. Le schéma numérique d'un démodulateur OFDM utilisant une FFT est illustré sur la figure II.9.

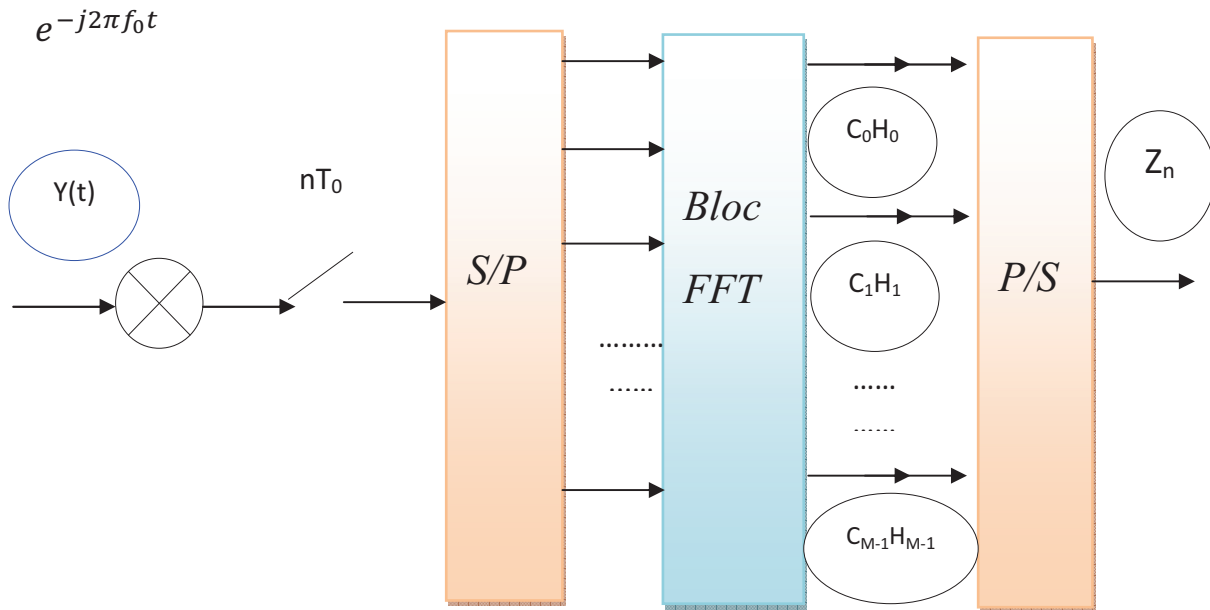


Figure II.9 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique.

II.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la notion d'orthogonalité (temporelle et fréquentielle). Nous avons décrit le principe de base des systèmes OFDM ainsi que les moyens d'implémentation de la modulation OFDM en utilisant la transformée de fourrier rapide (TFR).

Le chapitre suivant propose des versions améliorées de l'OFDM en conservant ses avantages et en limitant ses inconvénients.



MODULATIONS OFDM AMELIOREES

SOMMAIRE

- III.1 INTRODUCTION
- III.2 MULTI-TRAJETS
- III.3 L'OFDM AVEC INTERVALLE DE GARDE
- III.4 SYSTEME OFDM AVEC PREFIXE CYCLIQUE (CP-OFDM)
- III.5 MODELE MATHEMATIQUE D'UN SYSTEME CP-OFDM
- III.6 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU SYSTEME OFDM
- III.7 CONCLUSION

III.1. INTRODUCTION

Nous avons vu que la modulation multi-porteuse conventionnelle OFDM utilise des sous-canaux avec des spectres chevauchés. Malheureusement, cette méthode conduit à des interférences entre symboles OFDM (ISI) et des interférences entre sous porteuses.

Dans ce chapitre, on va étudier la modulation OFDM améliorée, qui introduit un préfixe cyclique (CP-OFDM) pour combattre le problème de l'interférence entre symboles (ISI).

III.2. MULTI-TRAJETS (Retard de propagation ou dispersion du temps)

En général, un taux de données élevé désigne que le temps symbole est court par rapport à la dispersion des retards ($T_{\text{retard}} < T_{\text{symbole}}$). Le retard de propagation affecte considérablement le système de communication et le signal pourrait ne pas être récupéré au niveau du récepteur. Cette section porte sur les effets de la dispersion des retards qui se produit lorsque la surface comprise entre un émetteur et un récepteur réfléchit un signal transmis comme illustre au chapitre I (figure I.3).

Le récepteur reçoit les signaux transmis avec des décalages aléatoires de phase. Ce qui cause des signaux réfléchis destructifs ou constructifs qui affectent les uns les autres [27], (figure III.1). Ce sont les trajets multiples.

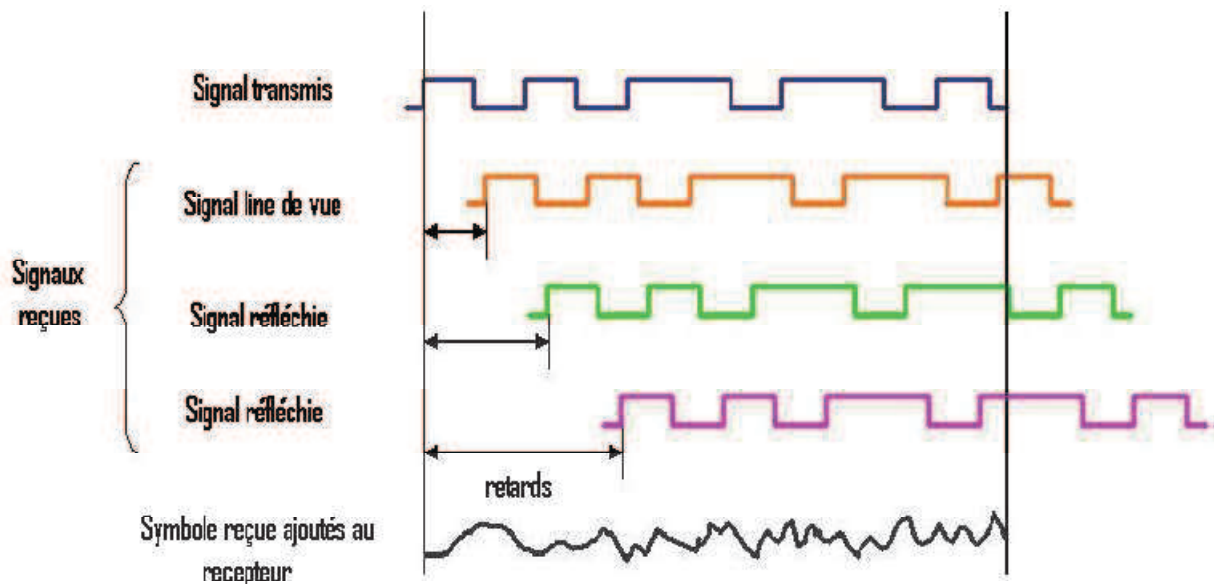


Figure III.1 : Signaux retardés [28].

Lorsque $T_{\text{symbole}} < T_{\text{retard}} (B_c < B_s)$ (figure III.2), l'évanouissement du signal est sélectif en fréquence, provoquant la dispersion de temps. L'effet de cette interférence entre les symboles ISI (Inter Symbol Interference), où l'énergie d'un symbole fuit dans un autre symbole, peut être illustré sur la figure III.3. En conséquence, le taux d'erreur binaire (BER) augmente ; ce qui dégrade les performances du système. L'interférence ISI est l'un des problèmes les plus sérieux de la communication numérique et la modulation OFDM traite ce problème de manière très efficace.

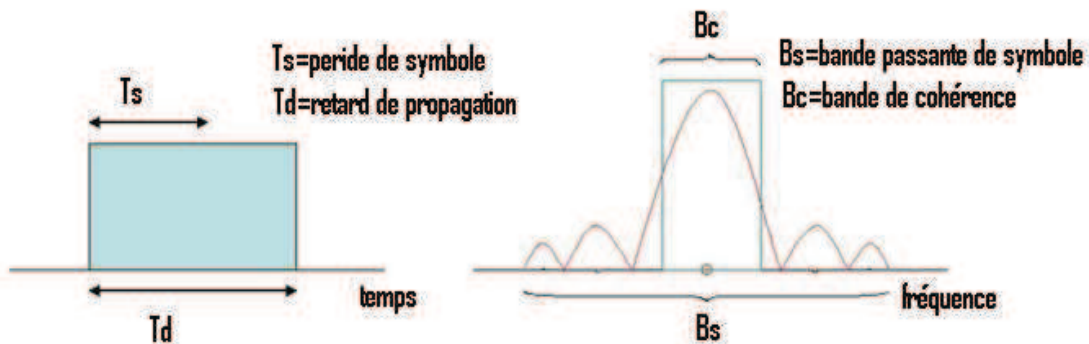


Figure III.2: Représentation d'un symbole transmis par un canal sélectif en fréquence : (a) domaine temporel et (b) domaine fréquentiel.

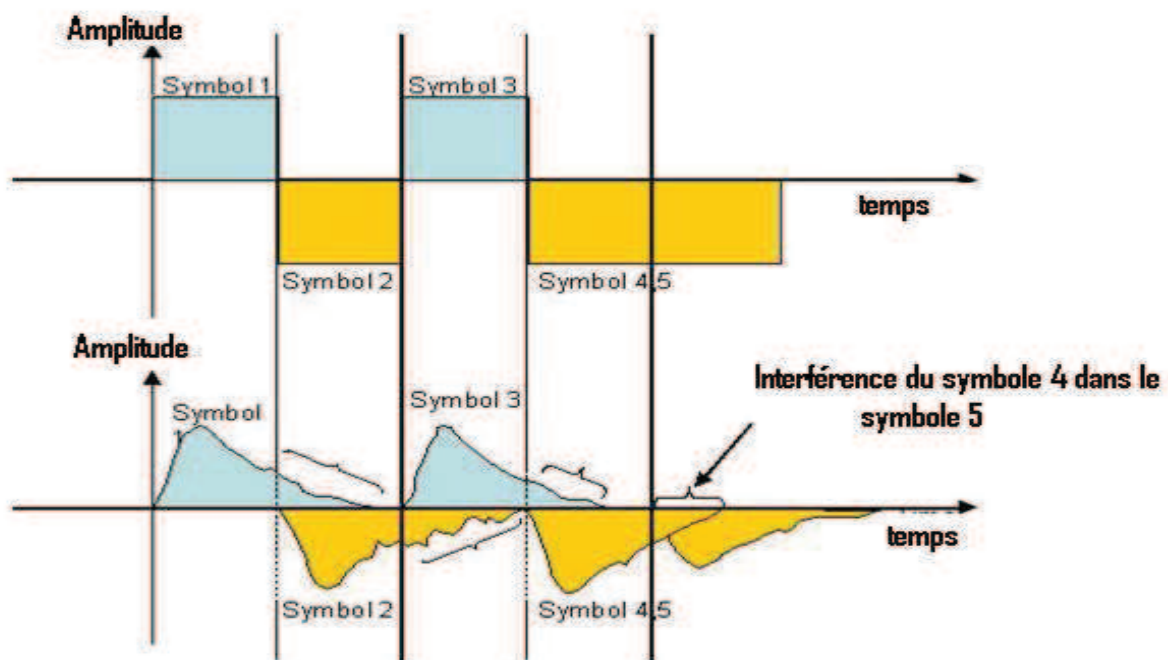


Figure III.3: Illustration de l'effet de l'interférence ISI [29].

Une façon de traiter les évanouissements sélectifs en fréquence consiste à diminuer le débit de données. Le régime désiré est illustré sur la figure III.4. Les systèmes OFDM atténuent les interférences ISI en changeant la fréquence des évanouissements sélectifs d'un canal à évanouissement.

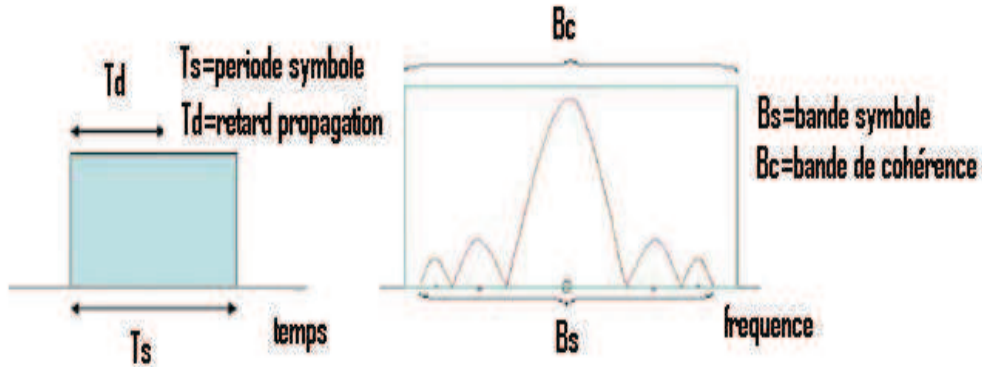


Figure III.4: Représentation d'un symbole transmis par un canal à évanouissement plat : (a) Représentation dans le domaine temporel, (b) représentation dans le domaine fréquentiel.

III.3. L'OFDM AVEC INTERVALLE DE GARDE

Le temps de garde utilisé dans la technique de signalisation OFDM est un élément crucial pour combattre les interférences inter-symboles et les interférences entre les canaux ou entre les sous porteuses dans le symbole OFDM. Ces interférences sont introduites par la propagation du signal dans le canal à trajets multiples. Ceci indique qu'il y a une relation entre le délai maximal du canal τ_{max} , le temps de garde et la durée du symbole OFDM.

On insère donc entre deux symboles transmis un intervalle temporel appelé le temps de garde T_{GI} . Le but de l'intervalle de garde est explicité par ce qui suit. Les symboles qui passent dans le canal à trajets multiples subissent des échos et un symbole émis peut parvenir au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis à l'instant nT_s peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à l'instant $(n-1)T_s$. Il se produit alors des interférences comme illustré par les figures III.1 et III.5 [9].

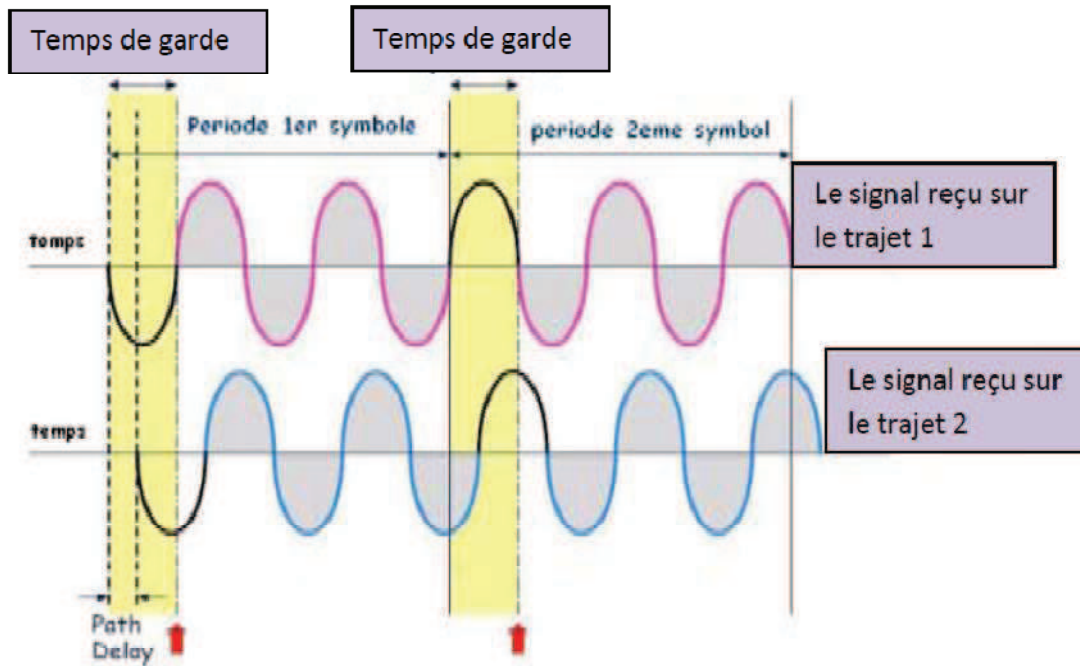


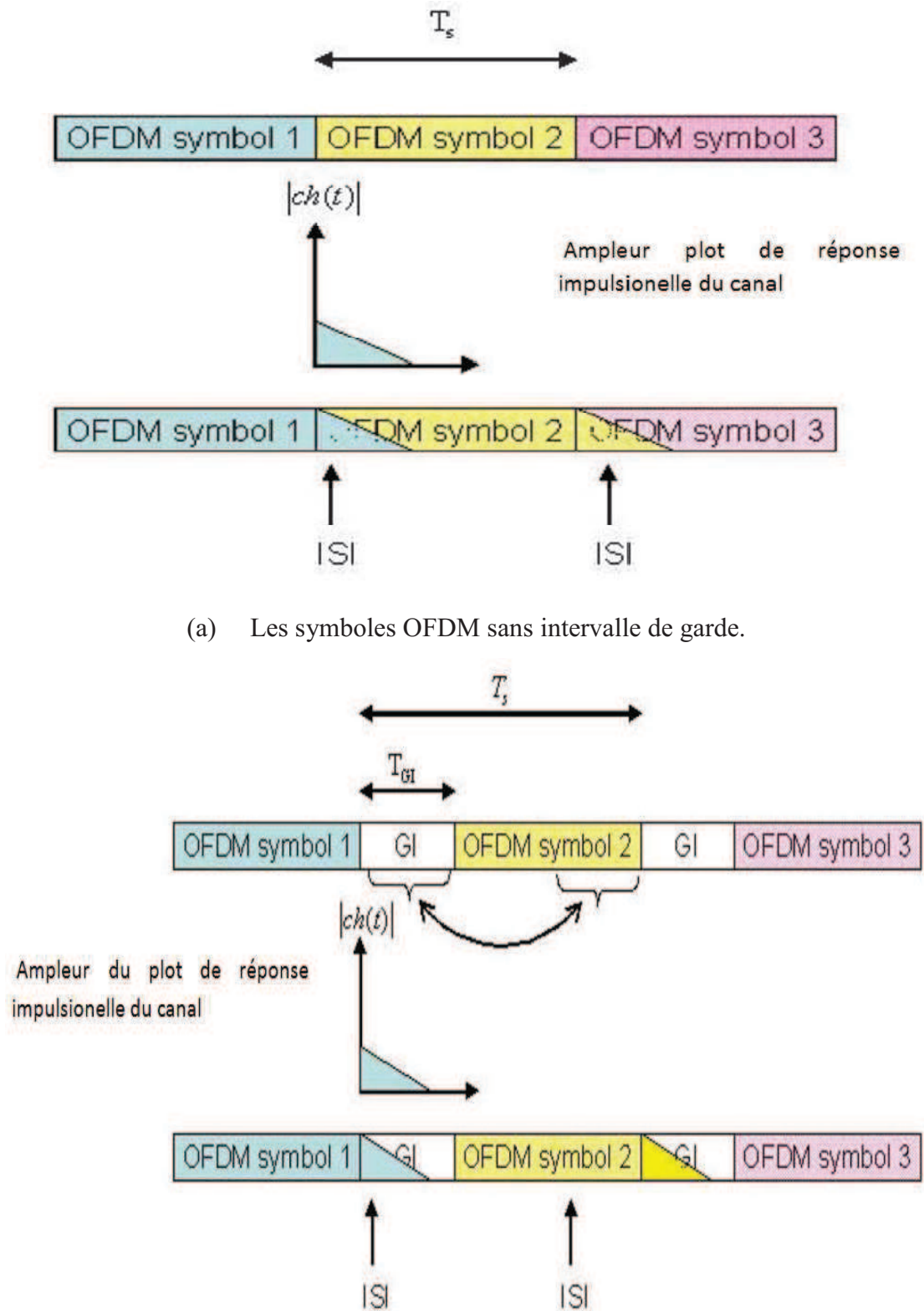
Figure III.5 : symboles OFDM reçus en présence du temps de garde.

Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde de durée T_{GI} . La durée totale du symbole transmis est alors $T_s = T_0 + T_{GI}$. Pour éviter les interférences, il est nécessaire de choisir un temps de garde plus grand que le délai d'étalement du canal où $T_{GI} > \tau_{max}$ [9].

L'adjonction de cet intervalle de durée T_{GI} , appelé intervalle de garde (IG) qui ne comporte pas d'information utile, permet aussi d'absorber les échos dûs au canal. L'égalisation du système revient alors à effectuer une égalisation à un seul coefficient par porteuse [2].

Dans les cas usuels, la durée de l'intervalle de garde ne dépasse pas en général 25% de la durée du symbole OFDM utile T_0 [2].

L'avantage de l'intervalle de garde peut être observé sur la figure III.6 qui illustre que le passage du symbole 1 dans l'intervalle de garde peut être autorisé. Car il n'affecte pas le symbole 2.



(a) Les symboles OFDM sans intervalle de garde.

(b) Les symboles OFDM avec un intervalle de garde.

Figure III.6 : Effets de l'intervalle de garde sur l'interférence ISI [30].

L'inconvénient de l'intervalle de garde est qu'il entraîne une perte de l'efficacité de la bande passante, car les données ne sont pas transmises au cours de l'intervalle de garde. D'autre part, en ajoutant l'intervalle de garde, on évite les deux types d'interférences : ICI et ISI à cause de l'orthogonalité des sous-porteuses qui reste assurée.

III.4. SYSTEME OFDM AVEC PREFIXE CYCLIQUE (CP-OFDM)

La figure III.7 décrit le système OFDM avec préfixe cyclique et ses différents étages.

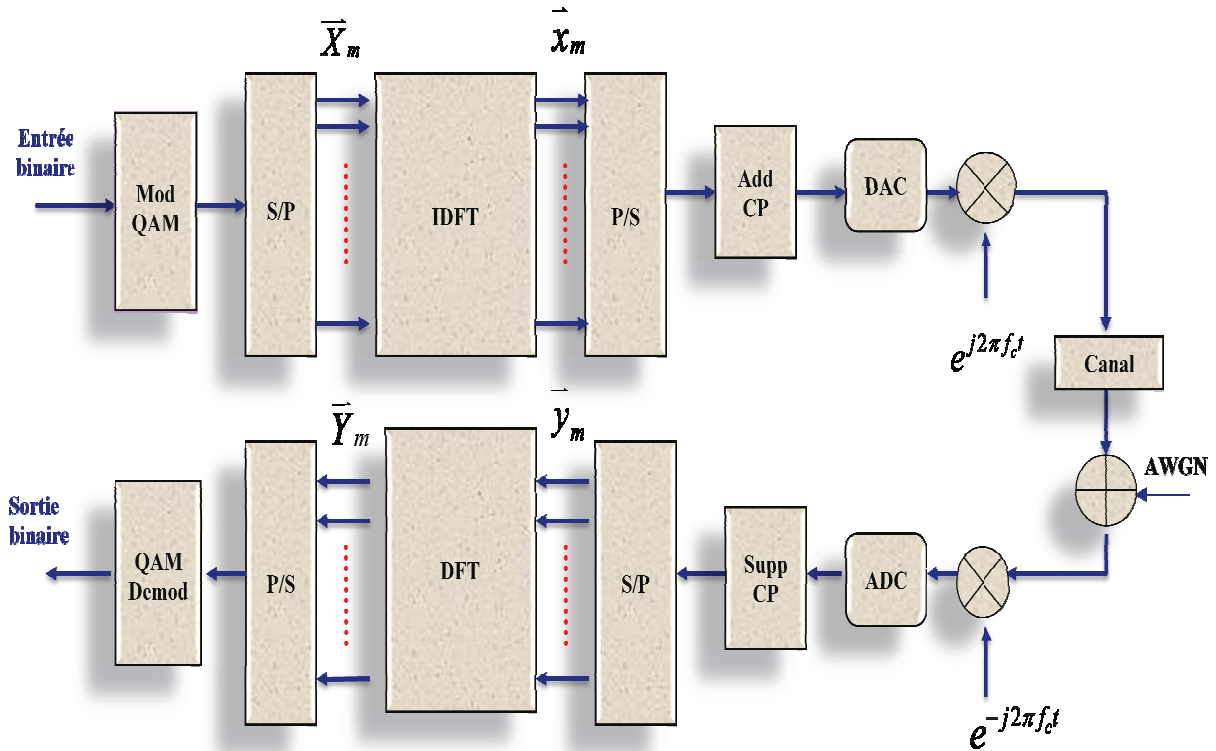


Figure III.7: Schéma bloc du modèle CP-OFDM.

III.4.1 Conversion des données série parallèles (S/P)

Le principe de cette conversion est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit.

III.4.2 Modulation

Le choix du type de la modulation numérique dépend en général de deux conditions essentielles. La première est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. La deuxième est liée à la possibilité de transmettre un signal par voie hertzienne ou de partager un canal de communication. Pour le standard

IEEE802.11a, la modulation multi niveaux d'amplitude et la démodulation cohérente sont utilisées. Les modulations BPSK et MQAM sont rappelées dans les sections suivantes.

III.4.2.1 Modulation BPSK

Cette modulation est la forme la plus simple du PSK. Elle utilise deux phases séparées de 180° qu'on appelle BPSK "Binary Phase shift Keying". Cette modulation est la plus robuste de toutes les autres PSK.

Cependant, on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole ce qui est un inconvénient pour les applications nécessitant un débit binaire élevé [31].

C'est une modulation binaire (un seul bit est transmis par période T) :

$$n=1,$$

$$M=2, \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad (\text{III. 1})$$

Le symbole $C_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc sa valeur dans l'alphabet $\{-1,1\}$.

C'est une modulation mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour $t \in [0, T[$.

$$S(t) = \mp A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{III. 2})$$

La constellation du BPSK est représentée dans la figure III.8:

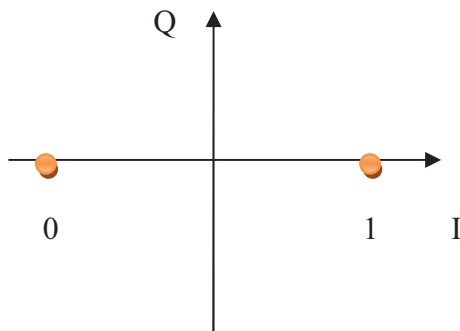


Figure III.8: Constellations de modulations BPSK.

III.4.2.2 Modulation MQAM

La modulation linéaire MQAM est une technique où les variations de l'amplitude et de la phase sont combinées. On considère donc que la modulation M-QAM est une combinaison de la modulation ASK et PSK. M est un nombre entier qui indique le nombre de symboles utilisés.

Par exemple la modulation 32-QAM permet de définir 32 positions, donc 32 symboles sont affichés dans sa constellation. Chaque symbole est l'extrémité d'un vecteur dont le module et la phase peuvent varier. La modulation MQAM permet une efficacité égale à $\log_2(M)$ bits/symbole. Ainsi, M signaux constituent l'ensemble des signaux transmissibles. Pour chacun de ces signaux, $k=\log_2(M)$ bits sont assignés. Pour 32-QAM on a une efficacité de 5 bits par symbole.

La modulation QAM à M états a été développée pour les modems rapides, puisqu'elle permet d'augmenter le débit binaire sans élargir la bande passante du signal modulé [32].

L'efficacité spectrale pour une modulation M-QAM est égale à $\log_2(M)$ bits/sec/Hz. La modulation à M états est donc idéale pour la transmission des données numériques avec un débit élevé dans un canal de large bande. Pour le Standard IEEE 802.11a la modulation M-QAM est limitée à 16-QAM et 64-QAM [33].

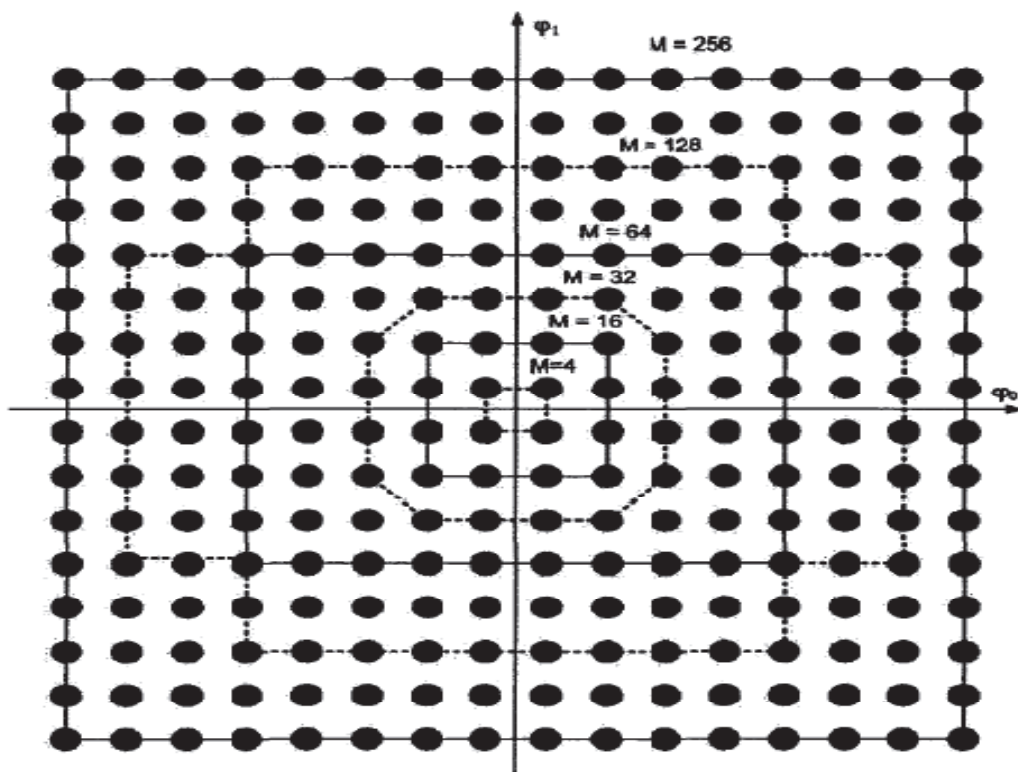


Figure III.9: Constellations des modulations M-QAM.

III.4.2.3 Modulation 4QAM [31]

La modulation 4QAM est un cas spécial de la modulation M-QAM. On voit que, c'est essentiellement la phase de la porteuse et l'amplitude qui change au cours du temps.

C'est la raison pour laquelle la modulation en quadrature à 4 états (4QAM) s'appelle aussi QPSK.

La modulation QPSK est très robuste vis à vis des perturbations et donne d'excellents résultats lorsque le signal reçu est faible et bruité. Le signal de la modulation 4QAM est défini par:

$$S_i(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (\text{III. 3})$$

Où $0 \leq t \leq T_0$ et T_0 est la durée d'un symbole numérique QPSK

Avec

$$i = 1, 2, 3 \text{ et } 4 \quad (\text{III. 4})$$

$$\varphi_i = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \quad (\text{III. 5})$$

$S_i(t)$ peut s'écrire aussi de la manière suivante :

$$S_i(t) = S_{i0} \varphi_0(t) + S_{i1} \varphi_1(t) \quad (\text{III. 6})$$

La constellation de la modulation 4QAM est illustrée sur la figure III.10. Dans la modulation QPSK, chaque symbole porte deux bits d'information. On a quatre combinaisons possibles : 00, 01, 10, et 11.

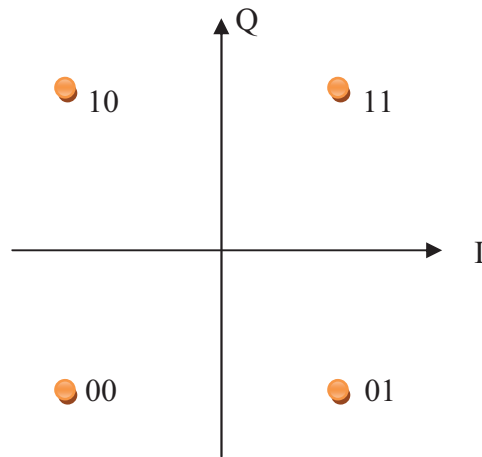


Figure III.10: Constellations de modulations 4QAM.

III.4.3 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, et donc une constellation de faible taille est préférable (cas de la BPSK). Par contre dans un canal à faible interférence

et de rapport signal sur bruit élevé on utilise une grande constellation pour des débits binaires élevés.

III.4.4 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 porteuses tel que l'OFDM. En 1989, on a vu l'introduction du préfixe cyclique dans l'OFDM [34]. Les sous porteuses non utilisées sont représentées par le préfixe cyclique.

III.4.5 Préfixe cyclique

Le grand avantage de l'OFDM est sa robustesse vis-à-vis des 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 [34].

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

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. Ainsi, il est important de choisir le préfixe de durée la plus minimale possible pour assurer une grande efficacité du système [35].

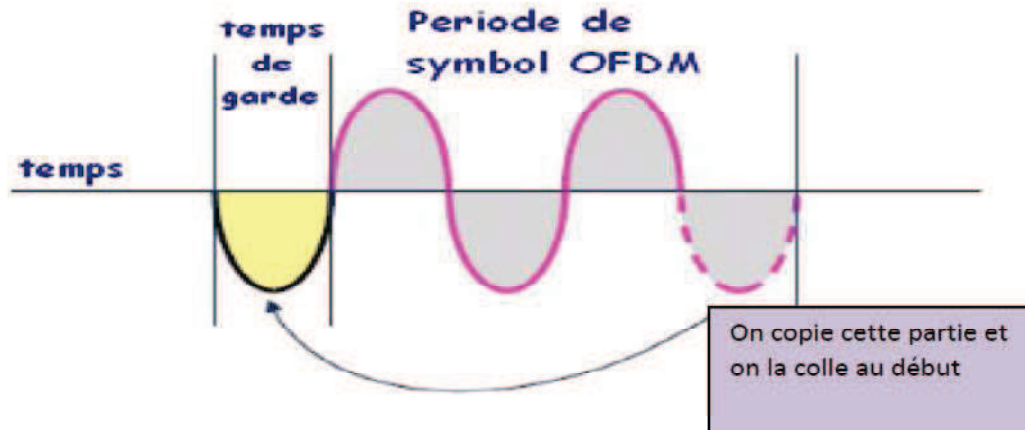


Figure III.11 : Le temps de garde [34].

III.4.6 Transposition

La transposition en fréquence est effectuée pour traduire le signal de la bande de base vers des fréquences autour de la porteuse. En la réception, le spectre du signal qui est centré autour de la fréquence porteuse est ramené en bande de base [36].

III.4.7 Conversion DAC et ADC

En conversion numérique / analogique (DAC), le signal numérique est converti en un signal électrique analogique. En conversion analogique / numérique (ADC), le signal électrique analogique est converti en un signal numérique.

III.5. MODELE MATHEMATIQUE D'UN SYSTEME CP-OFDM

Dans cette partie, nous allons décrire notre système par des équations mathématiques. Nous allons donc donner les différentes expressions concernant la modulation et la démodulation OFDM. On commencera par la modulation :

Soit un système CP-OFDM dans un canal multi-trajet de type Rayleigh. Le CP est considéré plus long que le retard maximum du canal donc les ISI sont presque éliminés. Les sous-porteuses aux bords du spectre ne sont pas utilisées (ce sont des symboles nuls) pour éviter les problèmes de la fréquence image au récepteur [22]. Le schéma fonctionnel de la CP-OFDM est représenté sur la figure III.7, où S/P et P/S veulent dire conversion série/parallèle et parallèle/série respectivement.

Après une modulation PSK ou QAM, les données en série sont converties en parallèles. Un signal OFDM est construit par l'utilisation de la transformation de Fourier rapide inverse (IFFT). Le vecteur entrée à l'IFFT est donné par :

$$\vec{X}_m = [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T \quad (\text{III. 7})$$

Où $X_{m,n}$ représente la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM et N est le nombre de points FFT. Le vecteur signal à la sortie de la IFFT est donné par :

$$\vec{x}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T \quad (\text{III. 8})$$

Où $x_{m,n}$ est le $n^{\text{ème}}$ échantillon du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM.

$$x_{m,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j\frac{2\pi}{N}nk} = \text{IFFT}\{X_{m,k}\} \quad (\text{III. 9})$$

Les préfixes cycliques (CP), qui sont produits avec les copies de la dernière partie des symboles OFDM, sont insérés au début de chaque vecteur symbole.

Le vecteur du signal de sortie avec CP est donné par :

$$\begin{aligned} \vec{x}_m^c &= [x_{m,0}^c, x_{m,1}^c, \dots, x_{m,N+q-1}^c]^T \\ &= [x_{m,N-q}^c, x_{m,N-q+1}^c, \dots, x_{m,N-1}^c, x_{m,0}^c, x_{m,1}^c, \dots, x_{m,N-1}^c]^T \end{aligned} \quad (\text{III. 10})$$

$x_{m,n}^c$ est le $n^{\text{ème}}$ échantillon du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM et q la longueur du CP. D'où, le vecteur du signal de réception qui est donné par :

$$\vec{y}_m^c = \vec{x}_m^c \otimes \vec{h}_m + \vec{w}_m = [y_{m,0}^c, y_{m,1}^c, \dots, y_{m,N+q-1}^c]^T \quad (\text{III. 11})$$

Où $\otimes$ dénote la convolution linéaires, $\vec{h}_m$ et $\vec{w}_m$ sont respectivement le vecteur de la réponse

impulsionnelle du canal et le vecteur du bruit blanc additif Gaussien (AWGN) du $m^{\text{ème}}$ symbole

OFDM. $y_{m,n}^c$ est le $n^{\text{ème}}$ échantillon du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM dans le $m^{\text{ème}}$ vecteur du signal reçu $\vec{y}_m^c$.

Le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal $\vec{h}_m = [h_{m,0}, h_{m,1}, \dots, h_{m,N-1}]^T$ peut être représenté par :

$$h_{m,k} = \sum_{i=0}^{\gamma-1} h_i^m e^{j\frac{2\pi}{N}f_{Di}T_n} \delta(\lambda - \tau_i), 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{III. 12})$$

h_i^m est la réponse impulsionnelle complexe du $m^{ème}$ symbole OFDM du $i^{ème}$ trajet; f_{Di} est la fréquence Doppler du $i^{ème}$ trajet, qui peut causer des interférences entre sous-porteuses (Inter Carrier Interference : ICI) pour les signaux de réception; T est la période d'échantillonnage; λ est l'indice d'étalement de délai, et τ_i est le temps d'étalement du trajet $i^{ème}$ (path delay time) normalisé par le temps d'échantillonnage.

Après avoir supprimé le CP, le vecteur du signal reçu est :

$$\begin{aligned}\vec{y}_m &= [y_{m,0}, y_{m,1}, \dots, y_{m,N-1}]^T \\ &= [y_{m,q}^c, y_{m,q+1}^c, \dots, y_{m,N+q-1}^c]^T\end{aligned}\quad (III. 13)$$

Où $y_{m,n}$ représente le $n^{ème}$ échantillon du $m^{ème}$ symbole OFDM. Le vecteur du signal reçu est

$$\vec{Y}_m = [Y_{m,0}, Y_{m,1}, \dots, Y_{m,N-1}]^T \quad (III. 14)$$

Où

$$Y_{m,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_{m,n} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = FFT\{y_{m,n}\} \quad (III. 15)$$

Supposons que le CP est plus long que la réponse impulsionnelle du canal, donc, il n'y a aucune interférence ISI entre les symboles OFDM. Le vecteur des échantillons démodulés $\vec{Y}_m$ peut être représenté comme [37]:

$$\vec{Y}_m = \vec{X}_m \vec{H}_m + \vec{I}_m + \vec{W}_m \quad (III. 16)$$

Avec :

$$\vec{H}_m = [H_{m,0}, H_{m,1}, \dots, H_{m,N-1}]^T \quad (III. 17)$$

$$\vec{I}_m = [I_{m,0}, I_{m,1}, \dots, I_{m,N-1}]^T \quad (III. 18)$$

$$H_{m,k} = \sum_{i=0}^{\gamma-1} h_i^m e^{j\pi f_{Di}T} \frac{\sin(\pi f_{Di}T)}{\pi f_{Di}T} \frac{1}{2^{\frac{2\pi\tau_i}{N}}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (III. 19)$$

$$I_{m,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{\gamma-1} \sum_{K=0}^{N-1} h_i^m X_{m,k} \frac{1 - 2^{j2\pi(f_{Di}-k+K)}}{1 - 2^{j\frac{2\pi}{N}(f_{Di}-k+K)}} 2^{-j\frac{2\pi\tau_i}{N}K}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (III. 20)$$

Où

$\vec{W}_m = FFT\{\vec{W}_m\}$, $H_{m,k}$ est la réponse fréquentielle du canal à la $k^{ème}$ sous-porteuse du $m^{ème}$ symbole OFDM. Elle est indépendante du signal transmis $X_{m,k}$, $I_{m,k}$ est la composante de l'interférence ICI dans le signal reçu à la $k^{ème}$ sous-porteuse du

$m^{\text{ème}}$ symbole OFDM, qui dépend des valeurs du signal modulé $X_{m,k}$ sur toutes les sous-porteuses.

III.6. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA TECHNIQUE OFDM

L'utilisation de la technique OFDM pour les systèmes de communications sans fil représente certains avantages et inconvénients. La décision d'utiliser une telle technique est toujours basée sur l'évaluation du rapport coût/performances. Dans certains scénarios tels les communications mobiles à l'intérieur, la réalisation de la technique OFDM s'avère obligatoire sinon la communication n'est pas fiable. Les principaux avantages de l'OFDM sont les suivants:

- une meilleure utilisation de la bande de fréquence allouée, et ceci par rapport à la technique FDM.
- une plus grande robustesse à l'évanouissement sélectif en fréquence que les systèmes à une seule-porteuse.
- la génération des sous-porteuses est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe: la transformée de Fourier rapide (FFT).
- La complexité réduite du récepteur grâce à l'insertion de l'intervalle de garde et son rôle primordial dans la suppression de l'ISI et l'ICI.
- Différents arrangement de modulation peuvent être employés sur les différentes sous porteuses qui sont adaptées à la transmission sur chaque sous porteuse.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono-porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole de à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

Le système utilisant la technique OFDM n'est pas parfait ; il a des inconvénients qu'il faut prendre en considération lors de la conception et surtout au niveau de sa mise en œuvre matérielle. L'OFDM a en effet certains inconvénients mentionnés ci-dessous par rapport à la modulation d'une seule porteuse.

- Il est plus sensible au décalage de fréquence et au bruit de phase;
- 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.

III.7. CONCLUSION

Après avoir présenté les différentes architectures de la modulation OFDM améliorée ainsi que ses avantages par rapport à l'OFDM conventionnelle. Nous pouvons conclure que la modulation CP-OFDM est considérée comme la meilleure modulation multi-porteuse parcequ'elle utilise un intervalle de garde. Dans ce dernier chapitre, nous allons montrer la robustesse de la technique OFDM dans une transmission à travers un canal radio mobile en réalisant des simulations et Simulink du logiciel (MATLAB).



SIMULATION DU SYSTEME OFDM ET ETUDE DE PERFORMANCE

SOMMAIRE

- IV.1 INTRODUCTION
- IV.2 SIMULATION DU SYSTEME OFDM EN BANDE DE BASE
- IV.3 SIMULATION DU SYSTEME OFDM DANS UN CANAL RADIO MOBILE
- IV.4 CONCLUSION

IV.1 INTRODUCTION

Les performances d'un système de transmission sont surtout évaluées par son aptitude à résister aux perturbations, c'est à dire à assurer un BER aussi faible que possible, et à acheminer le plus d'information utile; ce qui revient à maximiser sa capacité, ou son efficacité spectrale. Pour pouvoir comparer les différents modèles étudiés, nous allons donc avoir recours à des simulations de transmissions. Dans ce chapitre nous allons étudier les performances des systèmes OFDM étudiés précédemment. En évaluant les variations du BER (taux d'erreurs binaires) en fonction du paramètre rapport signal sur bruit SNR.

La première partie de notre travail est consacrée à l'étude et l'évaluation d'un système OFDM en bande de base à l'aide du module Simulink du logiciel MATLAB 7.11.0(R 2010.b).

La deuxième partie est réservée à l'étude et la simulation de la modulation OFDM conventionnelle et la modulation OFDM améliorée avec un préfixe cyclique (CP-OFDM) dans le cas d'un canal Radio-Mobile.

Ces études seront effectuées fait en utilisant deux types de canaux : le canal à bruit blanc gaussien additif AWGN et le canal de Rayleigh ou canal à évanouissement avec différents types de modulation (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM).

IV.2 SIMULATION DU SYSTEME OFDM EN BANDE DE BASE

Le but de cette simulation est d'évaluer les performances d'un système OFDM à l'aide du module simulink du logiciel MATLAB. Elle permet de tester la robustesse d'un signal OFDM lors de sa propagation dans le canal de transmission.

D'autre part, il permet d'observer ces effets en temps réel sur les différentes constellations et le spectre du signal OFDM. Quatre modulations sont utilisées: BPSK, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM en vue d'étudier les performances de ces systèmes.

IV.2.1. DESCRIPTION DE LA SIMULATION SUR SIMULINK

Pour ce travail, nous avons utilisé le logiciel spécialisé de simulation Simulink de Matlab 7.11.0(R 2010.b). Simulink est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs. Le modèle qui représente le système de communication est construit à partir des blocs extraits d'une banque de Communications Blockset (librairies spécialisées) fournie avec le logiciel de simulation. Les blocs sont affichés à l'écran et raccordés graphiquement les uns aux autres pour produire le modèle de simulation, qui prend la forme d'un diagramme-bloc [38]. Ensuite notre travail consiste à simuler un système d'émission réception basé sur la modulation multi porteuse OFDM (figure IV.1).

A l'émission, on génère des nombres entiers aléatoires et modulés par un modulateur d'amplitude en quadrature QAM. 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 trois parties :

- Emission
- Canal de transmission
- Réception

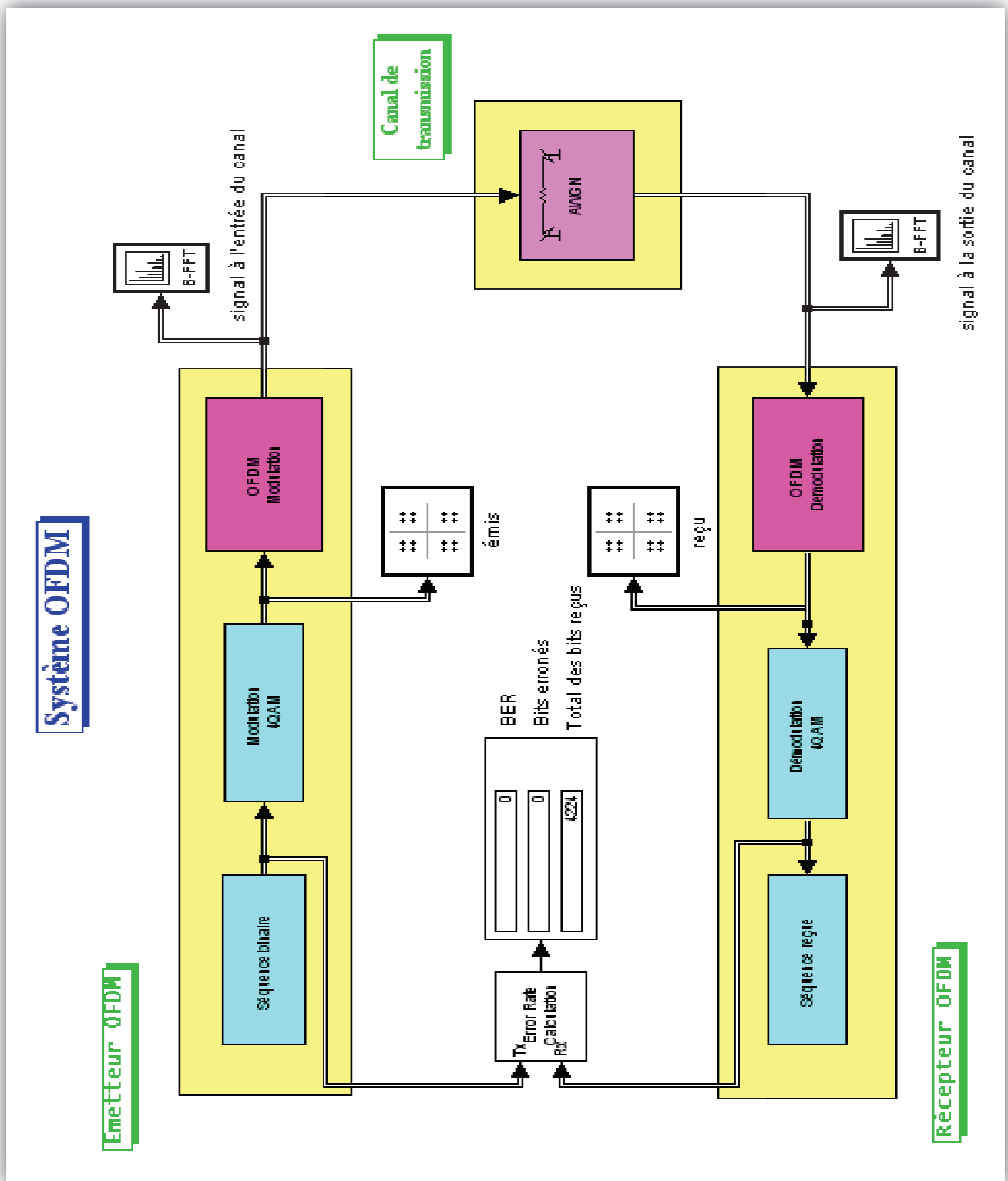


Figure IV.1 : Schéma global de la simulation d'un système OFDM (modulation BPSK, 4QAM 16QAM et 64QAM).

IV.2.1.1. Emission

Cette partie contient les blocs de traitement de données, de modulation à l'émission d'un signal dans un canal radio mobile. Elle se divise en trois parties :

Le générateur de séquences, le modulateur numérique, et le modulateur OFDM.

a. Générateur de la séquence binaire

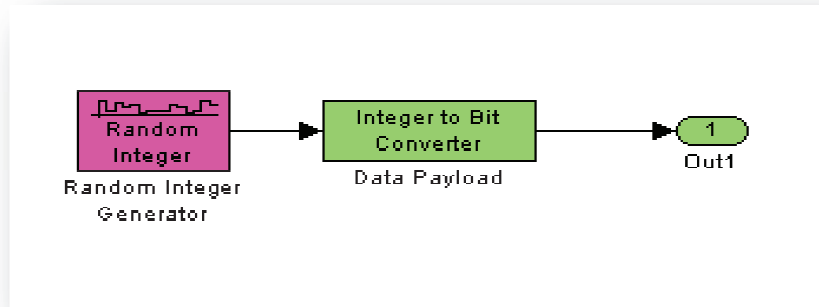


Figure IV.2 : Schéma bloc du générateur de la séquence binaire.

Random Integer : Ce bloc génère des nombres entiers aléatoires représentant le signal message après échantillonnage et quantification. Pour se faire, il y a lieu de choisir le nombre d'échantillons. On peut fixer la période d'échantillonnage (sample time).

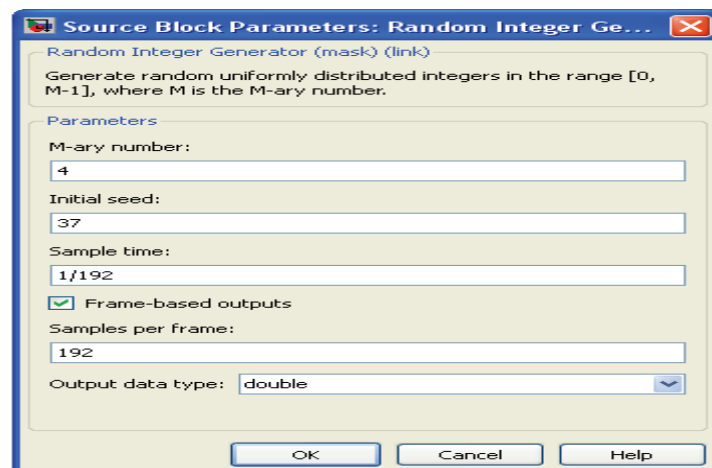


Figure IV.3 : Paramètres du bloc Random integer.

La séquence binaire générée par ce module, suivre comme signal d'entrée au système de transmission.

b. Modulation Numérique

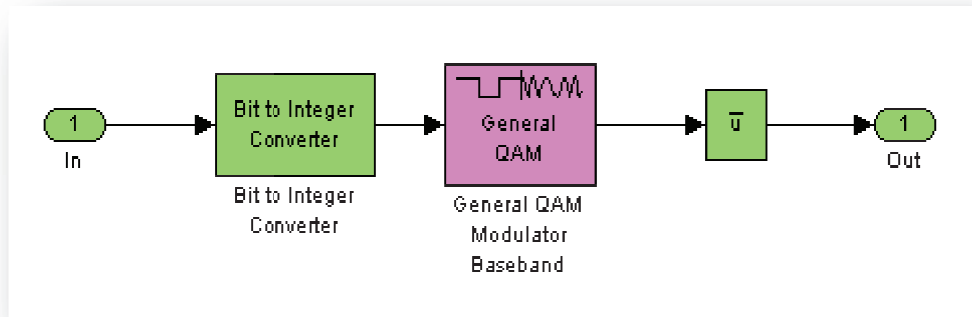


Figure IV.4 : Schéma bloc du modulateur numérique (BPSK, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM).

Ce bloc réalise la modulation numérique en bande de base (4-QAM, 16-QAM et 64-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).

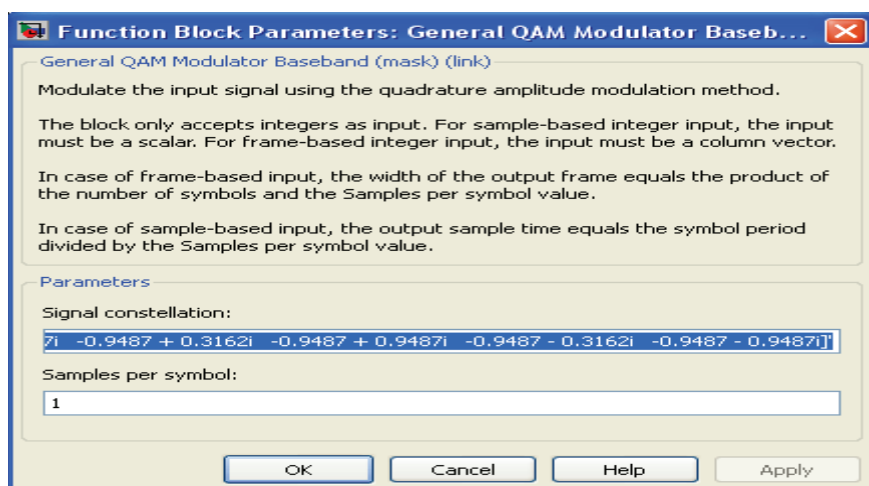


Figure IV.5 : Paramètres du bloc modulateur numérique (16-QAM).

c. Modulation OFDM

Elle est divisée en plusieurs sous blocs : L'IFFT, l'ajout de l'intervalle de garde et trame OFDM.

L'IFFT (transformée de fourrier rapide inverse) : Ce sous bloc génère les porteuses du signal OFDM et le passage au domaine temporel.

Ajout de l'intervalle de garde (Add cyclic prefix) : Ce module sert à augmenter la longueur des lignes de la matrice par redondance et cela dans le but de mieux protéger l'information.

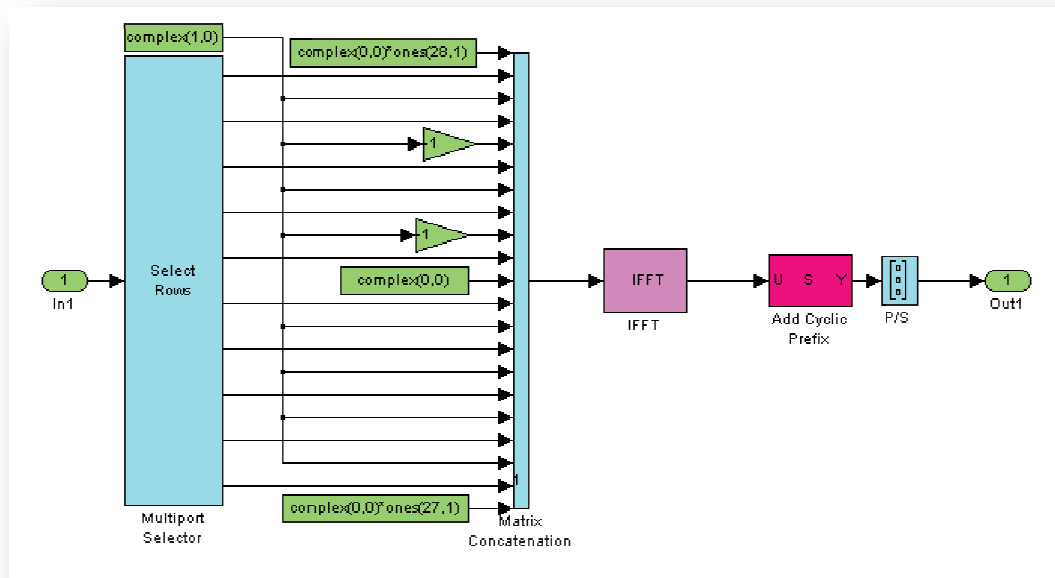


Figure IV.6 : Schéma bloc de la modulation OFDM.

Trame OFDM (matrix concatenation) : Ce module sert à convertir la matrice de trame OFDM en un vecteur colonne.

IV.2.1.2. Canal de transmission

Ce bloc représente le canal à travers lequel le signal OFDM sera transmis.

Un blanc gaussien additif AWGN qui suit la loi normale. Il sert à ajouter des échantillons de bruit à l'entrée. Le rapport signal sur bruit (SNR) caractérise le sous bloc de bruit blanc gaussien.

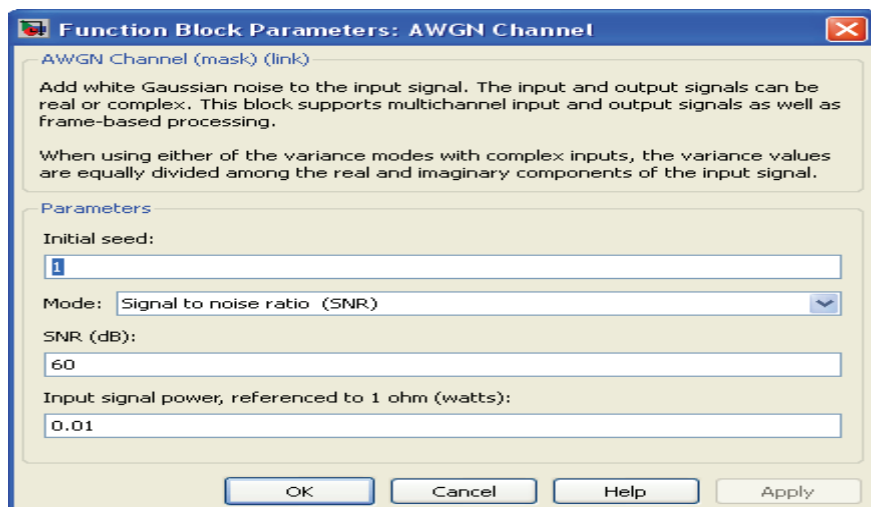


Figure IV.7 : Paramètres du bloc AWGN.

IV.2.1.3. Réception

Cette section décrit les blocs nécessaires disponibles au niveau de la réception : La démodulation OFDM et la correction du signal reçu.

a. Démodulation OFDM

Ce démodulateur se compose de plusieurs sous blocs :

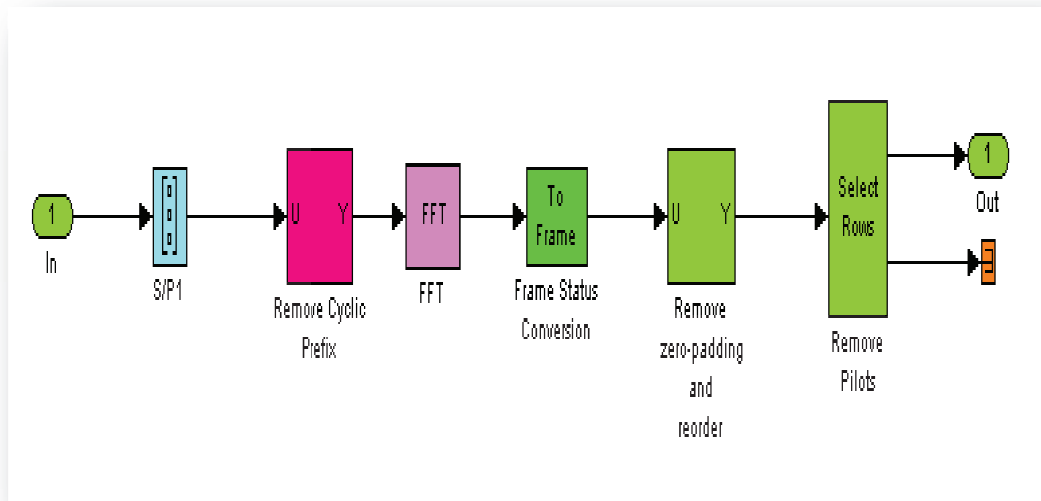


Figure IV.8: Schéma détaillé du bloc démodulation OFDM.

Frame status conversion: Ce module sert à transformer le vecteur signal reçu en matrice frame 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 : Ce module permet le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel.

Suppression des zéros : il sert à retirer la matrice frame contenant les informations nécessaires ainsi que les séquences pilotes et les séquences de formation.

Remove pilots : Ce bloc sert à supprimer les séquences pilotes et transformer le symbole OFDM.

b. Démodulation numérique

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.

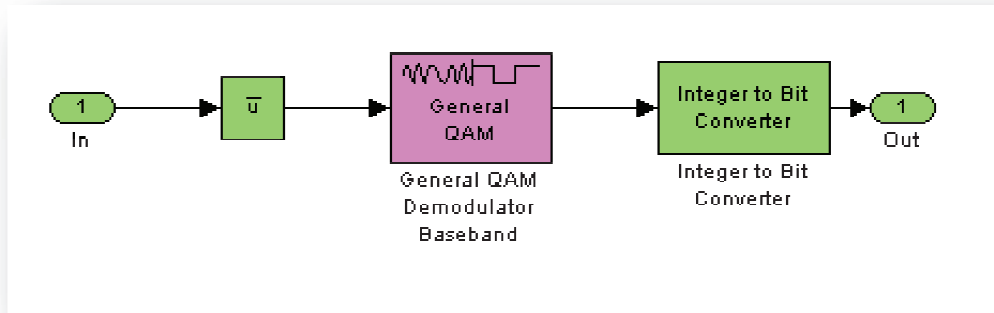


Figure IV.9 : Schéma bloc du démodulateur numérique (BPSK, 4QAM, 16QAM et 64QAM).

c. Séquence reçue

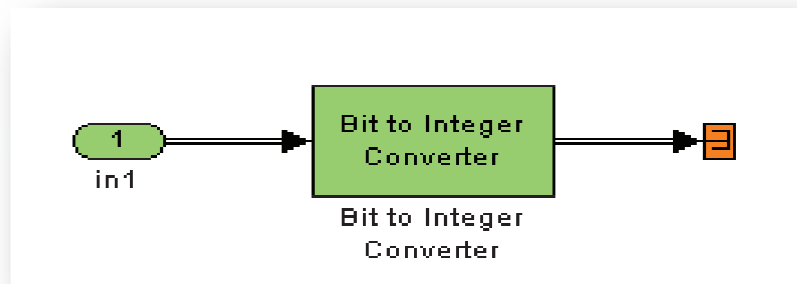


Figure IV.10 : Schéma bloc de la séquence reçue.

IV.2.1.4. Visualisation des signaux et calcul du taux d'erreur binaire

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

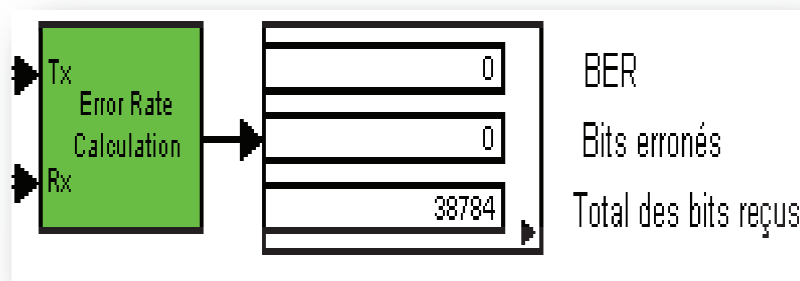


Figure IV.11 : Schéma bloc du calcul de taux d'erreur binaire.

IV.2.2. DISCUSSION DES RESULTATS

IV.2.2.1. Fonctionnement du simulateur

Après avoir expliqué le rôle de chaque bloc et choisi les paramètres de la simulation à l'aide de l'interface, on lance l'exécution. Les quatre modèles correspondants aux modulations numériques BPSK, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM peuvent être simulés en visualisant les graphes qui caractérisent chaque système et les valeurs de BER correspondant à chaque taux. Les résultats suivants peuvent être affichés :

- Le nombre de bit total.
- Le nombre de bits erronés.
- Le taux d'erreurs binaires BER.

Ces résultats correspondent à la valeur du SNR choisi à partir du bloc AWGN.

IV.2.2.2. Fonctionnement d'un système OFDM dans les conditions idéales

Pour un SNR de ligne égal à 60 dB et une modulation numérique choisie parmi les modulations BPSK, 4QAM, 16QAM ou 64QAM, les résultats sont donnés aux figures IV.12, IV.13, IV.14, IV.15, IV.16, IV.17, IV.18, IV.19, IV.20 et IV.21.

Le signal message après échantillonnage et quantification (signal d'entrée de la figure IV.12) est alors mis en forme par le modulateur QAM. Le signal résultant (figure IV.13 et IV.14) permet de générer le signal à la sortie de l'émetteur dans (figure IV.15 et IV.16).

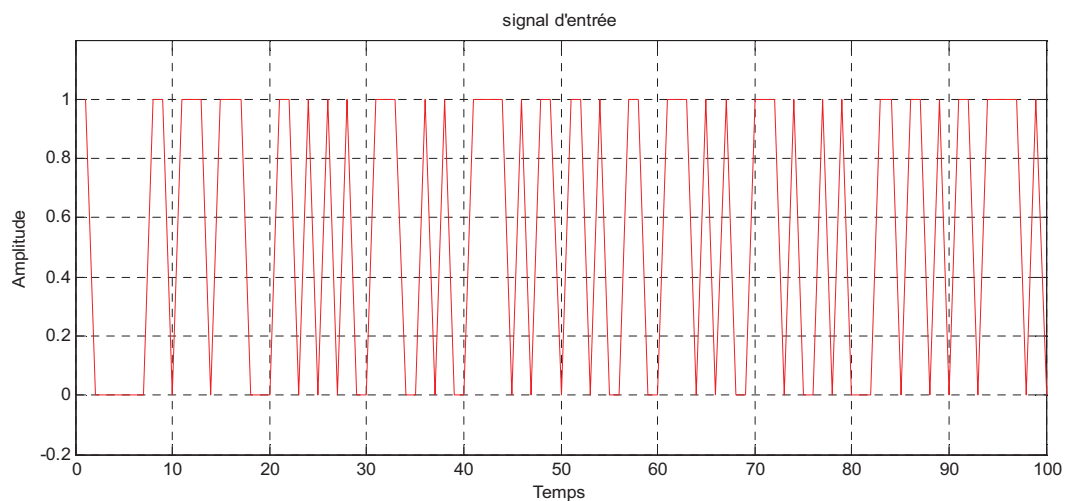


Figure IV.12 : Signal binaire à l'entrée du système.

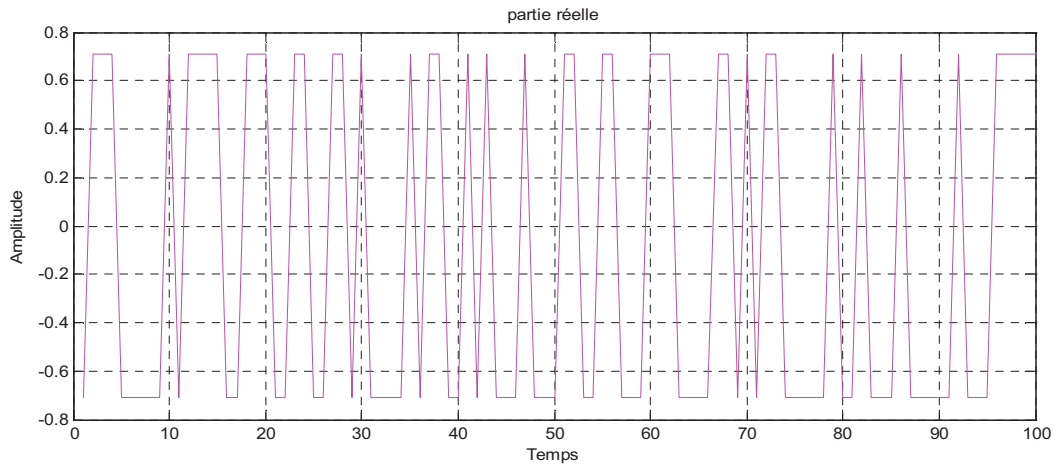


Figure IV.13: Signal après la modulation QAM (partie réelle).

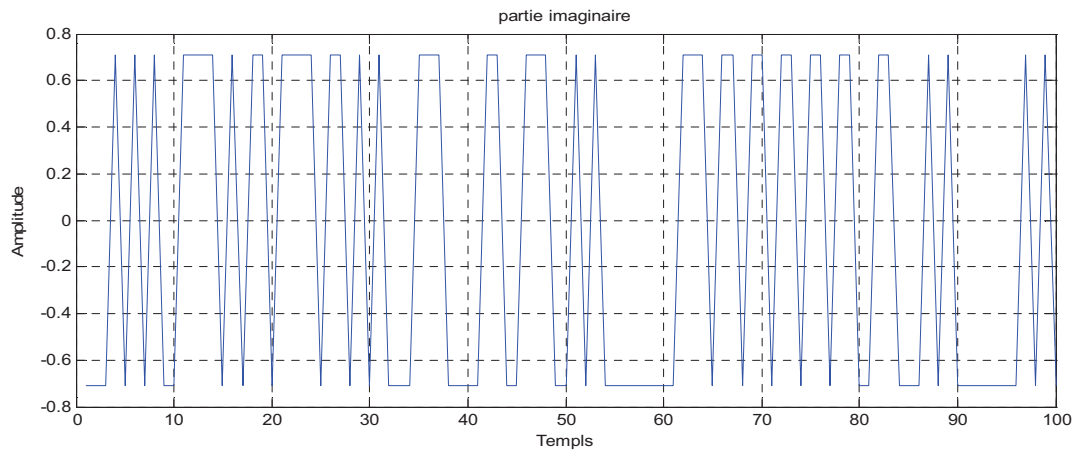


Figure IV.14 : Signal après la modulation QAM (partie imaginaire).

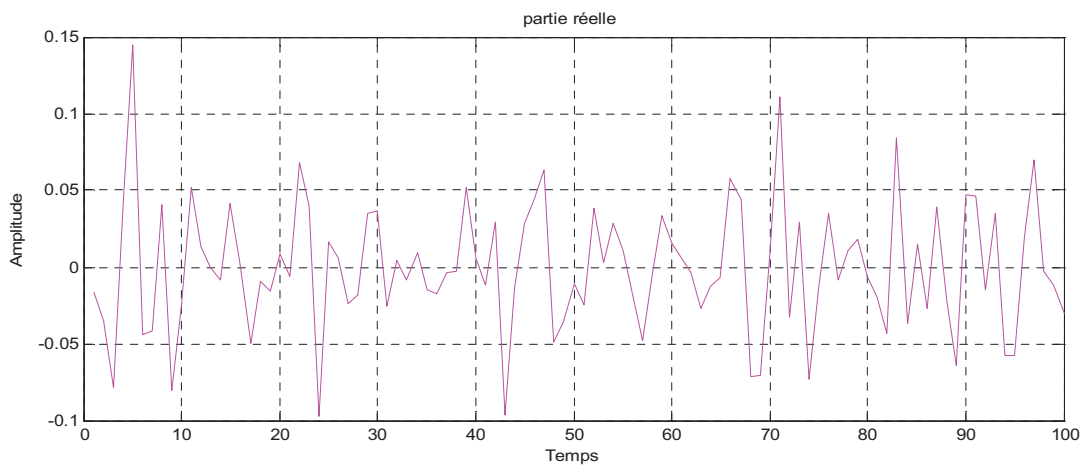


Figure IV.15 : Signal de la modulation OFDM à l'entrée du canal (partie réelle).

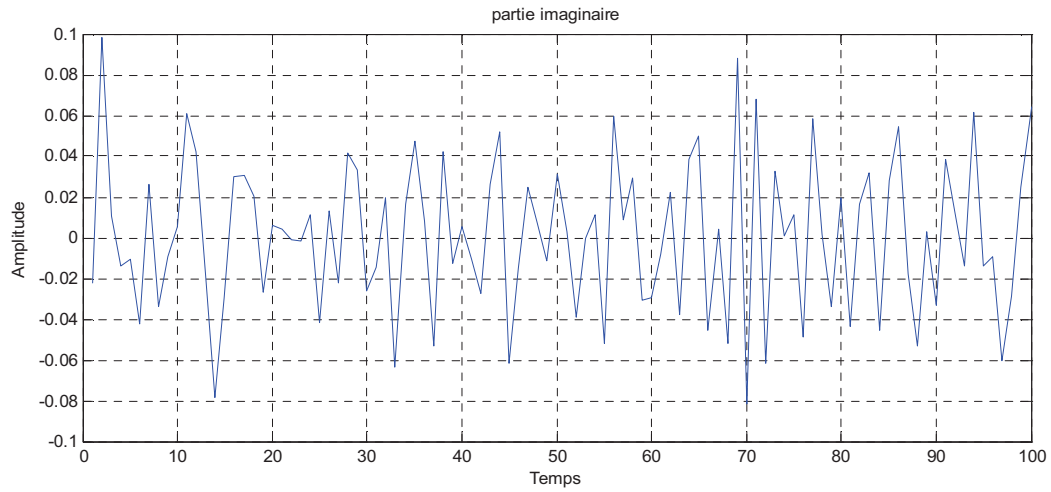


Figure IV.16 : Signal de la modulation OFDM à l'entrée du canal (partie imaginaire).

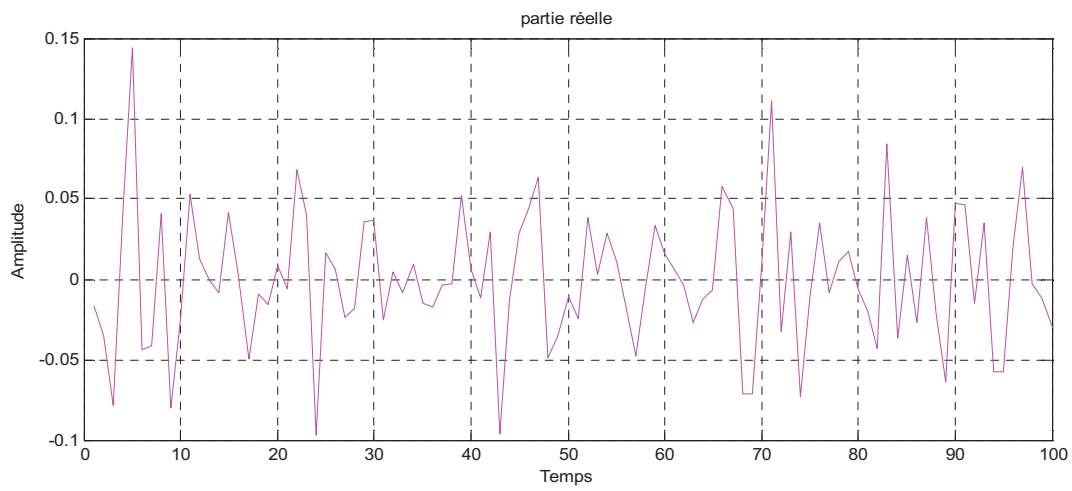


Figure IV.17: Signal à la sortie du canal (partie réelle) SNR=60 dB.

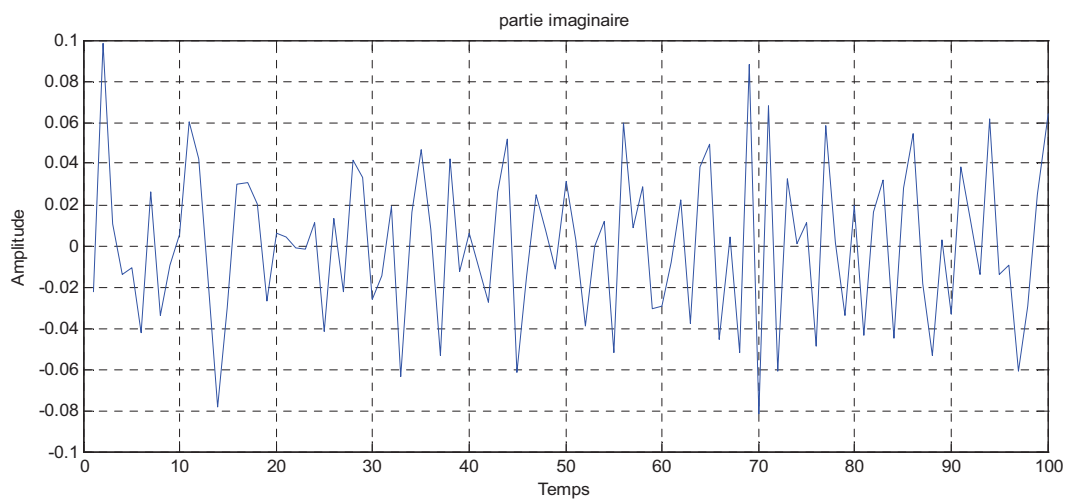


Figure IV.18 : Signal à la sortie du canal (partie imaginaire) SNR=60 dB.

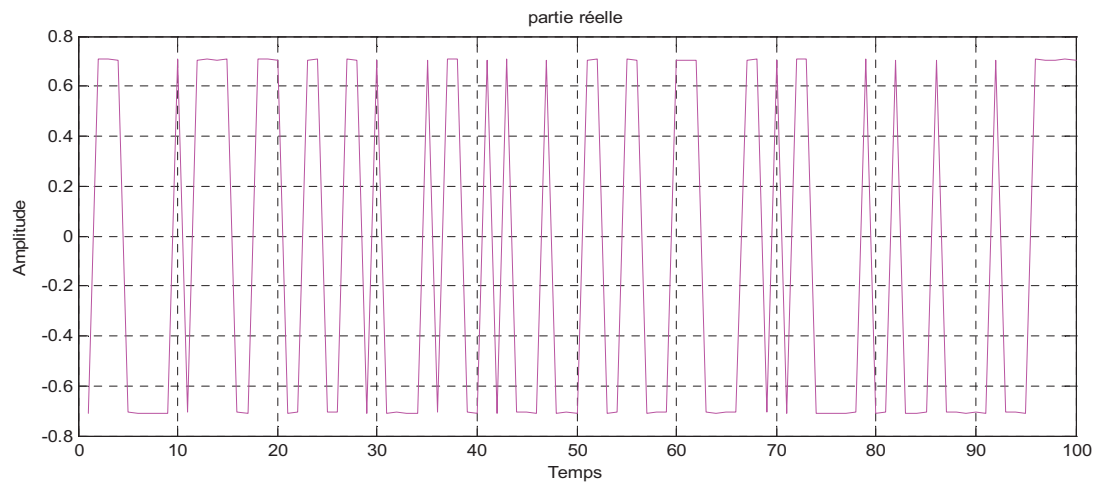


Figure IV.19 : Signal après la démodulation QAM (partie réelle).

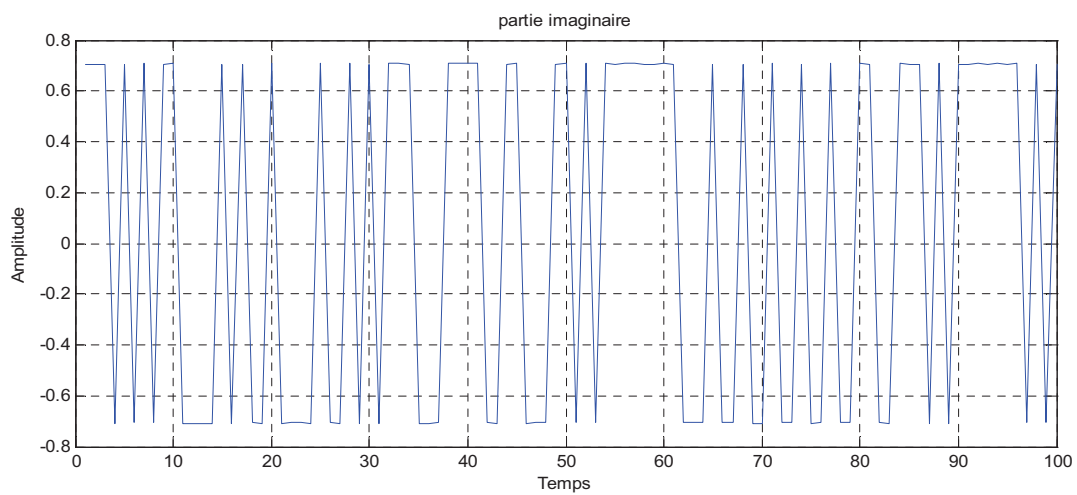


Figure IV.20 : Signal après la démodulation QAM (partie imaginaire).

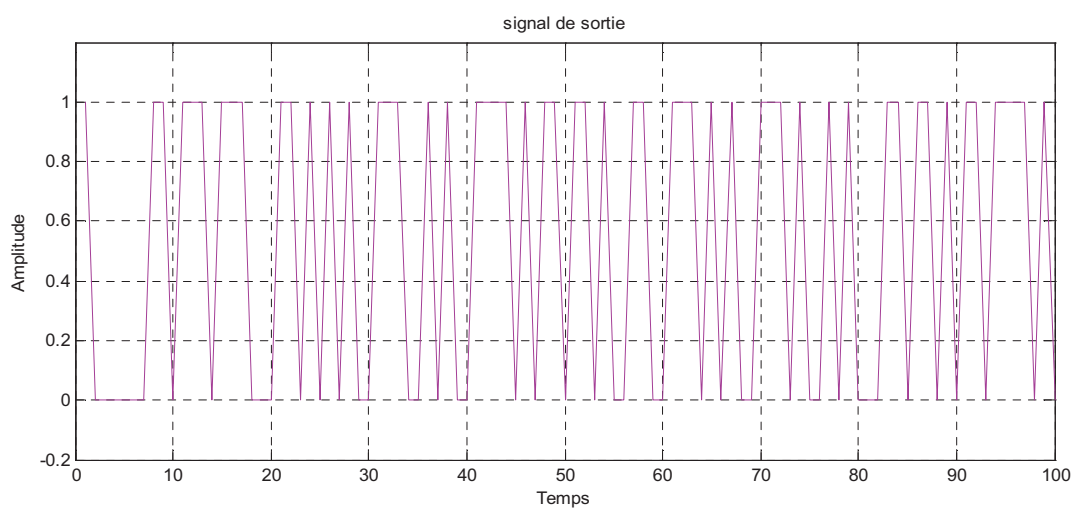


Figure IV.21 : Signal à la sortie du récepteur.

IV.2.2.3. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation BPSK

Chaque système simulé est composé des quatre parties suivantes: émetteur, récepteur, canal et mesures des erreurs ou résultats. Afin de simuler la performance des systèmes de télécommunications sans fil à hauts débits utilisant la technique d'OFDM, la norme IEEE 802.11a été utilisée tel que mentionné au chapitre 2. Les paramètres de la modulation BPSK illustrés au tableau 1 sont utilisés dans la conception de ce système. La conception du simulateur est basée sur le diagramme bloc de la figure IV.1 qui représente l'architecture du système OFDM.

Tableau IV.1 : Paramètres du système OFDM-BPSK.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64
La durée d'un symbole	1/192 s
Intervalle de garde	4
Type de modulation	BPSK
Taille de constellation	2

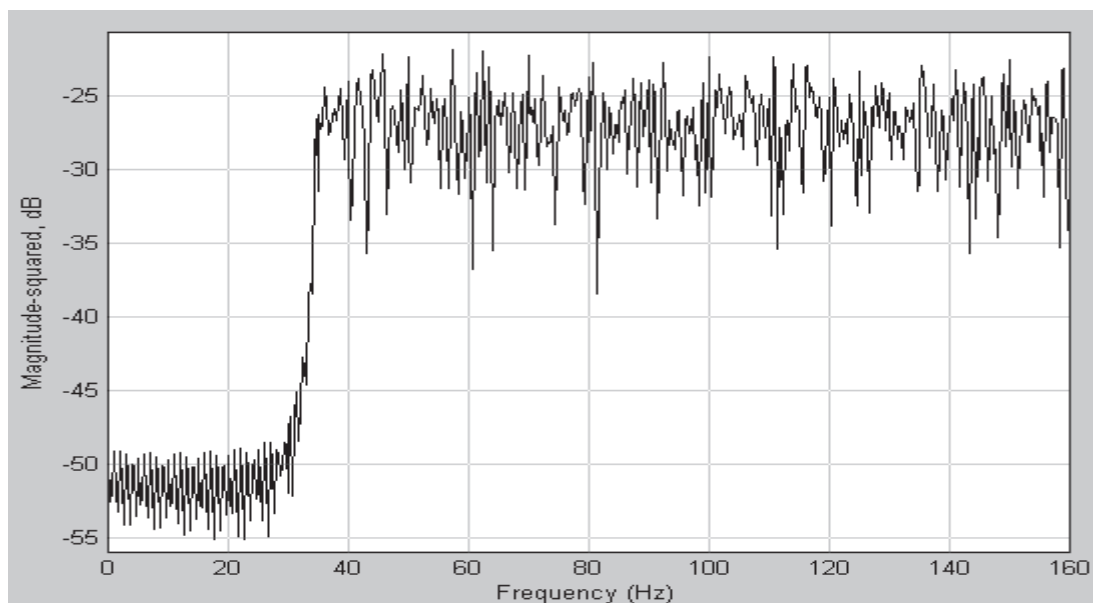


Figure IV.22 : Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.

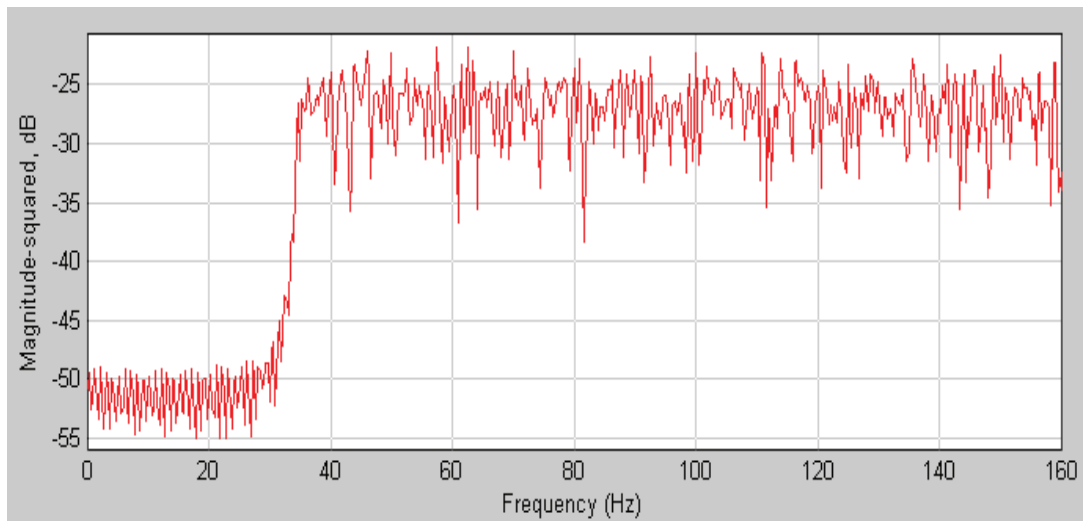


Figure IV.23 : Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.

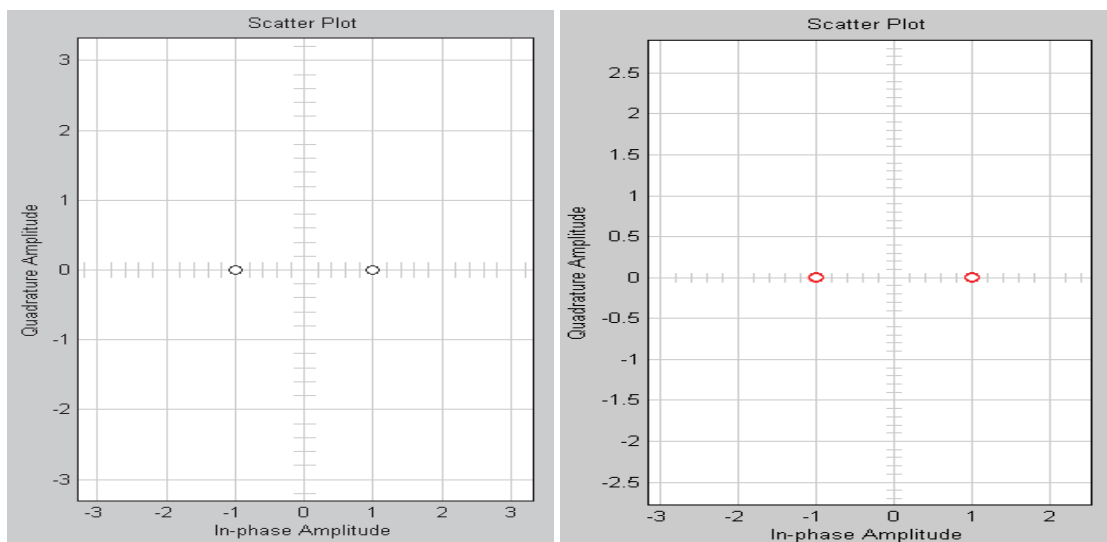
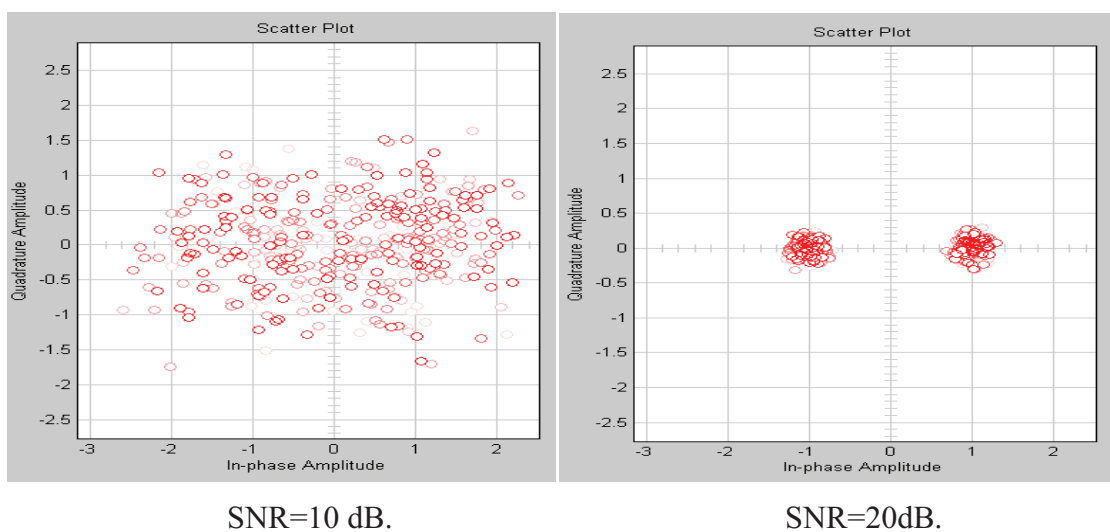


Figure IV.24 : Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.



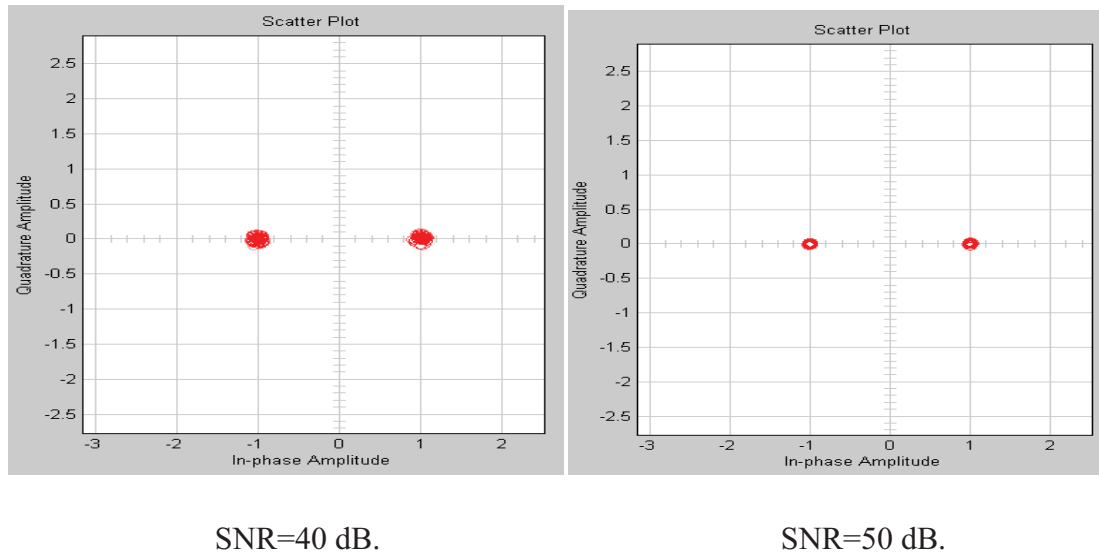


Figure IV.25 : Le diagramme de constellation «BPSK» à la sortie du canal AWGN pour différente valeur SNR.

Les résultats affichés pour une chaine qui implémente le système OFDM à base de BPSK sont:

- Le nombre de bits total= 2112
- Le nombre de bit erronés=0
- Le taux d’erreurs binaires BER=0

Interprétation : Nous observons, qu’en cas de la modulation BPSK, le diagramme de constellation présente 2 symboles ; le bruit AWGN n’influe pas sur le spectre modulé en OFDM ; nous remarquons la stabilité du signal qui est bien visible sur 2112 bits transmis et récupérés tous à la réception car le BER vaut 0.

a. Influence du bruit sur le diagramme de constellation

Les diagrammes de constellations présentés aux sections précédentes sont associés à un bruit très faible. Dans le cas où on injecte un bruit fort nous observons un nuage de points (voir la figure IV.25) autour de chaque point principal.

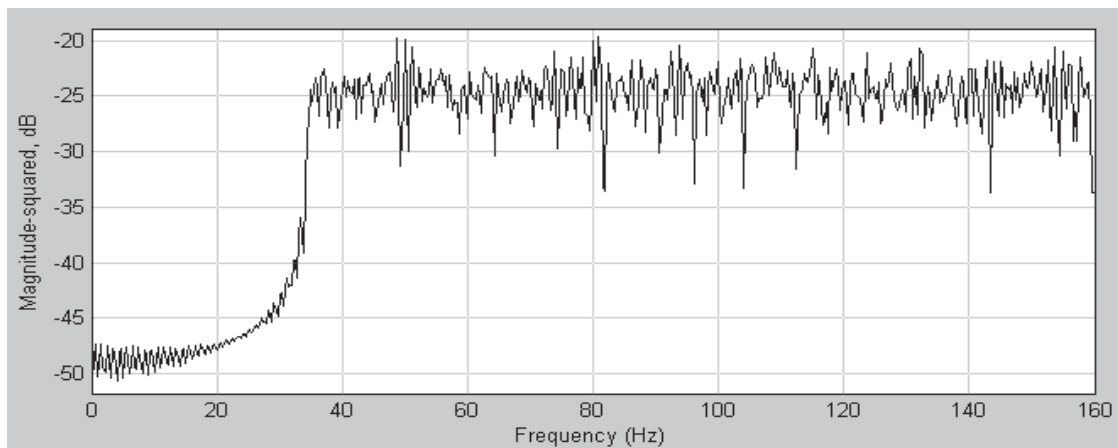
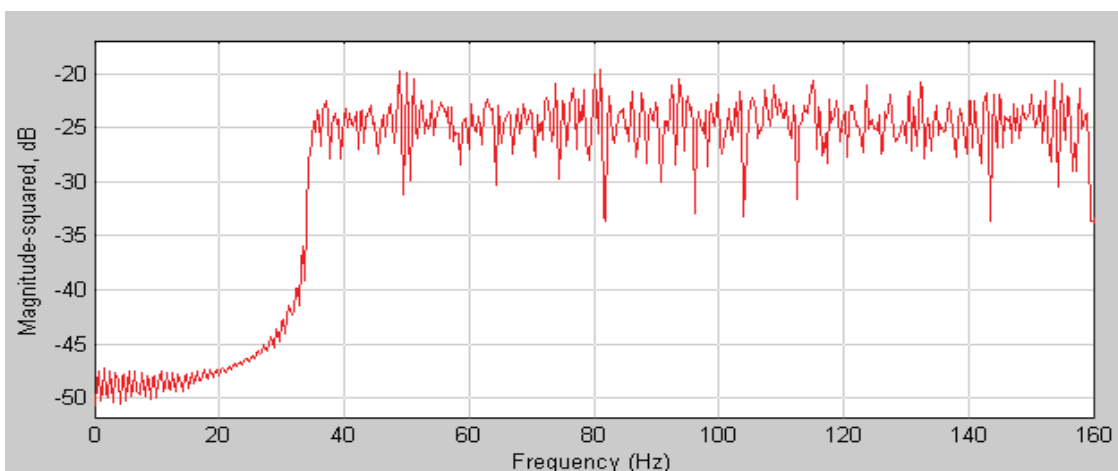
IV.2.2.4. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 4QAM

La conception du simulateur est basée sur le diagramme bloc de la figure 1 qui représente l'architecture du système OFDM de la norme IEEE 802.11a. Avec la modulation 4QAM. Chaque bloc de ce diagramme est représenté par le module équivalent du logiciel Matlab Simulink.

Tableau IV.2 : Paramètres du système OFDM-QPSK

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64
La durée d'un symbole	1/192 s
Intervalle de garde	4
Type de modulation	QPSK
Taille de constellation	4

Le système a été simulé en bande de base en utilisant les paramètres illustrés au tableau 2. La figure IV.28 illustre la constellation de la modulation numérique du système et le spectre du signal OFDM illustré par les figures IV.26 et IV.27.

**Figure IV.26 : Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.****Figure IV.27 : Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.**

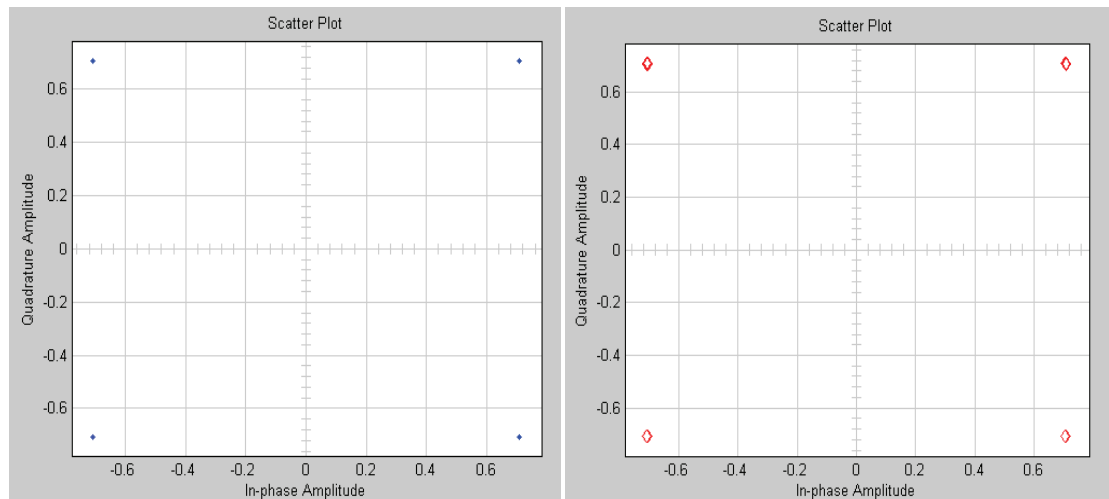
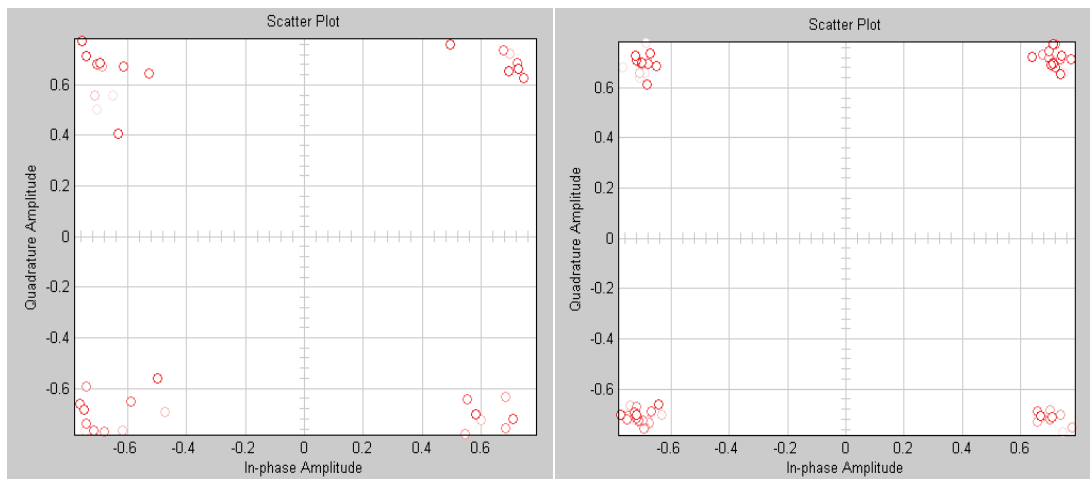
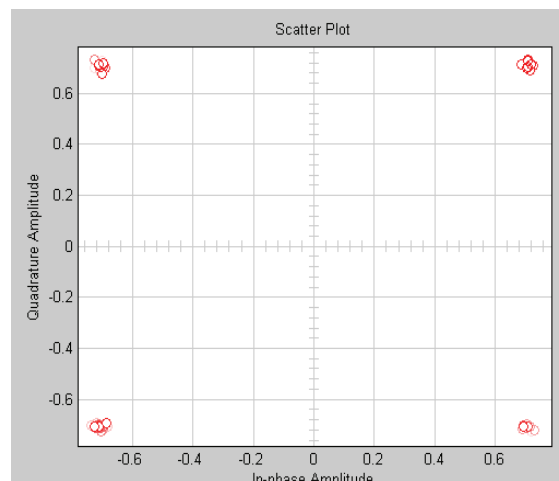


Figure 28 : Le diagramme de constellation «4QAM» avant et après le canal AWGN.



SNR=20 dB.

SNR=40 dB.



SNR=50 dB.

Figure IV.29: Le diagramme de constellation «4QAM» à la sortie du canal AWGN pour différentes valeurs du SNR.

Les résultats affichés pour une chaîne qui implémente le système OFDM à base de QPSK (4-QAM) sont:

- Le nombre de bits total= 38784
- Le nombre de bit erronés=0
- Le taux d'erreurs binaires BER=0

Interprétation : Nous observons qu'en cas de modulation 4QAM, le diagramme de constellation présente 4 symboles ; le bruit AWGN n'influe pas sur le spectre modulé en OFDM ; nous remarquons la stabilité du signal qui est bien visible sur 38784 bits transmis et récupérés tous à la réception car le BER vaut 0.

a. Influence du bruit sur le diagramme de constellation

Les diagrammes de constellations présentés dans les sections précédentes sont associés à un bruit très faible. Dans le cas où on injecte un bruit fort nous observons un nuage de points (voir la figure IV.29) autour de chaque point principal.

IV.2.2.5. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 16QAM

La conception et l'architecture d'un système OFDM respectant les caractéristiques de la norme IEEE802.11a est illustré à la figure IV.1. Avec la modulation 16QAM.

Les paramètres de la modulation 16QAM ajustés aux valeurs du tableau 3 sont utilisés dans le système OFDM.

Tableau IV.3 : Paramètres du système OFDM-16QAM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64
La durée d'un symbole	1/192 s
Intervalle de garde	4
Type de modulation	16-QAM
Taille de constellation	16

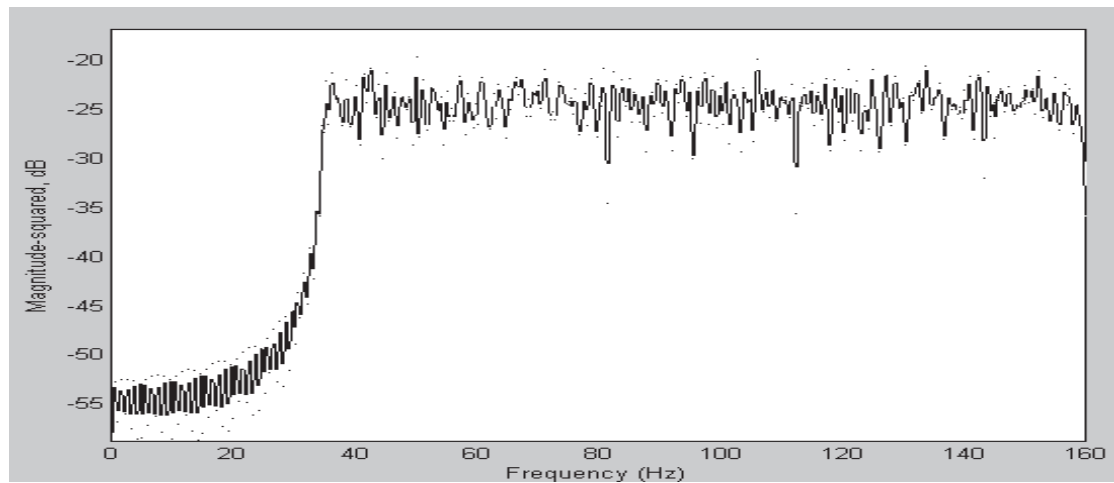


Figure IV.30 : Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.

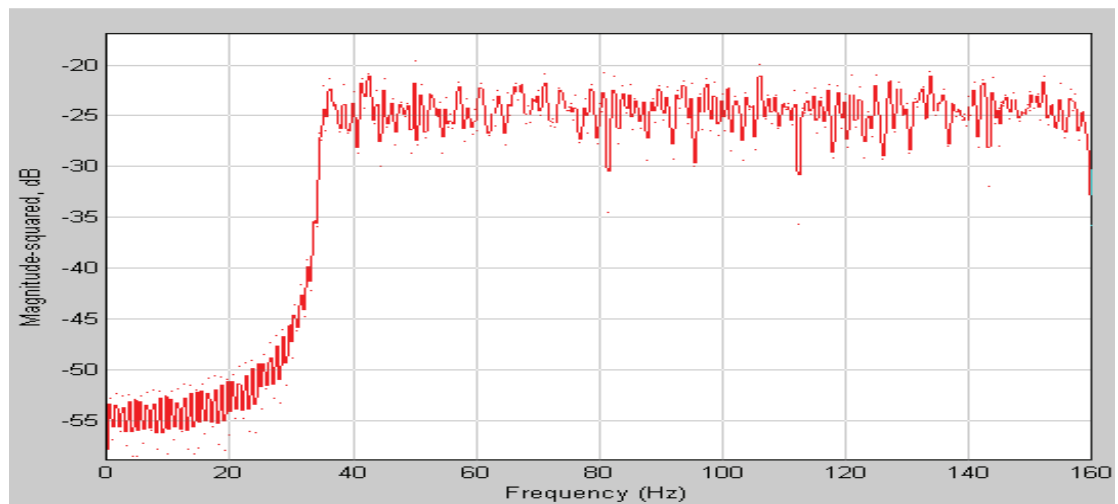


Figure IV.31 : Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.

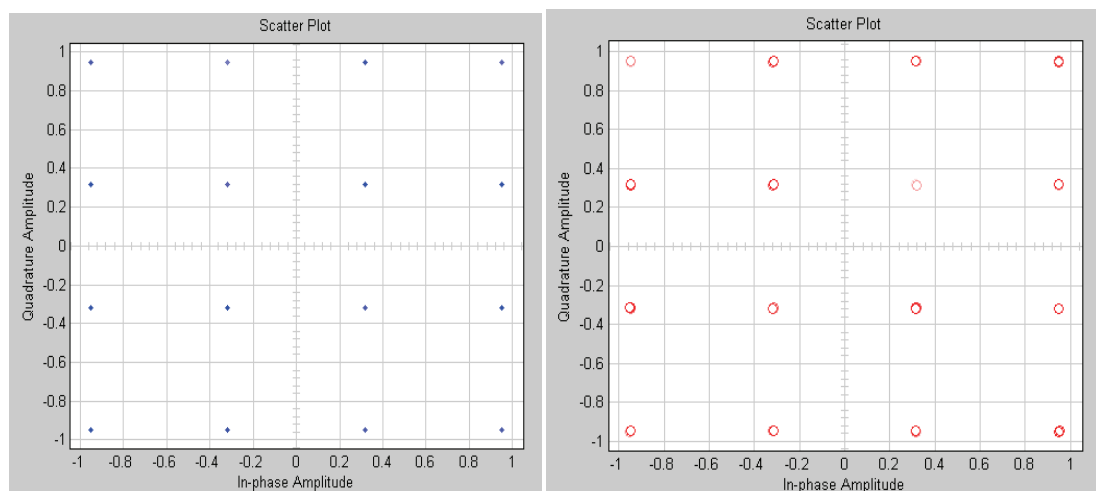


Figure IV.32 : Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.

Les résultats affichés pour une chaîne implémentant l'OFDM à 16QAM sont :

- Le nombre de bits total = 77568
- Le nombre de bits erronés = 0
- Le taux d'erreurs binaires BER = 0

Interprétation : Nous remarquons bien pour un système à 16QAM, le diagramme de constellation présente 16 symboles ; le bruit AWGN n'influe pas sur le spectre modulé en OFDM. Nous observons également la stabilité du signal sur 77568 bits transmis et récupérés tous à la réception car le BER vaut 0.

a. Influence du bruit sur le diagramme de constellation

Les diagrammes de constellations présentés aux sections précédentes sont associés à un bruit très faible. Dans le cas où on injecte un bruit fort, on observe un nuage de points (voir la figure IV.33) autour de chaque point principal

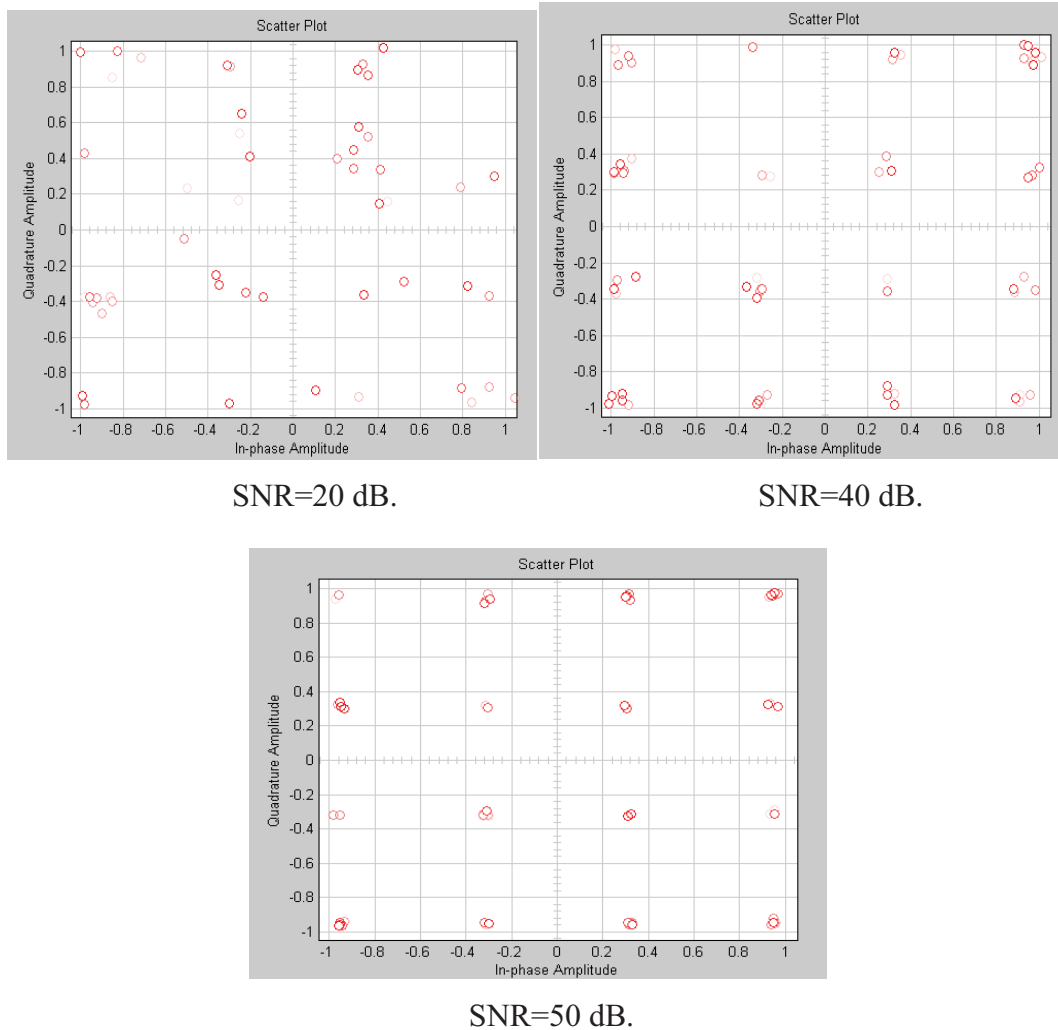


Figure IV.33 : Le diagramme de constellation à la sortie du canal AWGN pour différents valeurs du SNR.

IV.2.2.6. Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 64QAM

Dans le système OFDM est réalisée suivant la norme IEEE802.11a. Ceci exige le changement du type de modulation à chaque mode. Pour cela, la modulation numérique 64 QAM est utilisée dans le système OFDM. Selon architecture de la figure IV.1.

La constellation du 64QAM et le spectre du signal OFDM sont illustrés aux figures IV.34, IV.35 et IV.36.

Tableau IV.4 : Paramètres du système OFDM-64QAM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64
La durée d'un symbole	1/192 s
Intervalle de garde	4
Type de modulation	64QAM
Taille de constellation	64

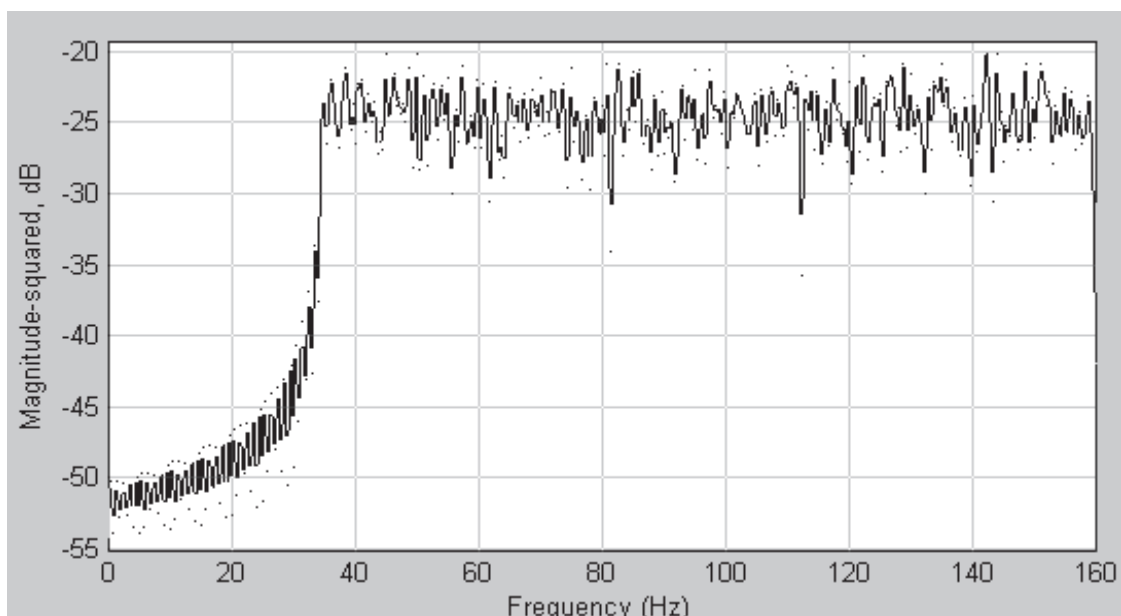


Figure IV.34 : Spectres du signal OFDM à l'entrée du canal AWGN.

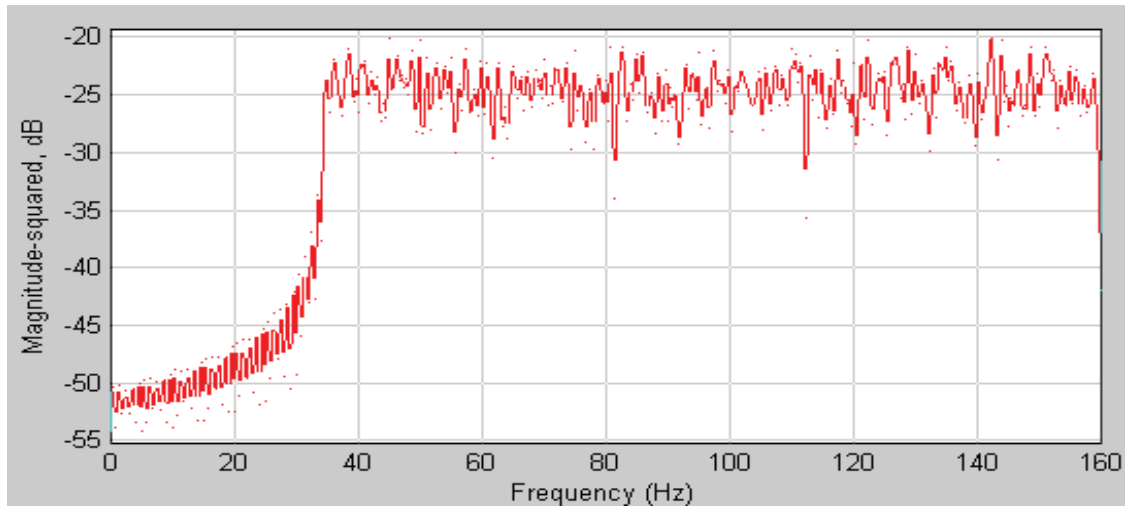


Figure IV.35 : Spectres du signal OFDM à la sortie du canal AWGN.

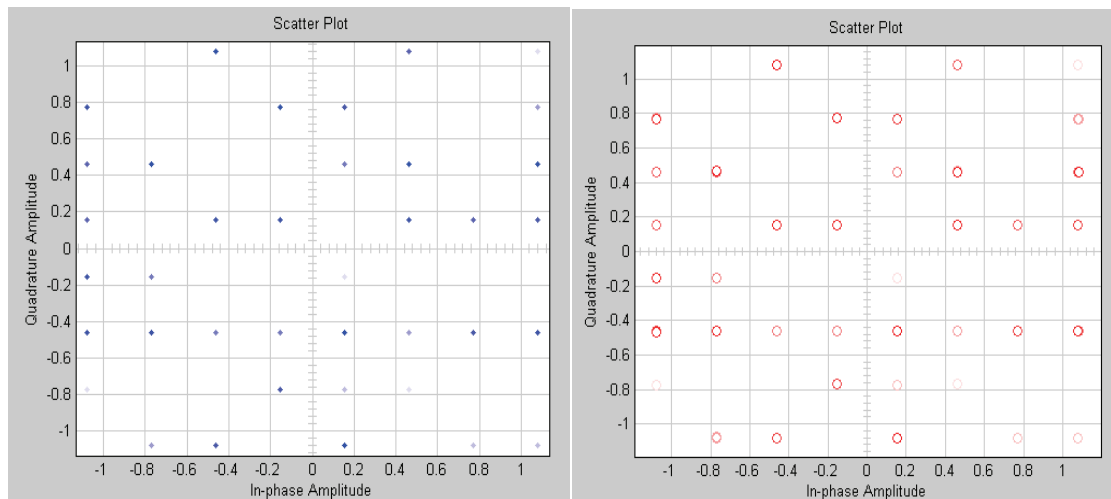


Figure IV.36 : Le diagramme de constellation avant et après le canal AWGN.

Les résultats affichés pour une chaine OFDM à 64QAM sont :

- Nombre de bits total =116352
- Nombre de bits erronés=0
- Taux d'erreurs binaire BER=0

Interprétation : Du point de vue constellation, nous constatons la stabilité des 64 symboles transmis à la sortie. A cet effet nous aurons la même allure du signal modulé en OFDM avant et après le bruit AWGN avec une petite atténuation du spectre aux basses fréquences.

En termes de qualité de transmission, nous remarquons bien que L'OFDM a l'avantage que pour les 116352 bits transmis, aucun bit n'est perdu ; ce qui donne un BER qui tend vers 0.

a. Influence du bruit sur le diagramme de constellation

Les diagrammes de constellations présentés aux sections précédentes sont associés à un bruit très faible. Dans le cas où on injecte un bruit fort, on observe un nuage de points (voir la figure IV.37) autour de chaque point principal.

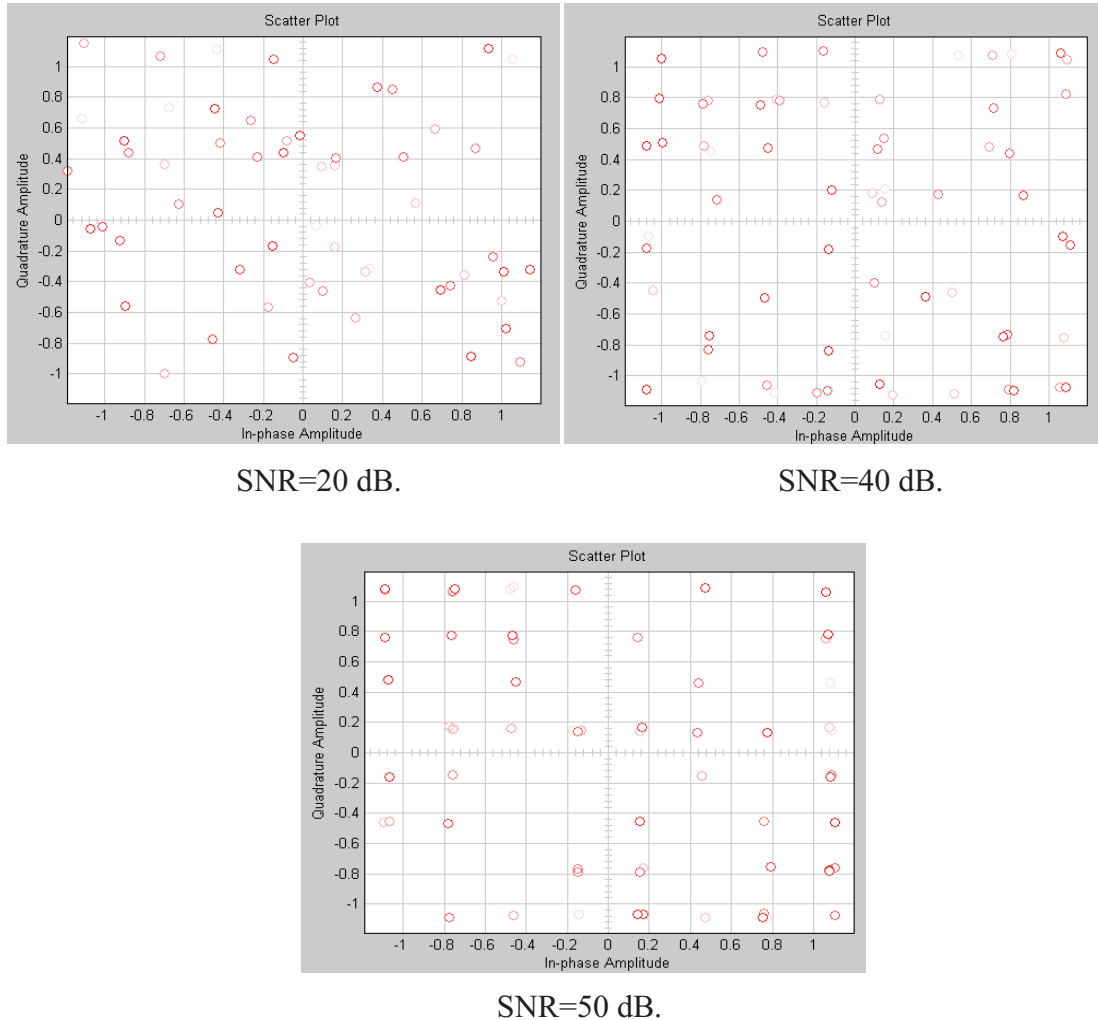


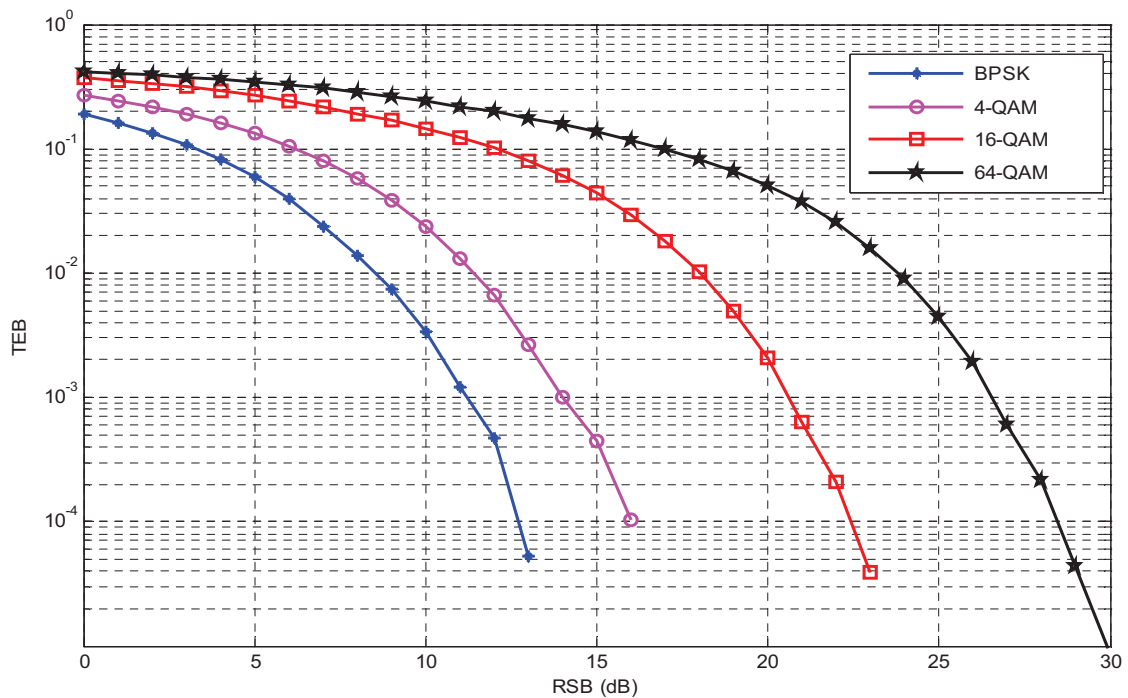
Figure IV.37 : Le diagramme de constellation à la sortie du canal AWGN pour différents valeurs du SNR.

IV.2.2.7. L'effet de la taille M de la modulation numérique

Nous utilisons la même méthode pour générer une modulation OFDM, mais nous faisons varier la taille de la constellation de la modulation QAM et PSK. Nous traçons la courbe de variation BER de chaque constellation. La figure IV.38 montre les courbes de performance d'un système OFDM pour les différentes valeurs de la taille de constellation M .

Tableau IV.5 : Paramètres de simulation.

PARAMETRE	VALEUR
La durée de la simulation	100 s
La durée d'un symbole	1/192 s
Type de modulation	PSK et QAM
Taille de constellation	2, 4, 16, 64
Canal	AWGN

**Figure IV.38 :** Variation du BER en fonction du SNR pour différents valeurs de la taille de modulation numérique.

Cette variation est due à l'interférence entre les symboles au niveau du récepteur. La figure IV.38 montre bien que le taux d'erreur binaire pour une modulation 64QAM est plus grand que celui des modulations 16QAM, 4QAM et BPSK. Ceci peut être expliqué par la différence de distances entre les symboles.

IV.3 SIMULATION DU SYSTEME OFDM DANS UN CANAL RADIO-MOBILE

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation du système OFDM (OFDM conventionnelle, OFDM amélioré). La figure IV.39 présente l'organigramme général de l'algorithme de simulation. Dans ce qui suit, nous exposons les Toolbox que nous avons créés en Matlab 7.11.0(R 2010.b). Le Toolbox permet à l'utilisateur d'étudier le système de la modulation multi-porteuse OFDM dans un canal Radio Mobile.

IV.3.1. DESCRIPTION DU PROGRAMME REALISE

Dans la fenêtre principale du programme réalisé (la figure IV.40), on peut accéder à trois fonctions:

a. OFDM System : L'accès à **ponton** nous mène à la fenêtre du système OFDM (OFDM conventionnelle /OFDM amélioré) comme illustré à la figure IV.41.

Remarque :

- Les paramètres d'entrée avant l'exécution du programme :
 - ✓ Type de modulation numérique (QPSK, BPSK, 16QAM, 64QAM).
 - ✓ Choix du canal : (canal AWGN, canal Rayleigh).
 - ✓ Choix de la FFT (nombre de sous porteuses) : (64, 128, 256, 1024..).
 - ✓ Choix de l'intervalle de garde IG : (0, 4, 8, 16, 32).
 - ✓ Choix de E_b/N_0 (dB) : (20, 25, 30, 35, 40).
 - Les paramètres de sortie après l'exécution du programme :
 - ✓ Affichage du BER en fonction du rapport E_b/N_0 .
 - ✓ Affichage de la constellation à l'entrée et à la sortie.
 - ✓ Affichage des étapes de l'émission et la réception du système OFDM.
 - ✓ BER pour la simulation actuelle.
 - ✓ Bits erronés.
 - ✓ Total des bits reçus.
 - Pour une autre exécution un clique sur **Restart** permet de réinitialiser la fenêtre.
 - Pour Sortir de la fenêtre un clique sur **Close** permet de quitter la fenêtre principale.
- b. HELP :** Cette fonction se trouve dans la fenêtre principale, qui contient l'information sur le système OFDM et l'aide d'utilisation de ce Toolbox.
- c. CLOSE :** permet de sortir du programme comme indiqué à la figure IV.41.

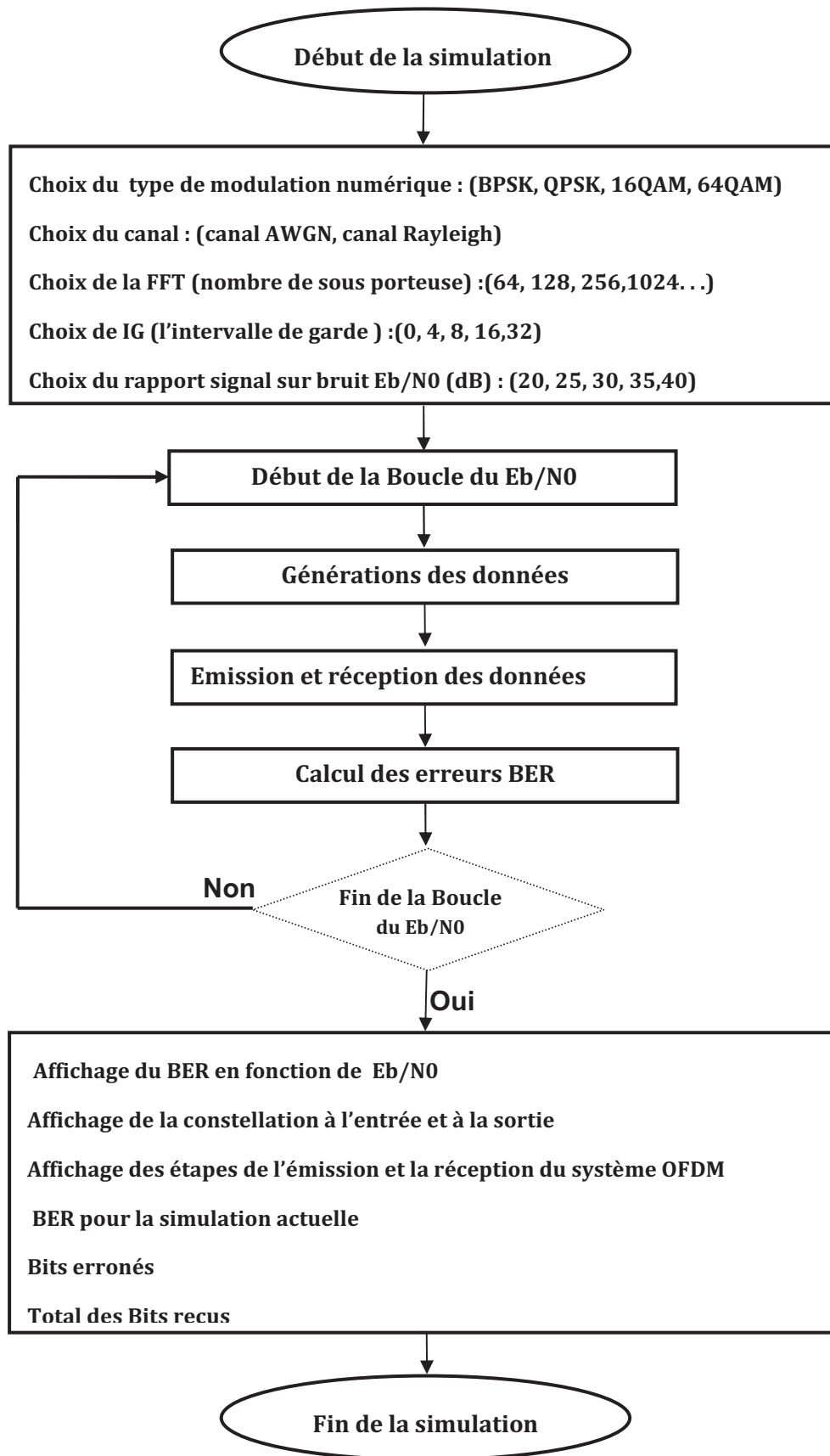


Figure IV.39 : Organigramme général du programme de simulation réalisé dans ce travail.



Figure IV.40 : La fenêtre de dialogue principale du programme réalisé.

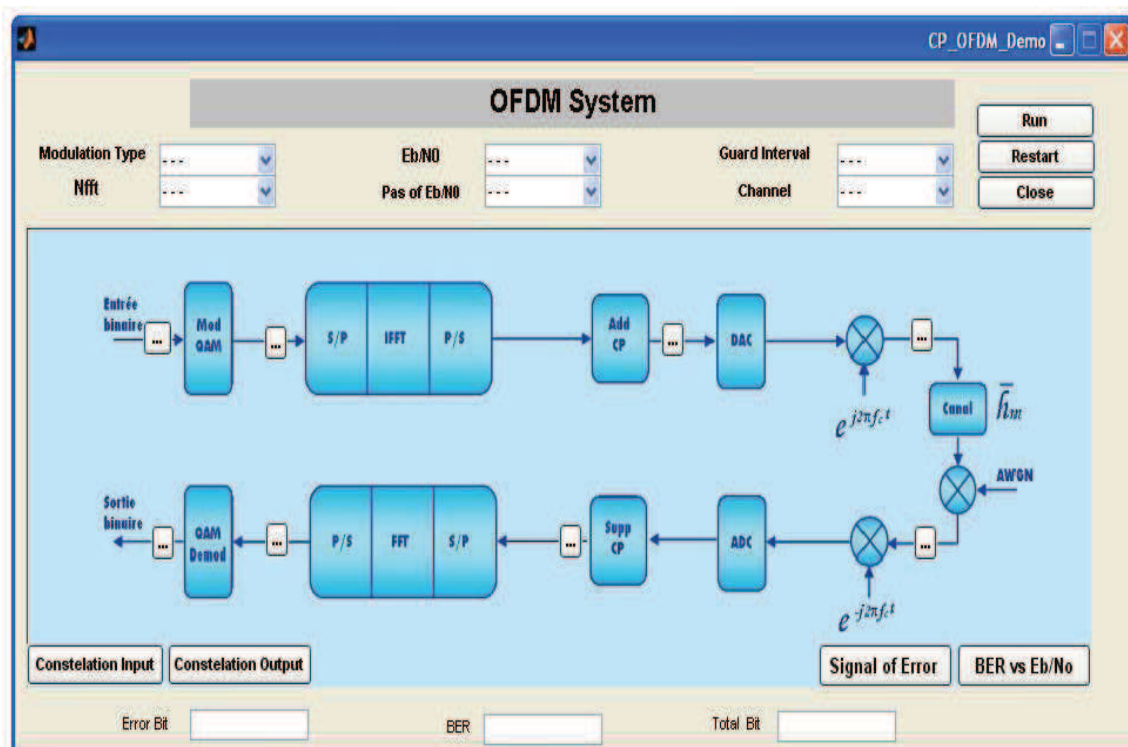


Figure IV.41 : La fenêtre du système OFDM simulé.

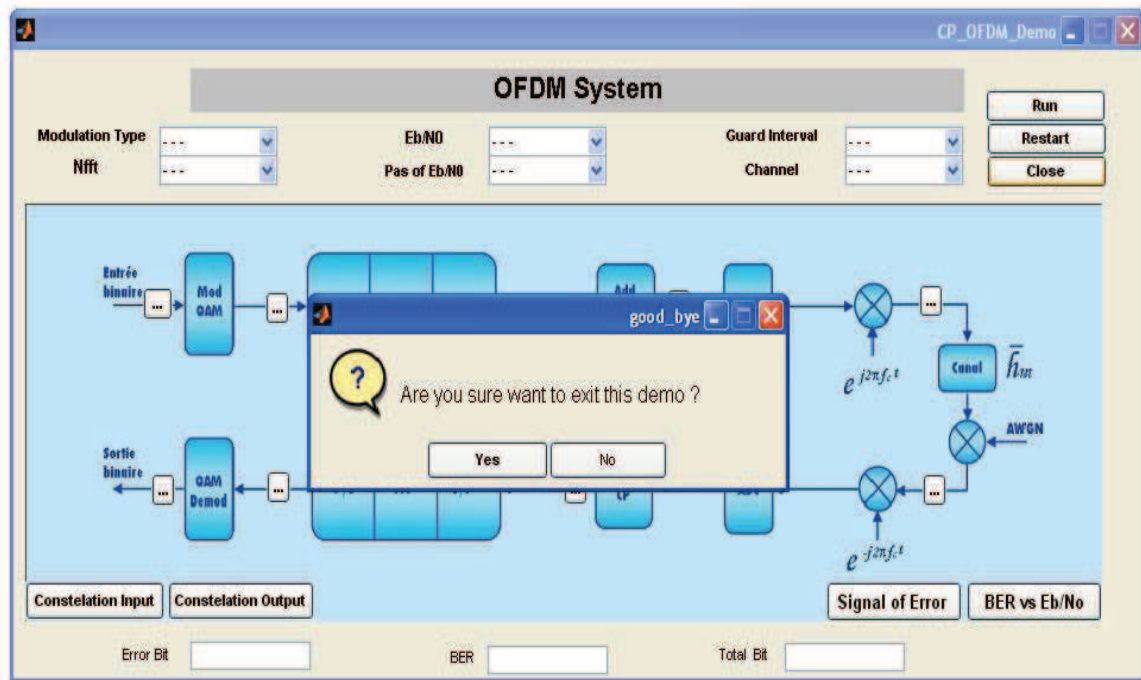


Figure IV.42 : La fenêtre de sortir du programme de simulation.

IV.3.2. DISCUSSION DES RESULTATS

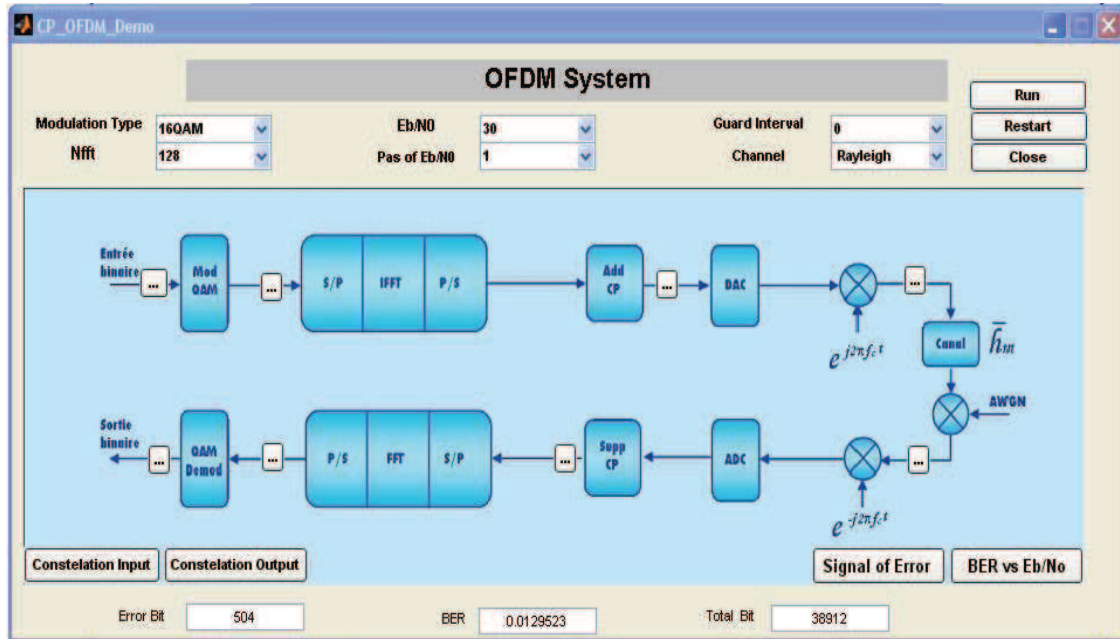
Cette section est consacrée aux résultats obtenus lors de nos simulations, ainsi qu'aux discussions des différents résultats.

IV.3.2.1. Comparaison entre les différents signaux des modulations OFDM et CP-OFDM dans un canal multitrajet

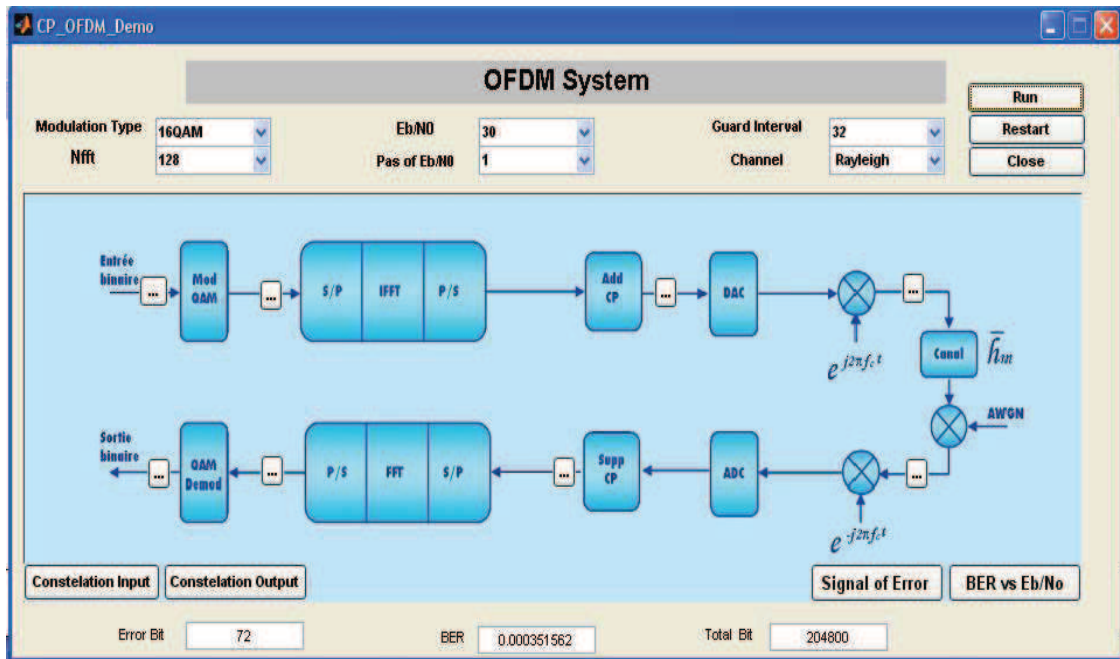
Nous allons d'abord présenter les différents signaux de l'OFDM et le CP-OFDM dans le canal à évanouissement de Rayleigh, Les paramètres que nous avons utilisés pour les deux systèmes sont représentés à la figure IV.43.

Le signal d'entrée est sous forme décimal. Pour un niveau de constellation donné le niveau max de signal est égal au niveau de la constellation moins un. (Exigence du MATLAB). Exemple : Pour 16QAM, on doit générer un signal décimal aléatoire de 0 à 15 comme illustré à la figure IV.44. La figure IV.45 donne le signal à transmettre modulé par une modulation 16QAM.

La figure IV.46 représente le signal modulé par plusieurs sous porteuses sans intervalle de garde (OFDM conventionnelle) et avec intervalle de garde (OFDM amélioré). On note que L'IG a augmenté le nombre de symbole à transmettre.

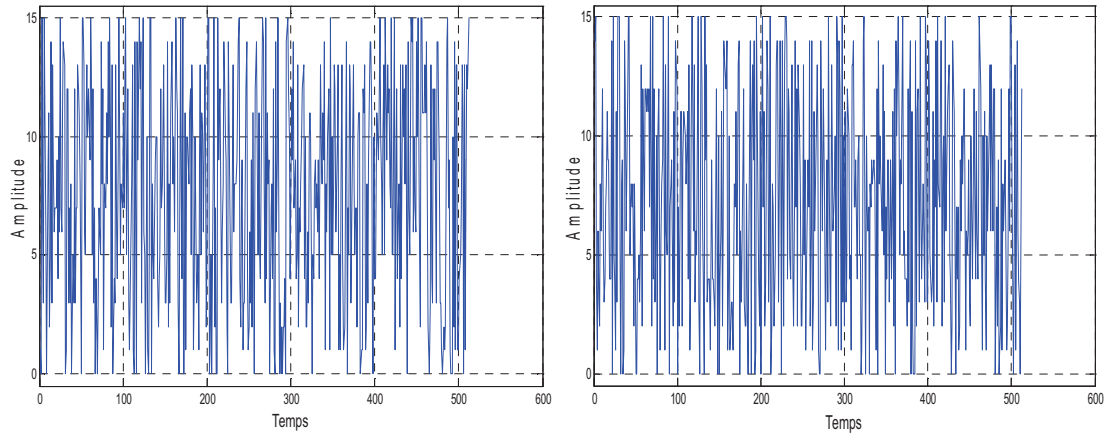


(a) OFDM conventionnelle.



(b) OFDM amélioré.

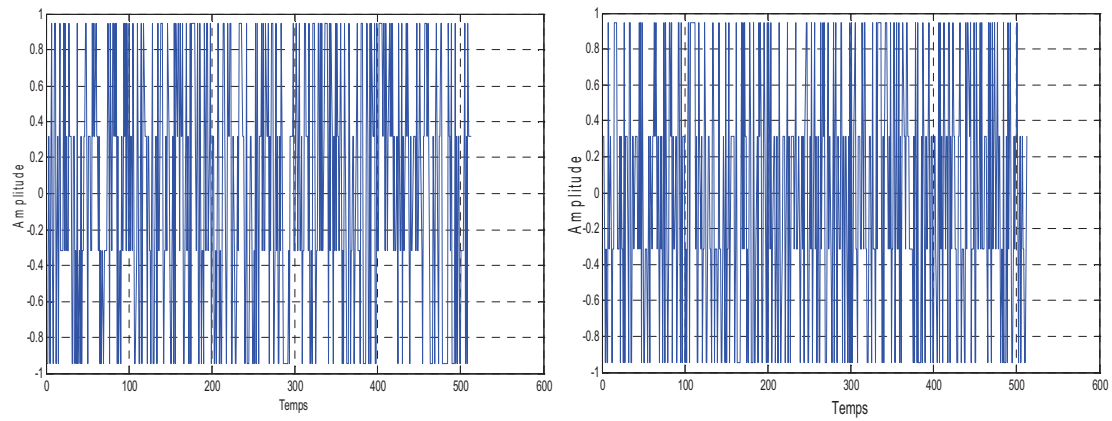
Figure IV.43 : Les paramètres du système OFDM dans le canal Rayleigh.



(a) OFDM conventionnelle.

(b) OFDM amélioré.

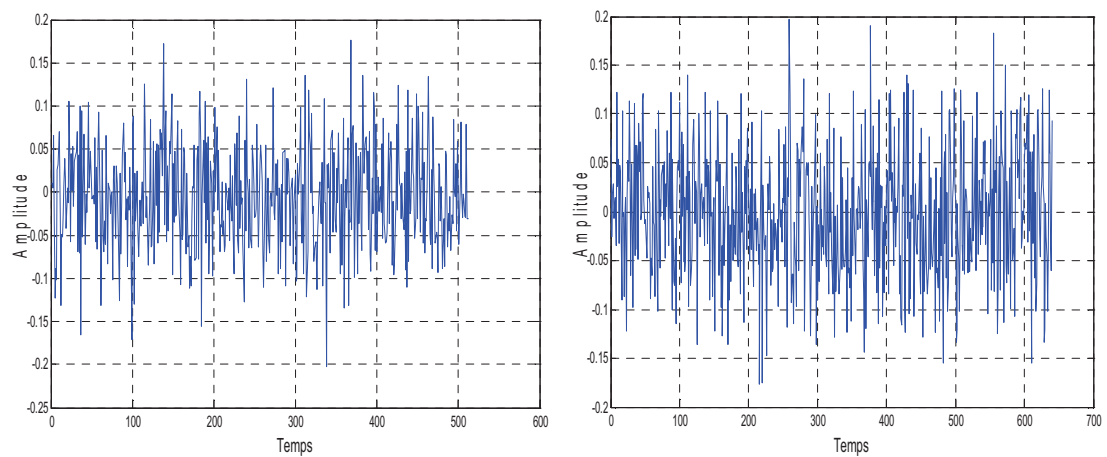
Figure IV.44 : Signal d'entrée au système OFDM.



(a) OFDM conventionnelle.

(b) OFDM amélioré.

Figure IV.45 : Signal après la modulation 16QAM (partie réelle).



(a) OFDM Conventionnelle.

(b) OFDM Amélioré.

Figure IV.46 : Signal après la modulation OFDM avec intervalle de garde IG (partie réelle).

Les figures IV.47 et IV.48 donne respectivement le spectre du signal OFDM avant et après le canal. Nous remarquons que ce spectre contient des pics importants (positifs ou négatifs). Ces pics présente un problème pour l'étage d'amplification. Dans la littérature ce problème est appelé PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Il n'est pas traité dans notre travail.

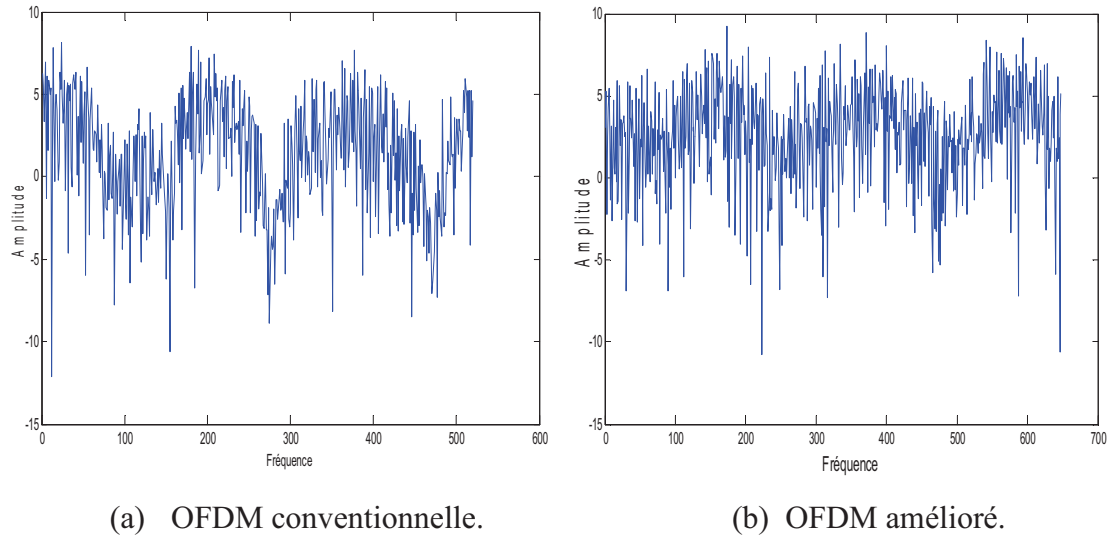


Figure IV.47 : Spectres du signal à l'entrée du canal (partie réelle).

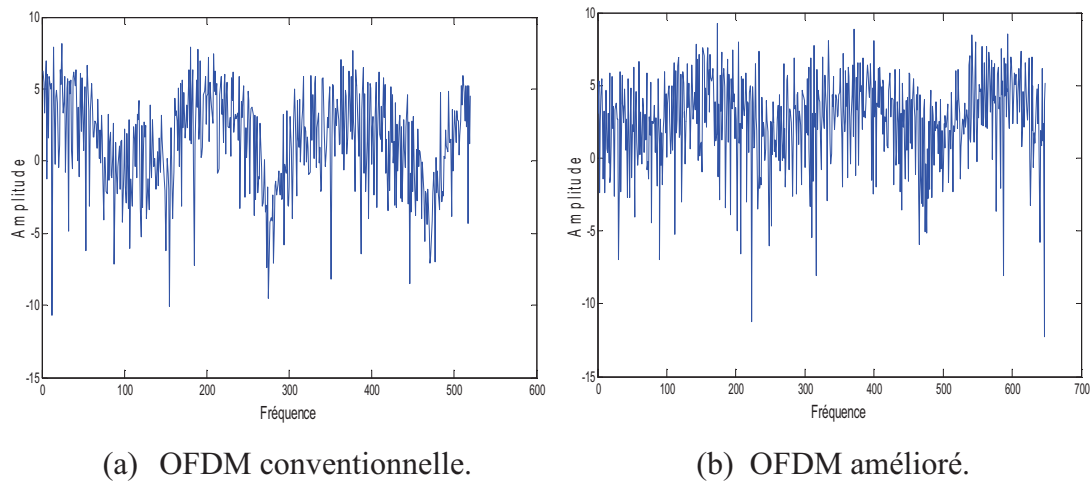
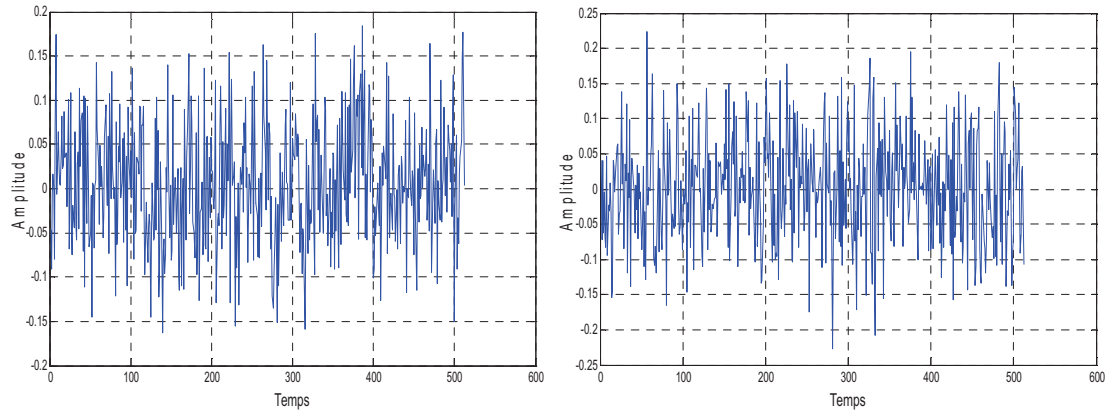


Figure IV.48 : Spectres du signal à la sortie du canal (partie réelle).

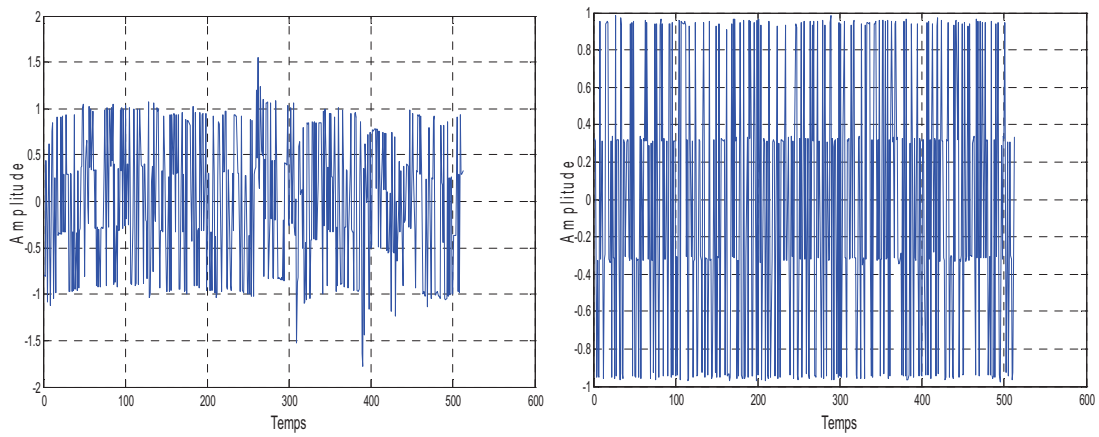
La figure IV.49 représente le signal de réception après la suppression du CP. Nous constatons une légère différence entre ce signal et le signal d'émission après le bloc IFFT. La figure IV.50 illustre le signal avant la démodulation 16QAM. Le signal de la sortie est représenté à la figure IV.51. Le signal d'erreur en illustré à la figure IV.56.



(a) OFDM conventionnelle.

(b) OFDM amélioré.

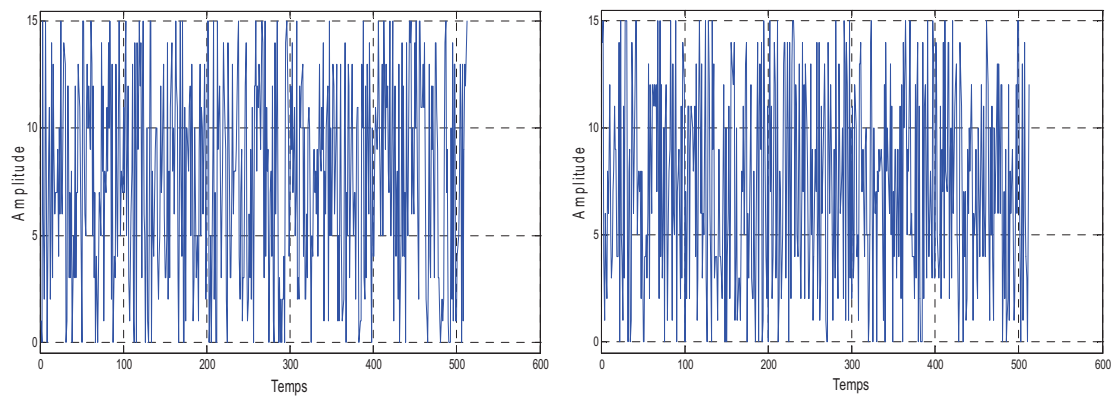
Figure IV.49 : Signal avant la démodulation OFDM sans IG (partie réelle).



(a) OFDM conventionnelle.

(b) OFDM amélioré.

Figure IV.50 : Signal avant la démodulation 16QAM (partie réelle).



(a) OFDM conventionnelle.

(b) OFDM amélioré.

Figure IV.51 : Signal à la sortie du récepteur OFDM.

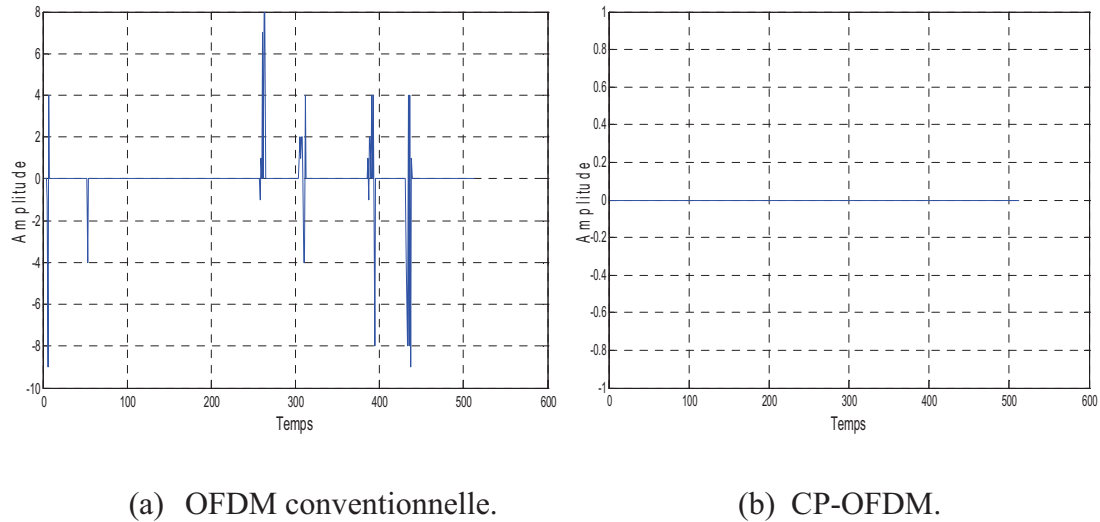


Figure IV.52 : Signal d'erreur entre le signal d'entrée et de sortie du système OFDM.

Au niveau du diagramme de constellation, les points sont très proche les uns des autres dans le cas de l'OFDM par rapport au système CP-OFDM, alors qu'ils sont dispersés dans le cas de l'OFDM conventionnelle comme c'est illustré à la figure IV.53. La figure IV.54 représente les performances des deux systèmes OFDM et CP-OFDM (CP=32) en termes de variation du BER en fonction E_b/N_0 dans un canal de Rayleigh. Nous remarquons que la performance du système CP-OFDM est meilleure par rapport au système OFDM puisque le BER du système CP-OFDM est plus proche du BER du canal Rayleigh analytique. L'amélioration de la constellation et des performances du système CP-OFDM est due à l'ajout de l'intervalle de garde, qui a comme rôle l'absorption des interférences entre systèmes ISI mais au déterminant de l'efficacité spectrale.

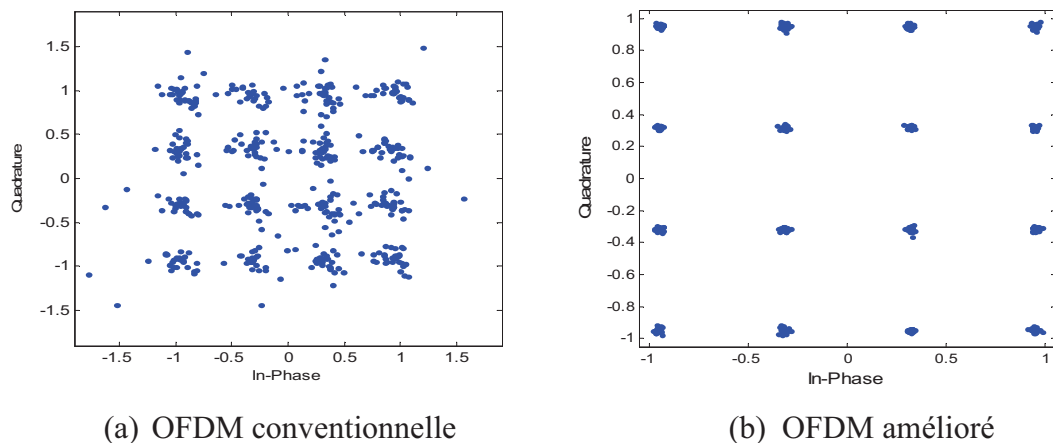


Figure IV.53 : Le diagramme de constellation à la sortie du Rayleigh.

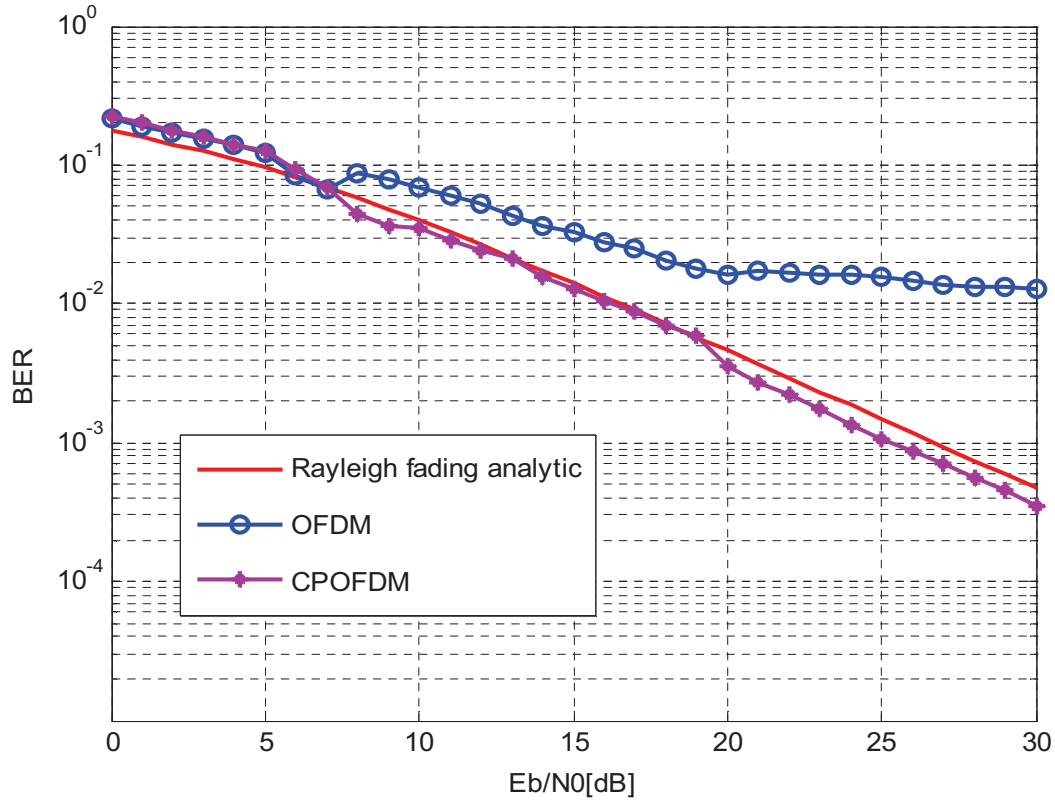


Figure IV.54 : Performance d'un système OFDM dans le canal Rayleigh.

IV.3.2.2. Comparaison entre les différents types des canaux

Dans cette partie, nous allons comparer les résultats obtenus avec les deux types des canaux utilisés dans notre simulation AWGN et Rayleigh. Les expressions analytiques du BER pour la signalisation dans les deux canaux AWGN et de Rayleigh sont respectivement données par :

Canal AWGN :

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (IV.1)$$

L'évanouissement de Rayleigh :

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (IV.2)$$

Où γ et M dénotent E_b/N_0 et l'ordre de modulation respectivement [39], tandis que $Q(x)$ est la Q-fonction standard définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (4.3)$$

La figure IV.55 représente les performances du BER en fonction du rapport signal sur bruit E_b/N_0 pour les deux canaux décrits dans les équations IV.1 et IV.2. Dans cette simulation, nous allons utiliser un nombre de sous porteuses (FFT) égale à 64.

Nous remarquons que le canal à bruit additif (AWGN) donne de meilleurs résultats par rapport au canal Rayleigh (voir annexe A).

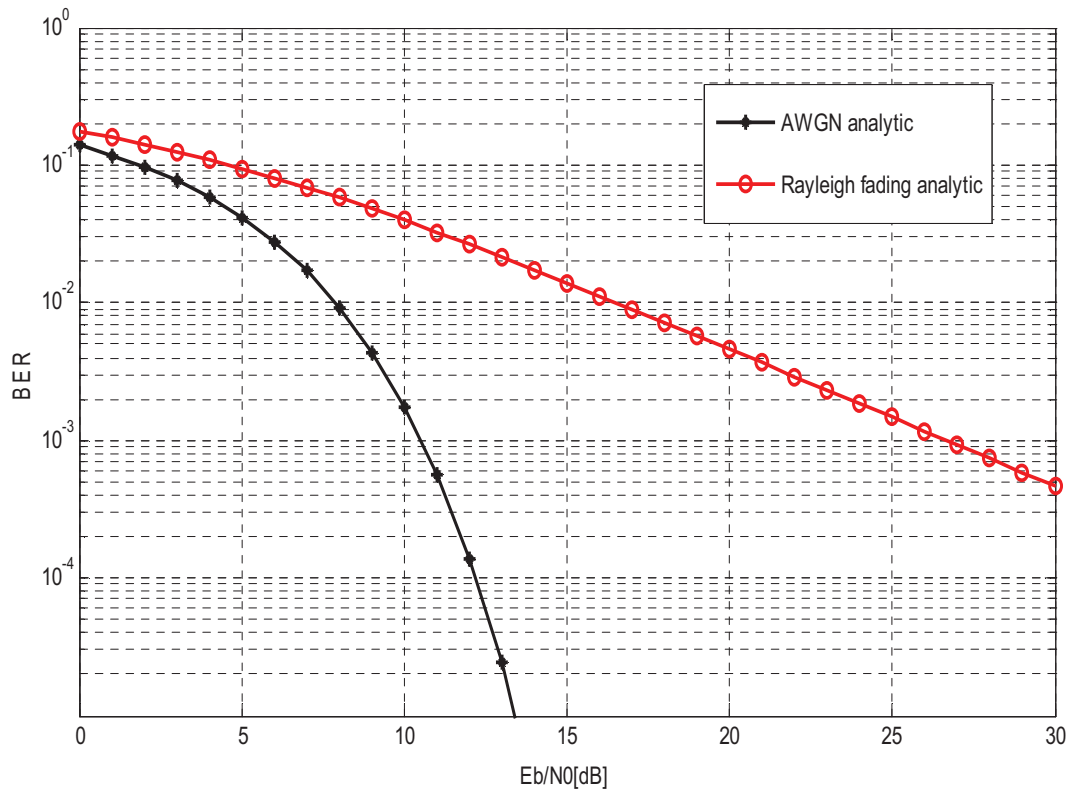


Figure IV.55 : Performance d'un système OFDM avec différents types de canaux.

IV.3.2.3. Comparaison entre les différents types de modulation

Dans cette partie du chapitre Nous comparons les quatre types de modulation numérique utilisées dans notre simulation : BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Dans notre simulation, nous avons utilisé les paramètres du système OFDM-QAM illustrée aux tableaux IV.6 et IV.7. Dans la figure IV.56 nous avons un système OFDM pour différents type de modulations en utilisant le canal AWGN (AWGN Channel). La

figure IV.57 présente un système OFDM pour différents type de modulation en utilisant le canal d'évanouissement de Rayleigh (Multipath Rayleigh Fading Channel).

Tableau IV.6 : Paramètres du système OFDM-QAM dans le canal Rayleigh.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuses	64
Intervalle de garde	32
Type de modulation	BPSK, QPSK ,16QAM et 64QAM
Canal	Rayleigh

Tableau IV.7 : Paramètres du système OFDM-QAM dans canal AWGN.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuses	64
Intervalle de garde	32
Type de modulation	BPSK, QPSK ,16QAM et 64QAM
Canal	AWGN

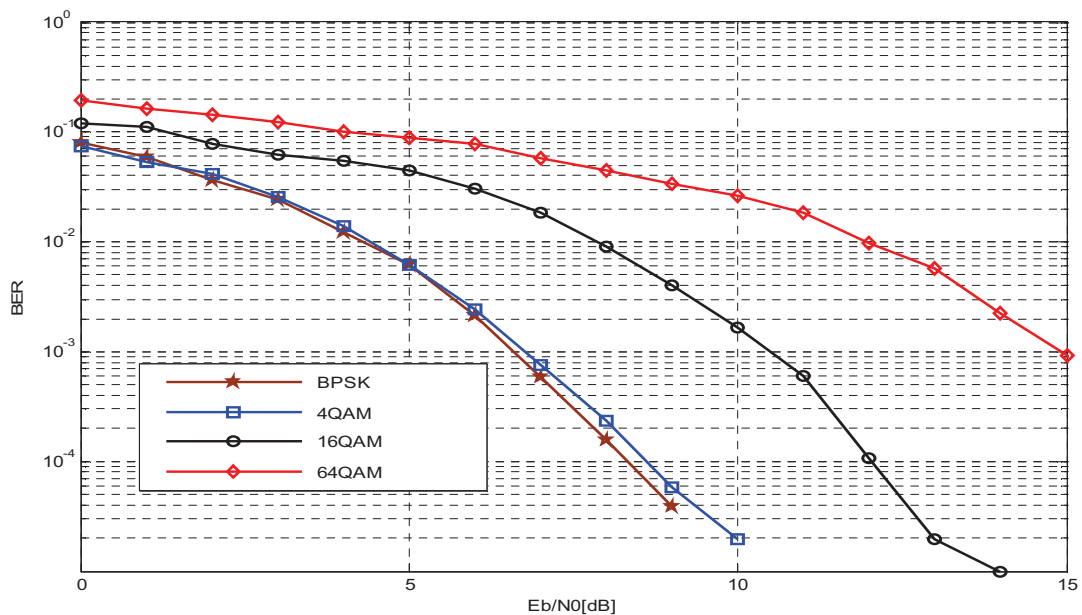


Figure IV.56 : Performance d'un système OFDM pour différent type de modulation on utilisant canal AWGN.

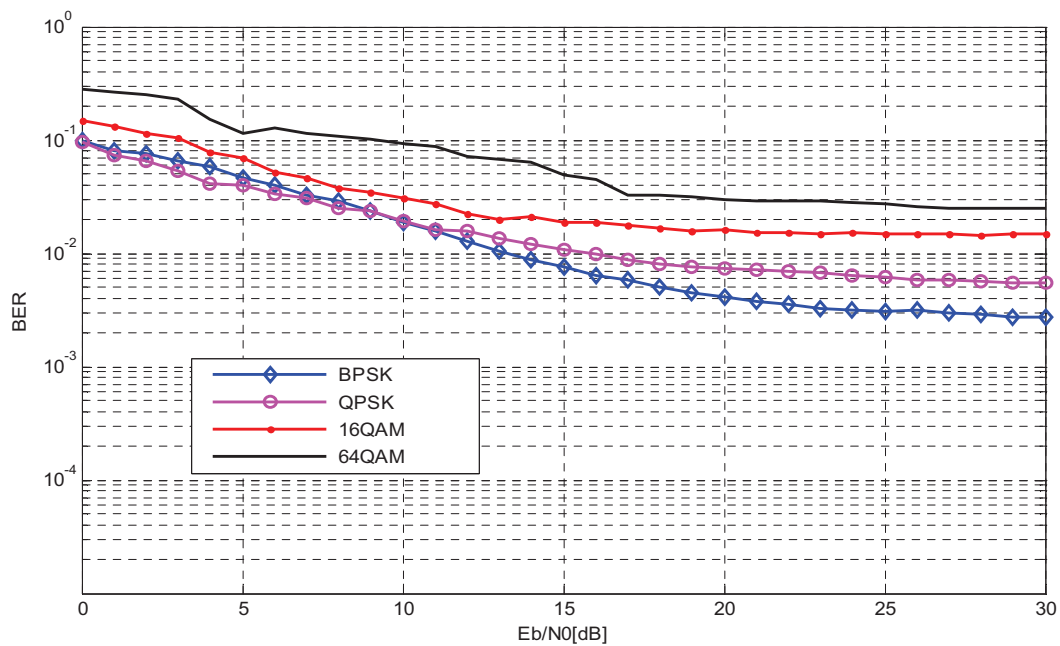


Figure IV.57 : Performance d'un système OFDM pour différents type de modulation on utilisant canal de Rayleigh.

D'après les graphes nous constatons que la modulation BPSK donne de meilleures performances par rapport aux modulations : QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Cela est dû au fait que dans la modulation BPSK, on a 2 états qui constituent le nombre maximal de points de la constellation. Par contre dans les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM on a 4 états, 16 états et 64 états de valeurs réelles et imaginaires respectivement.

Les taux d'erreur (BER) pour différentes constellations sont illustrés à la figure IV.57. On constate une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante (figure III.9)

IV.3.2.4. Influence du bruit sur la constellation dans un canal multitrajet

Quand on a augmenté le SNR, les points de la constellation prennent des positions plus précises. Le rapport signal /bruit (SNR) pour chaque modulation tient compte du nombre de bits par symbole. Il en est de même pour le rapport entre

l'énergie consommée pour transmettre un bit et la densité spectrale de puissance du bruit gaussien. Le rapport SNR peut-être représenté comme suit [40] :

$$\frac{S}{N} = \frac{\log_2 M}{T_b B} \times \frac{E_b}{N_0} = \eta \log_2 M \times \frac{E_b}{N_0} \quad (4.4)$$

Où E_b est l'énergie moyenne par bit dans un système à M états. Cette relation montre que le rapport signal sur bruit dépend de l'efficacité spectrale et du nombre d'états M du système. Pour mieux voir l'effet du bruit sur le système OFDM, dans ce qui suit, nous donnons les diagrammes de constellation pour deux valeurs de E_b/N_0 ($E_b/N_0 = 1$ dB et $E_b/N_0 = 30$ dB).

a. Système OFDM avec modulation 64QAM

La simulation permet d'observer les points de constellation du signal émis en modulation 64QAM (figure IV.58). Dans la figure IV.59 nous illustrons la constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 64QAM prise à la réception avec un Canal Rayleigh.

La figure IV.60 montre la Constellation du système CPOFDM «CP=1/32» dans un canal Rayleigh à la réception.

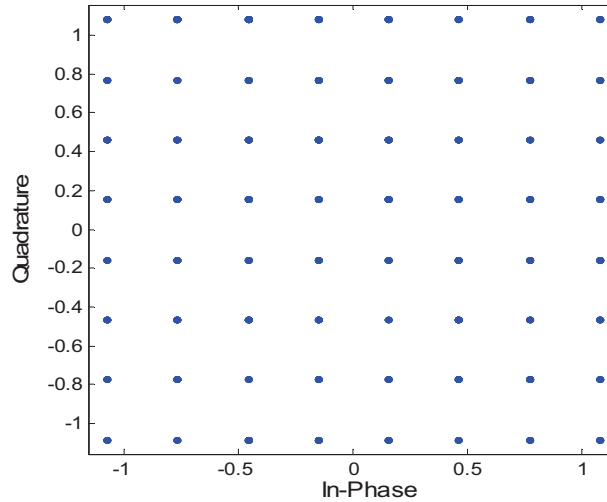


Figure IV.58 : Points de la constellation du signal émis «64QAM».

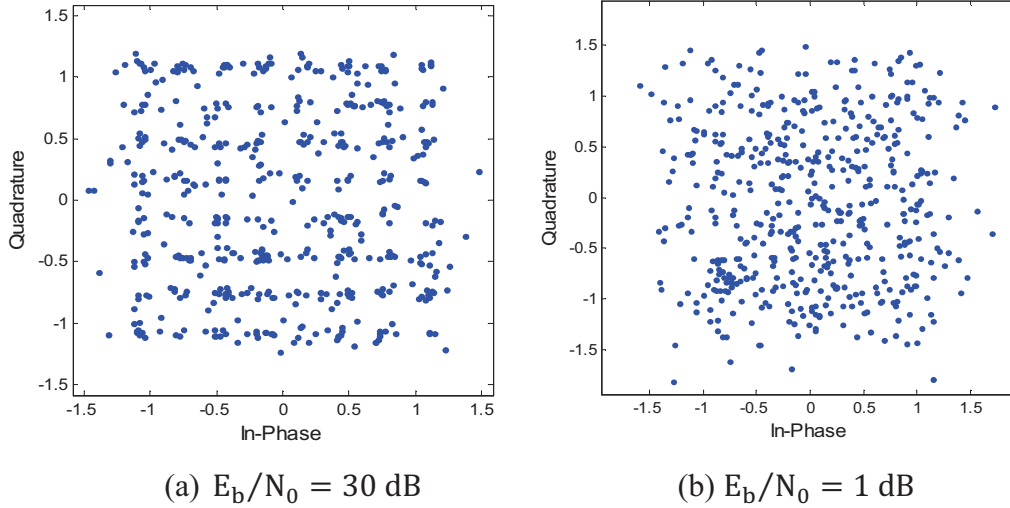


Figure IV.59 : Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 64QAM prise à la réception dans Canal Rayleigh.

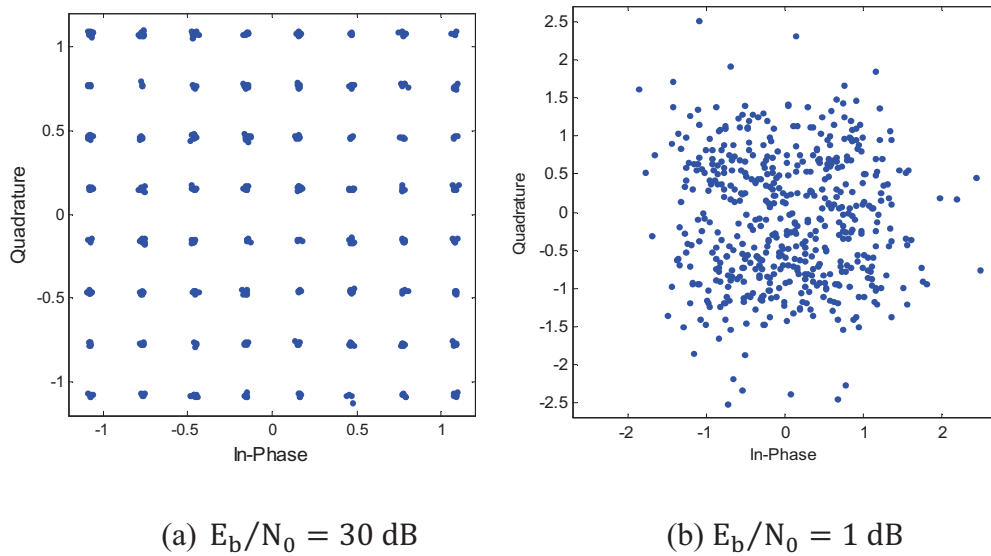


Figure IV.60 : Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh en utilisant la modulation 64QAM prise à la réception.

b. Système OFDM avec modulation 16QAM

La simulation permet d'observer les points de constellation du signal émis en modulation 16QAM (figure IV.61). Dans la figure IV.62 nous illustrons la constellation du système OFDM conventionnelle à la réception avec un Canal Rayleigh. La figure IV.67 représente la Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal de Rayleigh à la réception.

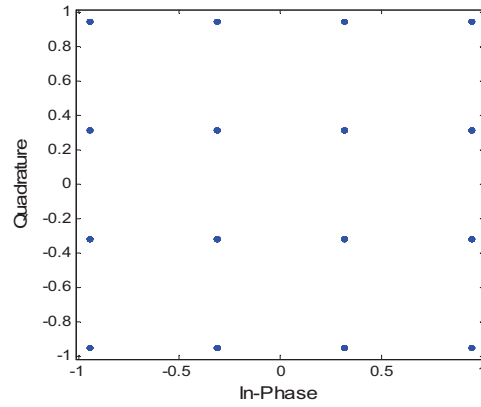


Figure IV.61 : Points de la constellation du signal émis «16QAM».

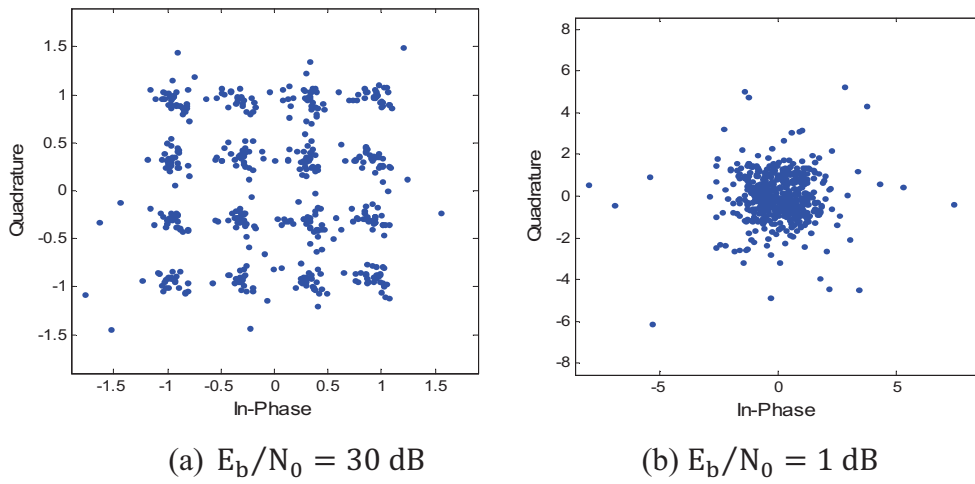


Figure IV.62 : Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 16QAM prise à la réception dans Canal Rayleigh.

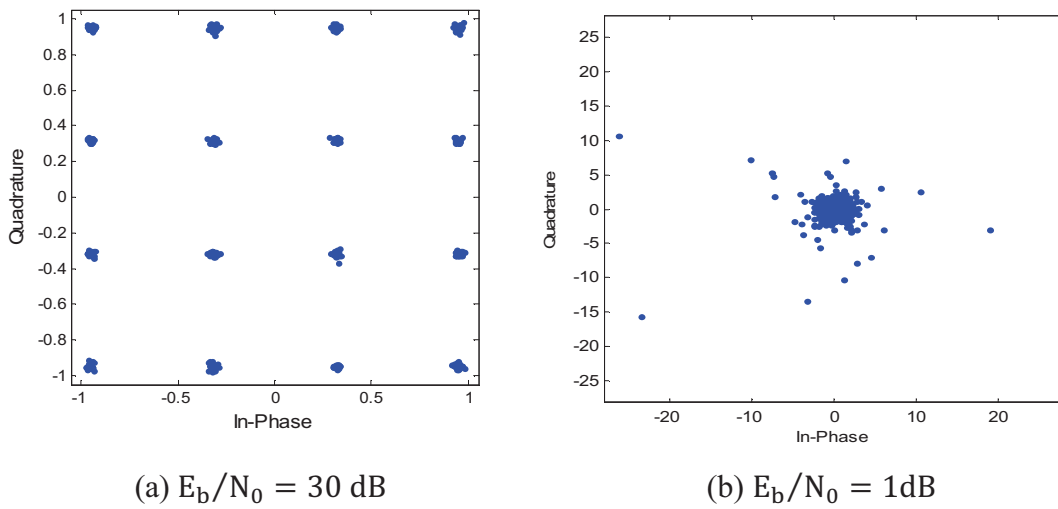


Figure IV.63 : Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh utilisant la modulation 16QAM prise à la réception.

c. Système OFDM avec modulation 4QAM

La simulation permet d'observer les points de constellation du signal émis en modulation 4QAM (figure IV.64). Dans la figure IV.65 nous illustrons la constellation du système OFDM conventionnelle à la réception avec un Canal Rayleigh. La figure IV.66 montre la Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh à la réception.

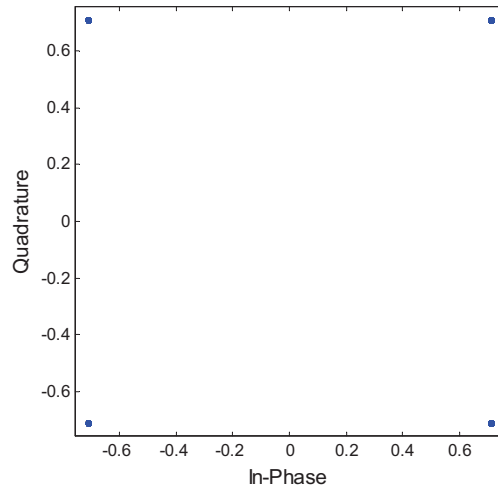


Figure IV.64 : Points de la constellation du signal émis «4QAM».

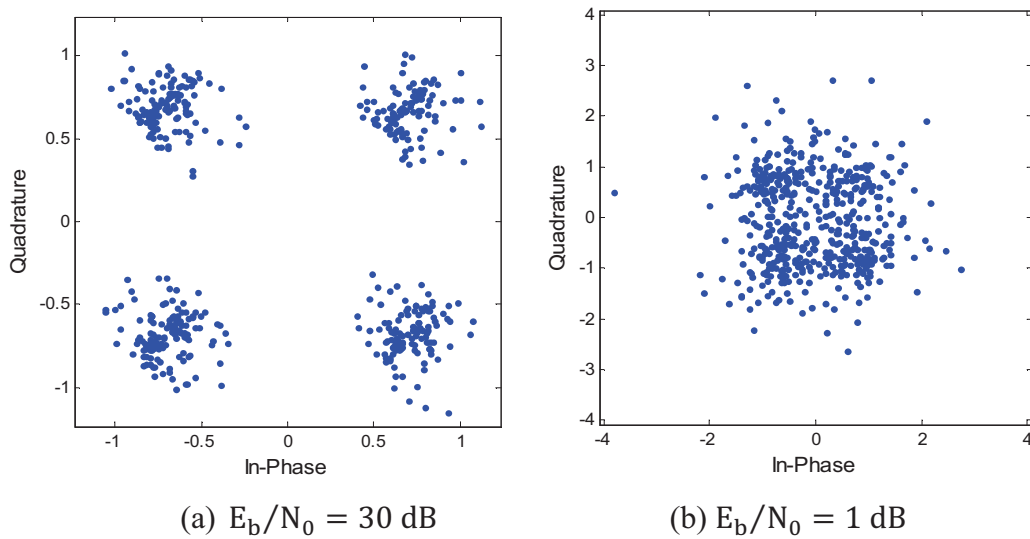


Figure IV.65 : Constellation du système OFDM conventionnelle en utilisant la modulation 4QAM à la réception dans Canal de Rayleigh.

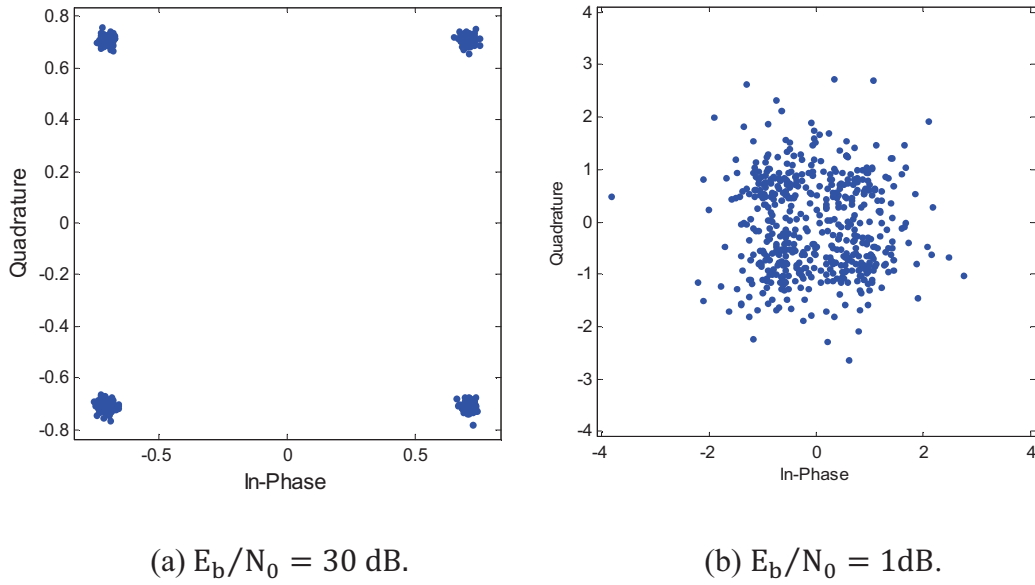


Figure IV.66 : Constellation du système CP-OFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh en utilisant la modulation 4QAM prise à la réception.

d. Système OFDM avec modulation BPSK

La simulation permet d'observer les points de constellation du signal émis en modulation BPSK (figure IV.67). Dans la figure IV.68 nous illustrons la constellation du système OFDM conventionnelle à la réception avec un Canal Rayleigh. La figure IV.69 montre la Constellation du système CP-OFDM «CP=32» avec un canal Rayleigh à la réception.

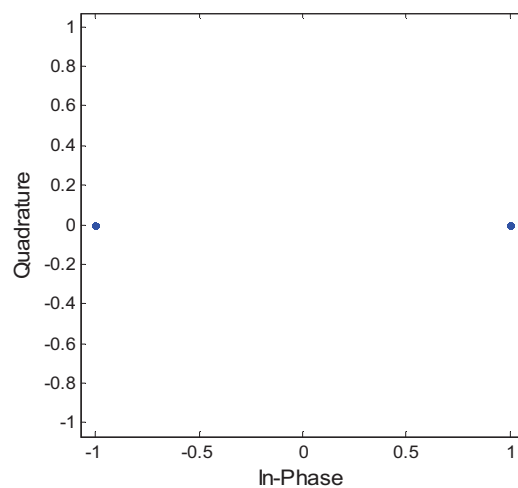


Figure IV.67 : Points de la constellation du signal émis «BPSK».

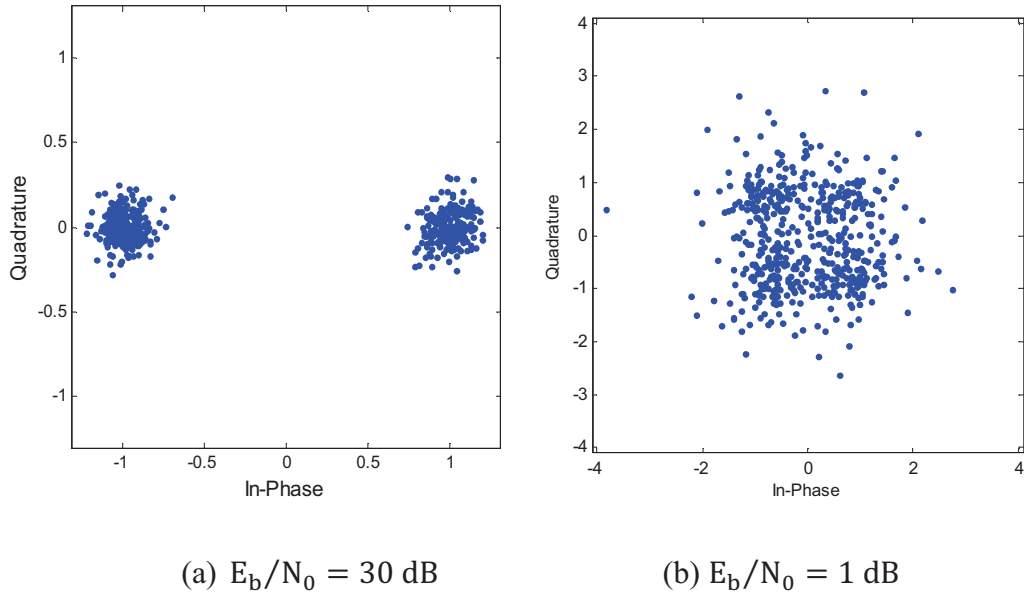


Figure IV. 68 : Constellation du système OFDM conventionnelle utilisant la modulation BPSK prise à la réception dans Canal Rayleigh.

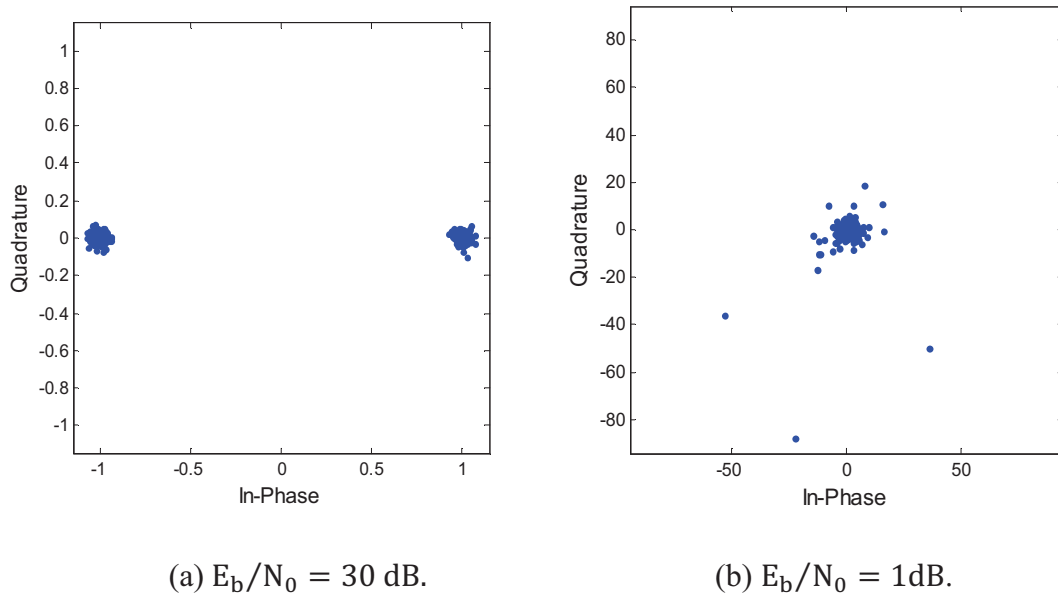


Figure IV.69 : Constellation du système CPOFDM «CP=32» dans un canal Rayleigh utilisant la modulation BPSK prise à la réception.

Nous remarquons que la distribution des points de tous les diagrammes de constellation, obtenus pour divers types de modulation numérique prise à la réception avec un rapport $E_b/N_0 = 1 \text{ dB}$ dans un canal Rayleigh, sont représentés comme un point du nuage au milieu de chaque diagramme mais la surface de chaque point

dépend le type de modulation. Dans ce cas on a une perte d'informations et récupère difficilement le signal à la sortie du système.

Dans le cas $E_b/N_0 = 30$ dB, la distribution des points de tous les diagrammes de constellation prise à la réception dans les deux canaux dépend du type de la modulation. On obtient le nombre des points dans chaque constellation suivant le type de modulation. Par exemple, pour 64 QAM les points deviennent 64 nuages de points comme illustré à la figure IV.60 et la constellation en sortie de chaque démodulateur est nettement moins bonne. On voit également, sur ce diagramme de constellation que, même si les points deviennent des tâches, à cause du bruit, ce n'est pas très grave. Il suffit de savoir dans quel quadrant se situe le point pour retrouver l'information. On voit que la constellation dans le système CP-OFDM est meilleure par rapport aux constellations sont obtenus par le système OFDM conventionnelle grâce à l'adjonction d'un intervalle de garde qui permet d'augmenter les capacités du système à combattre les interférences entre les symboles et entre les sous porteuses.

IV.3.2.5. L'effet de préfixe cyclique (CP)

La Figure IV.70 illustre la performance d'un système OFDM pour différents valeurs du CP (0, 4, 8, 16, 32). Nous pouvons facilement remarquer que les performances du BER sont presque les mêmes quelque soit la valeur de E_b/N_0 et pour différentes valeurs du CP. On peut dire que le CP n'a aucune influence sur le BER dans le cas du canal AWGN. Les paramètres du système CP-OFDM illustrée dans le tableau 8 sont utilisés dans le canal AWGN. Le tableau 9 illustre les paramètres du CP-OFDM dans l'évanouissement de Rayleigh.

Tableau IV.8 : Paramètres du système CP-OFDM dans canal AWGN.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	128
Intervalle de garde	0,4, 8, 16, 32
Type de modulation	16QAM
Canal	AWGN

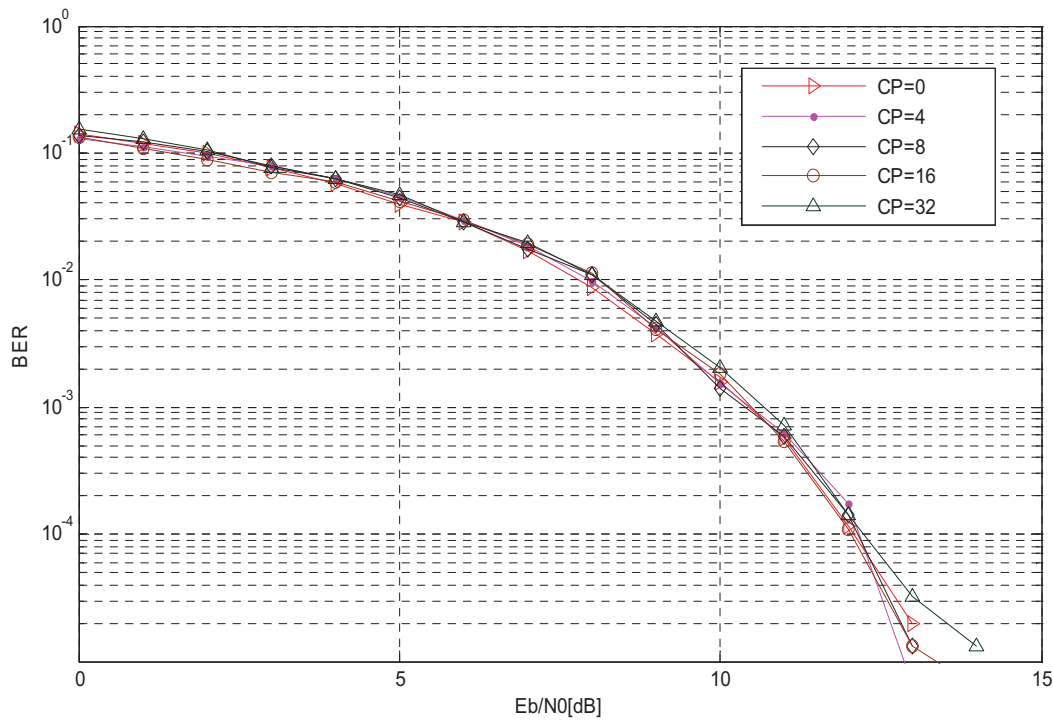


Figure IV.70 : Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs de CP dans le canal AWGN.

Tableau IV.9: Paramètres du système CP-OFDM dans le canal Rayleigh.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	128
Intervalle de garde	0, 4, 8, 16, 32
Type de modulation	16QAM
Canal	Rayleigh

La figure IV.71 montre la performance d'un système OFDM dans le canal Rayleigh pour les différentes valeurs de CP (0, 4, 8, 16, 32). Pour un CP = 0, la performance du système est dégradée du à cause des multitrajets. Une augmentation du CP améliore d'une manière remarquable ces performances et surtout lorsque le CP > au retard maximal dans le canal.

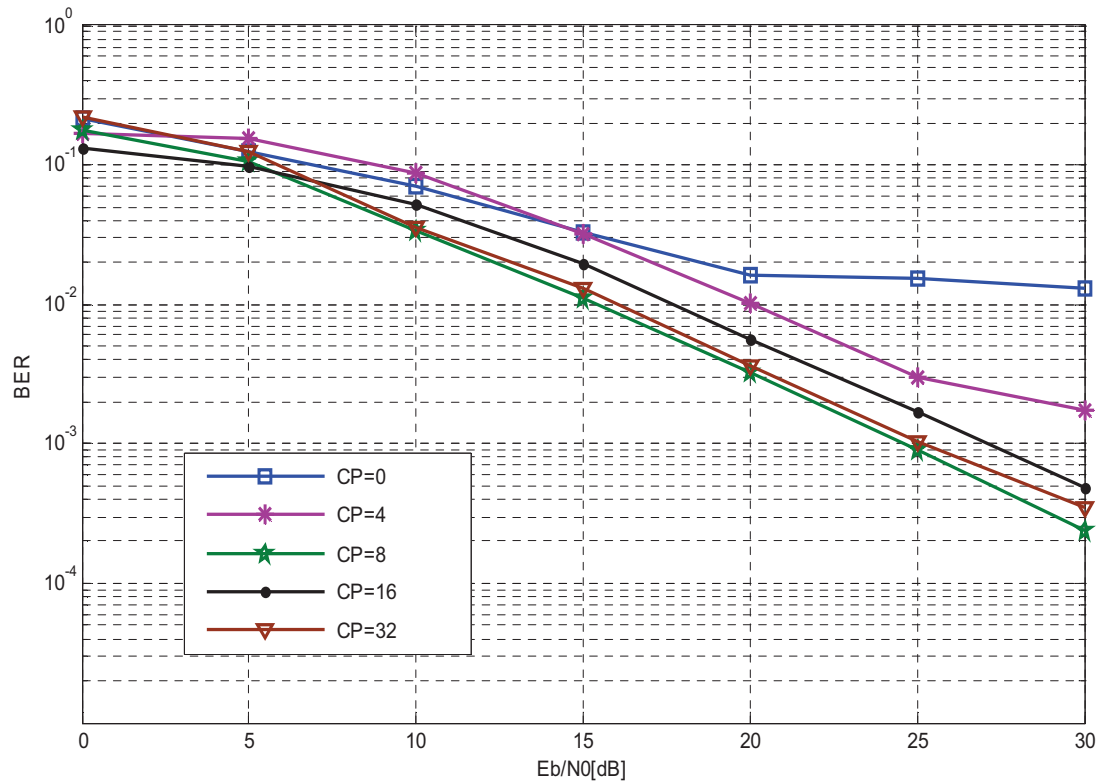


Figure IV.71 : Performance d'un système OFDM pour différents valeurs de CP.

IV.3.2.6. L'effet du nombre de sous-porteuses de la FFT

Un autre paramètre intéressant pour l'amélioration de notre modulateur est le choix du nombre de porteuses N . On a déjà précisé que pour mettre en œuvre les calculs rapides IFFT et FFT, N devait être une puissance de 2. Le choix de N dépend de plusieurs facteurs : type de canal (variations rapides, longueur de la réponse impulsionnelle...) et de la complexité que l'on veut bien accepter pour le modulateur de Fourier.

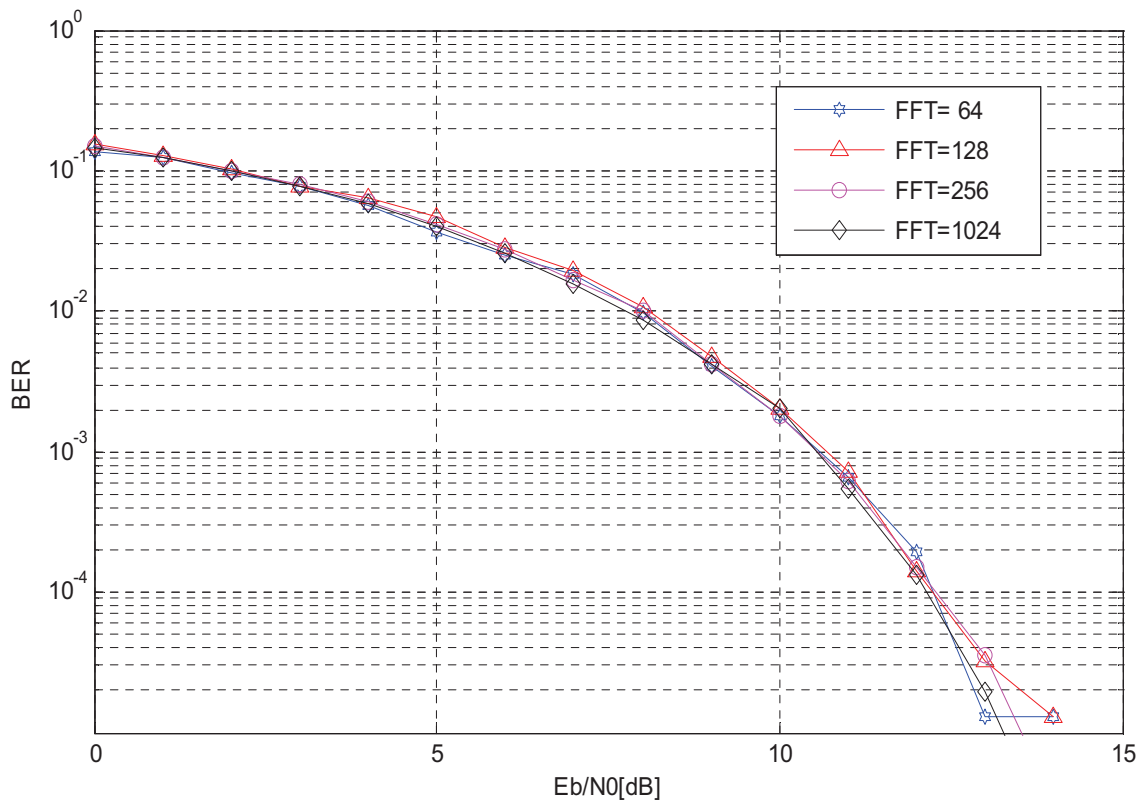
Pour notre simulation, nous envisageons les quatre cas suivants :

- OFDM avec 64 porteuses ;
- OFDM avec 128 porteuses ;
- OFDM avec 256 porteuses ;
- OFDM avec 1024 porteuses.

Les paramètres du système OFDM pour différentes sous porteuses illustrée dans le tableau 10 sont utilisés avec le canal AWGN. Le tableau 11 illustre les paramètres du système OFDM dans l'évanouissement de Rayleigh.

Tableau IV.10: Paramètres du système OFDM -NFFT dans canal AWGN.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64, 128, 256, 1024
Intervalle de garde	32
Type de modulation	16QAM
Canal	AWGN

**Figure IV.72:** Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs des sous porteuses.

Dans la figure IV.72, nous illustrons la performance d'un système OFDM pour différentes valeurs des sous porteuses dans le canal à bruit additif (AWGN) donne de meilleurs résultats par rapport au canal Rayleigh. La figure IV.73 présente les performances pour différentes valeurs de la FFT, le nombre de sous-porteuses (avec une bande passante identique évidemment). On constate que les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous-porteuses diminue. En effet, quand le nombre de sous porteuses augmente la transmittance des sous-canaux

se rapproche de plus en plus d'une constante à mesure que leur largeur (fréquentielle) diminue. Cependant, augmenter le nombre de sous-porteuses présente certains désavantages. Tout d'abord, un délai plus important et une complexité plus élevée pour la paire IFFT/FFT. Ensuite, l'estimation de canal est plus complexe. Enfin, la durée symbole étant proportionnelle au nombre du sous-porteuses, elle peut devenir significative par rapport au temps de cohérence du canal.

Tableau IV.11 : Paramètres du système OFDM -NFFT dans le canal Rayleigh.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous porteuse	64, 128, 256, 1024
Intervalle de garde	32
Type de modulation	16QAM
Canal	Rayleigh

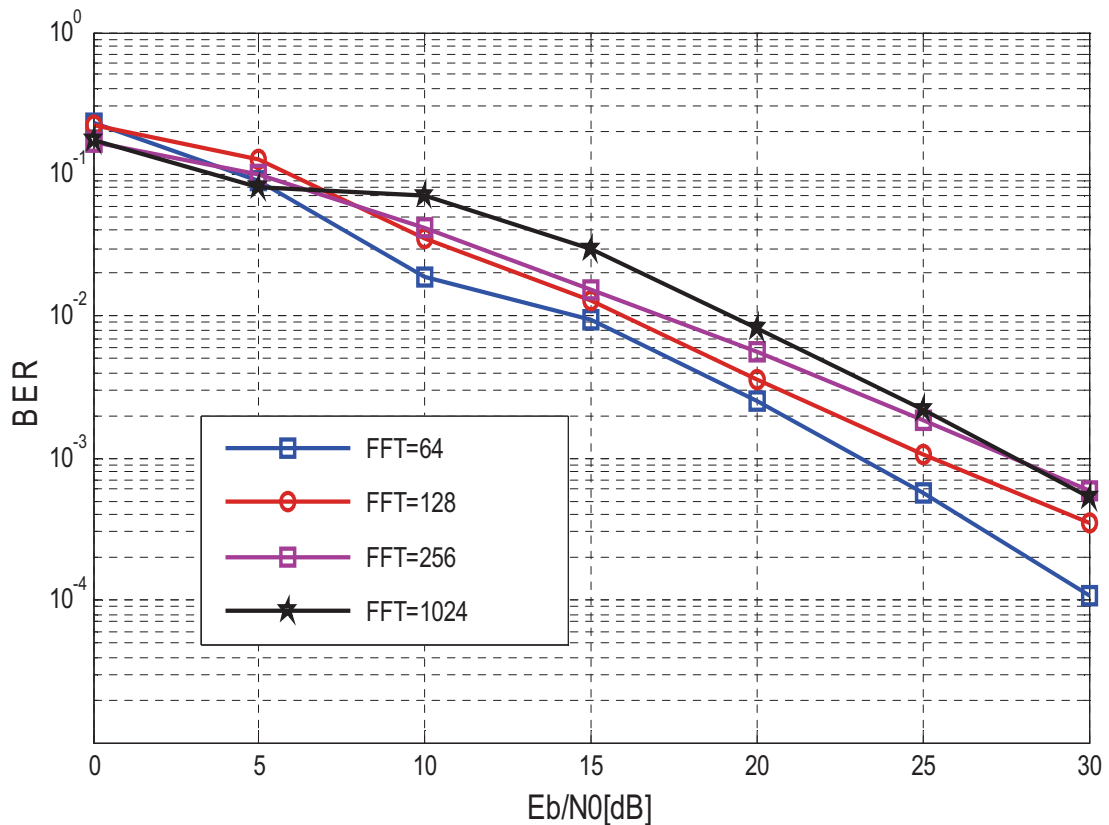


Figure IV.73: Performance d'un système OFDM pour différentes valeurs des sous porteuses.

IV.4 CONCLUSION

Ce chapitre est la concrétisation du travail théorique décrit aux chapitres 1,2 et 3. Nous nous sommes intéressés à l'étude d'un système de transmission basé sur la technique de modulation OFDM dans un canal radio mobile.

Nous avons comparé les résultats des simulations obtenues en variant le type de modulation le nombre de sousporteuses, ainsi que l'utilisation des techniques de lutte contre les effets de la propagation par trajets multiples. La comparaison entre la modulation multiporteuse OFDM conventionnelle et la CP-OFDM avec intervalle de garde nous avons trouvé que la modulation CP-OFDM présente des performances plus élevées par rapport à celles de l'OFDM conventionnelle.

CONCLUSION GENERALE

Le travail mené dans ce mémoire a permis d'étudier les performances des modulations multi-porteuses OFDM dans un canal radio mobile. Ce projet réalise une étude théorique et une validation par simulation des performances de l'OFDM conventionnelle et l'OFDM améliorée (CP-OFDM). Les performances sont données en termes de taux d'erreur binaire (BER).

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le canal radio mobiles. et nous avons présenté les modulations numériques usuelles et plus précisément la modulation d'amplitude en quadrature, utilisée dans la majeure partie de nos études. Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissements de Rayleigh et le canal AWGN à bruit additif qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles.

La deuxième partie de ce document a été consacrée au principe de base de la modulation OFDM et l'implémentation de sa version numérique à l'aide de la transformée de Fourier discrète. Nous avons ensuite présentée la modulation OFDM améliorée (CP-OFDM) ainsi que ses avantages par rapport à l'OFDM classique.

Finalement nous avons exposé en détail nos résultats de simulation suivis par des interprétations et des comparaisons. Nous avons commencé par l'étude et l'évaluation les performances d'un système OFDM en bande de base respectant la norme IEEE 802.11a à l'aide du module Simulink. Ensuite nous avons présenté la simulation de la modulation OFDM conventionnelle et la modulation OFDM améliorée c.-à-d. l'OFDM avec préfixe cyclique (CP-OFDM) en hautes fréquences. Les résultats de comparaison ont montré la performance d'un système OFDM avec un préfixe cyclique c.-à-d. que l'OFDM améliorée est plus intéressante pour les systèmes à faible mobilité par rapport à l'OFDM conventionnelle puisqu'elle est plus simple à implémenter avec des bonnes performances en terme de taux d'erreur binaire (BER). Les modulations multiporteuses étant utilisées le plus souvent pour combattre les nuisances dues aux canaux multitrajets, l'évaluation de nos systèmes dans ce cadre serait judicieux.

Perspectives Et Futures Travaux

Notre étude a aussi ouvert quelques perspectives. Ainsi, de nombreux travaux restent à mener pour pouvoir aboutir à des chaînes de transmission complètes de type

OFDM/OQAM ou OFDM suréchantillonnée pouvant rivaliser avec des systèmes basés sur l'OFDM conventionnelle. La difficulté étant d'améliorer notablement les performances, sans trop accroître la complexité. Ainsi, la recherche de systèmes simples et efficaces en termes d'égalisation et de synchronisation reste d'actualité. Il est aussi nécessaire de pouvoir régler, avec ces nouvelles modulations, les problèmes liés aux techniques d'accès par code ainsi qu'à l'augmentation de débit par des technique MIMO. Aussi on peut proposer d'implémenter et simuler la modulation OFDM conventionnelle et la modulation améliorée CP-OFDM dans le système WIMAX. Enfin la dernière perspectives est utiliser notre système la transmission des signaux audio et vidéos.

ANNEXE A

Code Matlab Du Système OFDM

Dans cet annexe nous exposons le Programme que nous avons crée en MATLAB7.11.0(R 2010.b). Ce Programme permet à l'utilisateur d'étudier des (OFDM conventionnelle, OFDM amélioré):

```
% OFDM_basic.m
clear all;close all;clc
nt='CP';
Ch=0 ;
if Ch==0,
    chType='AWGN';
    Target_neb=100;
else chType='CH';
    Target_neb=500;
end
PowerdB=[0 -8 -17 -21 -25];
Delay=[0 3 5 6 8];
Power=10.^(PowerdB/10);
Ntap=length(PowerdB);
Lch=Delay(end)+1
Nbps=4 ;
M=2^Nbps;
Nfft=128 ;
Ng=0;%4 8 16 32
Nsym=Nfft+Ng;
Nused=Nfft;
EbN0=[0:1:30];
N_iter=1e2;
Nframe=3;
sigPow=0;
file_name=['OFDM_BER_' chType '_' nt '_' 'GL' num2str(Ng) '.dat'];
fid=fopen(file_name, 'w+');
norms=[1 sqrt(2) 0 sqrt(10) 0 sqrt(42)];
for i=0:length(EbN0)
    ber=0;Neb=0; Ntb=0;
    for m=1:N_iter
        % Tx
        X= randint(1,Nused*Nframe,M);
        Xmod= qammod(X,M,0, 'gray')/norms(Nbps);
        x_GI=zeros(1,Nframe*Nsym);
        kk1=[1:Nused/2]; kk2=[Nused/2+1:Nused]; kk3=1:Nfft; kk4=1:Nsym;
        for k=1:Nframe
            X_shift= [Xmod(kk2) Xmod(kk1)];
            x= ifft(X_shift);
            x_GI(kk4)= guard_interval(Ng,Nfft,x);
```

```

kk1=kk1+Nused; kk2= kk2+Nused; kk3=kk3+Nfft; kk4=kk4+Nsym;
end
if Ch==0, y= x_GI;
else
channel=(randn(1,Ntap)+j*randn(1,Ntap)).*sqrt(Power/2);
h=zeros(1,Lch);
h(Delay+1)=channel;
y = conv(x_GI,h);
end
if i==0
y1=y(1:Nframe*Nsym); sigPow = sigPow + y1*y1';
continue;
end
snr = EbN0(i)+10*log10(Nbps*(Nused/Nfft));
noise_mag = sqrt((10.^(-snr/10))*sigPow/2);
y_GI = y + noise_mag*(randn(size(y))+j*randn(size(y)));
% Rx
kk1=Ng+[1:Nsym]; kk2=1:Nfft;
kk3=1:Nused; kk4=Nused/2+1:Nfft; kk5=[1:Nused/2];
if Ch==1
H= fft([h zeros(1,Nfft-Lch)]);
H_shift(kk3)= [H(kk4) H(kk5)];
end
for k=1:Nframe
u=remove_GI(Ng,Nsym,y_GI(kk1));
Y(kk2)= fft(u);
Y_shift=[Y(kk4) Y(kk5)];
if Ch==0, Xmod_r(kk3) = Y_shift;
else Xmod_r(kk3)=Y_shift./H_shift;
end
kk1=kk1+Nsym; kk2=kk2+Nfft; kk3=kk3+Nused; kk4=kk4+Nfft;
kk5=kk5+Nfft;
end
X_r=qamdemod(Xmod_r*norms(Nbps),M,0,'gray');
X_erreur=X-X_r;
Neb=Neb+sum(sum(de2bi(X_r,Nbps)~=de2bi(X,Nbps)));
Ntb=Ntb+Nused*Nframe*Nbps;
if Neb>Target_neb, break; end
end
if i==0, sigPow= sigPow/Nsym/Nframe/N_iter;
else
ber = Neb/Ntb;
if ber<1e-6, break;
end
end
end
plot_ber(file_name,Nbps);

```

```
function y = guard_interval (Ng,Nfft,ofdmSym)
y=[ofdmSym(Nfft-Ng+1:Nfft) ofdmSym(1:Nfft)];
```

```
function y=remove_GI (Ng,Lsym,ofdmSym)
if Ng~=0
y=ofdmSym (Ng+1:Lsym);
else y=ofdmSym;
end
```

```
function plot_ber(file_name,Nbps)
EbN0dB=[0:1:30]; M=2^Nbps;
ber_AWGN = ber_QAM(EbN0dB,M,'AWGN');
ber_Rayleigh = ber_QAM(EbN0dB,M,'Rayleigh');
semilogy(EbN0dB,ber_AWGN,'r:'), hold on,
semilogy(EbN0dB,ber_Rayleigh,'r-')
a=load(file_name); semilogy(a(:,1),a(:,2),'-bs'); grid on
legend('AWGN analytic','Rayleigh fading analytic','Simulation');
xlabel('EbN0 [dB] '), ylabel('BER'); axis([a(1,1) a(end,1) 1e-5 1])
```

```
function ber=ber_QAM(EbN0dB,M,AWGN_or_Rayleigh)
N= length(EbN0dB); sqM= sqrt(M);
a= 2*(1-power(sqM,-1))/log2(sqM); b= 6*log2(sqM)/(M-1);
if nargin<3, AWGN_or_Rayleigh='AWGN'; end
if lower(AWGN_or_Rayleigh(1))=='a'
ber = a*Q(sqrt(b*10.^(EbN0dB/10)));
else
rn=b*10.^(EbN0dB/10)/2; ber = 0.5*a*(1-sqrt(rn./(rn+1))); end
```

```
function y=Q(x)
y=erfc(x/sqrt(2))/2;
```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking," *Prentice Hall*, 2000.
- [2] A. SKRZYPCZAK, "Contribution à l'Etude des Modulations Multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM Suréchantillonnées ", *Thèse de doctorat, Université de Rennes I*, Novembre 2007.
- [3] R. Prasad, "OFDM for Wireless Communications Systems," *Artech House Inc*, Boston London, 2004.
- [4] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," *Proceeding of the IEEE*, volume 83, NO. 06, page 982-986, Jun 1995.
- [5] B. Hirosaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, NO.. 7, pp. 982–989, Jul. 1981.
- [6] R. W. Chang, "Synthesis of Band-limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *The Bell System Technical Journal*, pp. 1775–1796, December 1966.
- [7] R. W. Chang and R. A. Gibby, "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-16, pp. 529–540, August 1968.
- [8] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-division Multiplexing Using The Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications Technology*, Vol. COM-19(5), pp. 628–634, October 1971.
- [9] A. Pled and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithm," *ICASSP'80*, Volume 3, Denver, USA, Avril 1980, Page 964-967.
- [10] L. J. Cimini, "Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiple Access," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 33, pp. 665–675, July 1985.
- [11] R. Lasalle and M. Alard, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for mobile Receivers," *EBU Review*, No. 224, pp. 168–190, August 1987.

- [12] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer and J.M. Cioffi, "Filter Bank Modulation techniques for very high speed digital subscriber lines," *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, pp. 98-104, May 2000.
- [13] W.Y. Chen and D.L. Waring, "Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop," *IEEE Commun. Magazine*, May 1994.
- [14] Stefan Muller-W, *OFDM for Wireless Communications: Nyquist Windowing, Peak-Power Réduction and Synchronization*, Shaker Verlag, 2000.
- [15] Gérard Cohen, Jean-Louis Dornstetter, et Philippe Godlewski. *Codes correcteurs d'erreurs. Une introduction au codage algébrique*. ISBN: 2-225-82538. Masson. 1992.
- [16] Alain Glavieux et Michel Joindot. *Communications numériques. Introduction*. ISBN: 2-225-85194. Masson. 1996.
- [17] Michel JOINDOT, " Communication Numériques ", Edition Masson France 1996.
- [18] H. Hijazi. "Estimation de canal radio mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM ". *Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble*, 2008.
- [19] A. Batra *et al.*, "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 9, 2004, pp. 2123–38.
- [20] Ralph D. Hippenstiel, *Detection Theory Applications and Digital Signal Processing*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2002.
- [21] *Digital communications* (4th ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.
- [22] A.V. Oppenheim and R.W. Schafer and J.R. Buck, "Discrete Time Signal Processing," *second edition, Prentice-Hall, Inc.* Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [23] Engels, Marc: *Wireless orthogonal frequency division multiplexing Systems*, Boston : Kluwer Académie Publishers, c2002.
- [24] A. A. Hutter: "*Design of OFDM Systems for frequency-selective and time-variant channels*", Broadband Communications. 2002 International Zurich Seminar on Access, Transmission, Networking.
- [25] Chi-han Kao, "Performance of the IEEE 802.11a Wireless LAN Standard Over Frequency-Selective, Slow, Ricean Fading Channels," Master's thesis, NavalPostgraduate School, Monterey, California, 2002.

- [26] MiJiammad Imadur Rahman, Suvra Sekhar Das, Frank H.P.Fitzek, "*OFDM Based WLAN Systems*," Technical Report R-04-1002; v1.2 ISBN87-90834-43-7 ISSN0908-1224, Aalborg University 2004.
- [27] The International Engineering Consortium, Web Forum Tutorials, *OFDM for Mobile Data Communication*, <http://www.iec.org/>, last accessed December 2003.
- [28] Klaus Witrals, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for Broadband Communications and Digital Audio Broadcasting (DAB)" Presented in Graz University of Technology, Graz, Austria, 21 March 2002, http://spsc.inw.tugraz.at/courses/dat2/OFDM_handout.pdf , last accessed 26 February 2004.
- [29] Charan J. Langton, "Signal Processing & Simulation Newsletter", <http://www.complextoreal.com/ISI.htm> , last accessed December 2003.
- [30] M. Bossert et al., "*On Cyclic Delay Diversity in OFDM Based Transmission Schemes*," in proc. 7th International OFDM Workshop, Hamburg, Germany, September 2002.
- [31] S. Shephard et al., "*Sipmple Coding Scheme to Reduce Peak Factor in QPSK Multicarrier Modulation*," IEEE Elec. Letters, vol. 31, pp. 1131-1132, July 1995.
- [32] S.K. Wilson, "*16-QAM Modulation with Orthogonal Frequency Division Multiplexing in a Rayleigh-Fading Environment*," in proc. IEEE 44th VTC, June 1994, pp. 1660-1664.
- [33] Institute of Electrical and Electronics Engineers, 802.11a, *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer Extension in the 5 GHz Band*, 16 September 1999. <http://ieeexplore.ieee.org> , last accessed 26 February 2003.
- [34] M. Sandell, J.J. van de Beek, P. Borjesson: "*Timing and frequency synchronisation in OFDM Systems using the cyclic prefix*", Proceedings of international symposium on synchronization, pp. 16-19, Dec. 1995.
- [35] W. Henkel, G. Taubock, P. Odiing, P. Borjesson, and N. Petersson, "*The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis*," in International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access, Transmission, Networking, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [36] Jihad Qaddour, *High peak to Average ratio Solution in OFDM 4G mobile systems*, Illinois State University.

- [37] L. Vangelista and N. Laurenti, "Efficient Implementations and Alternative Architectures for OFDM-OQAM Systems," *IEEE Trans. On Communications*, volume 49, NO. 4, pages 664-675, Avril 2001.
- [38] C.Thorpe, *OFDM Wireless Systems Simulation using SIMULINK®*, International DSP Conference, Stuttgart, May,1998.
- [39] Proakis, J.G. (2008) *Digital Communications 5/E*, McGraw-Hill, New York.
- [40] Mrutyunjay Panda, Dr. Sarat K.Patra, *Simulation study of OFDM, COFDM, MIMO-OFDM Systems*, Sensors and Transducer Journal, Vol 106, Issue 7, July 2009.