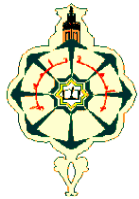




République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS



## Mémoire

Pour l'obtention du diplôme du  
MASTER en Télécommunication



Option : Réseaux et Systèmes de Télécommunications(RST)

Présenté par

Melle Beneddra Imene  
Melle Mokhdar Khadidja

**THEME**

*Etude de l'effet de la modulation OFDM  
multiutilisateurs sur les performances de l'amplificateur  
radiofréquence*

Soutenu en Juin 2015 devant un jury composé de

Président : Mr .Benhmed Nasreddine

prof à université de Tlemcen

Examineur : Mr .Meriah Sidi Mohamed

prof à université de Tlemcen

Encadreurs : Mr .Bendimerad Fathi Tarik

prof à l'université de Tlemcen

Mr .Benyarou Mourad

M.C. à université de khemis Miliana

# *Remerciment*

*On remercie d'abord notre puissant Dieu qui nous a guidée vers la voie du savoir, de raison et de nous avoir donné la force et la patience de terminer ce travail.*

*C'est par cette grande journée inoubliable et mémorable, que nous tenons à remercier chaleureusement et à exprimer notre profonde reconnaissance et sympathie à nos professeurs et cadres de l'université de Tlemcen pour l'élaboration de ce travail, et particulièrement.*

*Mr. Bendimerad. Fathi. Tariq, notre encadreur, professeur à l'université de Tlemcen, pour son dévouement et ses conseils tout au long de ce projet.*

*Mr « M. Benyarou » notre co-encadreur, maître de conférence à l'université de Khemis malyana, pour sa sympathie, ses encouragements, son aide, son dévouement pour le travail et sa présence totale, au cours de cette modeste étude.*

*Mr « N. BENHMED » professeur à l'université de Tlemcen pour avoir accepté de présider cet honorable jury.*

*Mr « S. M. meriah » professeur à l'université de Tlemcen pour nous avoir honoré de sa présence.*

*On remercie également tous les enseignants et les responsables de notre faculté, qui ont veillé sur notre formation.*

*Un grand merci à nos deux chères familles qui nous ont encouragé aux moments difficiles.*

*Enfin, On remercie tous les amis de l'université avec lesquels nous avons passé des moments formidables et tous ceux qui nous ont aidé pour achever ce travail.*

# Dédicace

*Du fond du cœur je remercie notre grand seigneur Allah de m'avoir donnée la force, la santé, la persévérance et d'avoir illuminé mon chemin.*

*La première des choses je dédie mon travail :*

*A ma mère qui est la lumière de mes yeux qui me comble d'amour.*

*A mon père qui m'a toujours épaulé, soutenu financièrement et moralement et donné son amour et son respect.*

*A mes chères frères Sidi Mohamed et Salah Eddine, ma chère et unique sœur Souhila, mon beau frère Badr Eddine, ma belle sœur Nassima et mon petit neveu Ibrahim (que j'adore), pour l'amour et l'attention, l'aide et le soutien qu'ils m'ont apportés.*

*A mon binôme Mokhdar Khadidja pour leur confiance.*

*A toute la famille « BENEDDRÀ » et « Ahmed Amar » .*

*A mes meilleurs amies : Hanane, Khadidja, Sihem, Hora, Fatima , et les deux téma .*

*A tous mes amis sans oublier tout les étudiants de la promotion 2014/2015 de M2 RST.*

*A tous ceux que j'aime, et à tous ceux qui m'aime.*



Imene

# Dédicace

*Je dédie ce mémoire à*

*À mes chers et respectueux parents*

*Vraiment aucun dédicace ne serait exprimé mon attachement, mon amour et mon affection, je veux offre ce modeste travail en témoignage de tous les sacrifices et l'immense tendresse dont vous m'avez toujours su me combler.*

*Puisse dieu tout puissant vous garder et vous procurer santé et bonheur*

*À mes chères frères Ibrahim ,Rachid, Mohamed .*

*À mes chères sœurs :Menni, Djawida ,Ilham et sur tout Saliha*

*À mon binôme Beneddra Imene pour leur confiance et les beaux moments.*

*À mes meilleurs amies : Soumia, Fatiha, Hayat, Fatima Hanane, Khadidja, Sihem, Hora, et les deux Téma .*

*À toute personne qui mon encouragé ou aidé au long de mes études*



Khadidja

## Résumé

L'orientation des télécommunications vers les hauts-débits basé sur la technique de la modulation OFDM l'un des centres d'intérêts privilégiés de la recherche actuelle qui permettent d'un côté de lutter contre les perturbations d'entraîner les canaux multi-trajets, d'un autre côté d'améliorer l'efficacité spectrale ou capacité des systèmes. Le plus grand inconvénient de l'OFDM est le PAPR assez élevé, c'est-à-dire que le signal OFDM présente des pics à la sortie de l'émetteur. La transmission de tels pics nécessite au plus d'un codeur (avec un nombre de bits assez élevé pour coder les pics, ce qui est coûteux), un amplificateur linéaire au voisinage de ces pics, conduisant ainsi à une consommation de puissance élevée.

Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquence dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi-porteuse OFDM. Ce travail de mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances d'un amplificateur radiofréquence.

**Mots clés :** communication numérique, OFDM, CDMA, amplificateur radiofréquence, PAPR performance

## Abstract

The Telecommunication orientation to ward high frequency based- on OFDM modulation technique is considered as a valorized and privileged interest focusing -on actual research which permit on one side the perturbations struggle wheelrolled by multi-trajets canals ,and for the other side,the improvement of spectral efficiency ,or systems capacity .The primordial inconveniency of OFDM is the so elevated PAPR ,which means that :OFDM signal present pics on emettor end .The transmission of those kinds of pics,with a codar,(with a number of bits so elevated to code pics,whitch is costed), a linear amplificator in pics neighborhood, leading to on elevated strengthful consumption.

In fact ,we should find an intermediary solution to fight the canal effect and making into function the radiofrequencyamplificators in thier linear zone, with ultimate taking into account the multi-handling modulation OFDM .This approach and memory them has been initiated in this context,and has been improving the effect study of OFDM multiutilisators modulation on performances of a given radiofrequency amplificador.

**Key-Words :**Numerical communication, OFDM, CDMA, Radiofrequency amplificador,PAPR performance.

# Liste des figures

<b>Figure I. 1:</b> Structure d'une chaîne de transmission numérique. ....	07
<b>Figure I. 2 :</b> Schéma de la technique de codage.....	11
<b>Figure I. 3 :</b> le codage à deux niveaux NRZ (signifiant No Return to Zero). ....	12
<b>Figure I. 4 :</b> La modulation d'amplitude (ASK). ....	13
<b>Figure I. 5 :</b> La modulation de phase(PSK) . ....	14
<b>Figure I. 6 :</b> La modulation de fréquence(FSK) ....	15
<b>Figure I. 7 :</b> Représentation du modulation 16 QAM. ....	17
<b>Figure I. 8:</b> Représentation d'un canal à BBAG. ....	18
<b>Figure I. 9 :</b> Courbe du BER en fonction du SNR pour la modulation BPSK.....	18
<b>Figure I. 10:</b> Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code. ....	19
<b>Figure I. 11 :</b> Canal de propagation. ....	20
<b>Figure I. 12:</b> Principe et causes du canal à multi -trajets .....	21
<b>Figure I. 13:</b> Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue. ....	22
<b>Figure I. 14:</b> Représentation en bande de base du canal de propagation. ....	23
<b>Figure I. 15:</b> Représentation d'un canal variant dans le temps. ....	24
<b>Figure I. 16:</b> Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile.....	24
<b>Figure I. 17:</b> Représentation de distribution de Nakagami-m.....	27
<b>Figure I. 18 :</b> représentation les courbes des modulations 4QAM, 8QAM, 16QAM. ....	28
<b>Figure I. 19:</b> Canal sélectif en fréquence. ....	30
<b>Figure I. 20:</b> Comparaison montrant un canal non sélectif. ....	31
<b>Figure I. 21:</b> Tableau récapitulatif des différentes sélectivités. ....	31
<b>Figure I. 22:</b> Différentes techniques d'accès multiples.....	32
<b>Figure I. 23:</b> Technique d'accès multiple FDMA .....	32
<b>Figure I. 24:</b> Technique d'accès multiple TDMA.....	33
<b>Figure I. 25:</b> Technique d'accès multiple CDMA. ....	34
<b>Figure I. 26 :</b> La technique SDMA. ....	35
<b>Figure II. 1:</b> Schéma sur principe de modulation OFDM. ....	37
<b>Figure II. 2 :</b> comparaison des systèmes multi-porteuse et mono porteuse. ....	38
<b>Figure II. 3:</b> Symboles OFDM. ....	39
<b>Figure II. 4:</b> Schéma de principe d'un modulateur OFDM.....	39
<b>Figure II. 5:</b> signal temporel à la sortie du modulateur.....	40
<b>Figure II. 6:</b> spectre idéal en sortie du modulateur OFDM.....	41
<b>Figure II. 7:</b> Spectre réel en sortie du modulateur OFDM.....	41
<b>Figure II. 8:</b> Schéma du principe du démodulateur OFDM. ....	42
<b>Figure II. 9:</b> principe de l'intervalle de garde. ....	43
<b>Figure II. 10:</b> Schéma bloc d'un symbole OFDM. ....	44
<b>Figure II. 11:</b> Modulateurs OFDM numérique. ....	45
<b>Figure II. 12:</b> Démodulateurs OFDM numérique. ....	46
<b>Figure II. 13 :</b> Schéma de principe simplifié d'un émetteur/ récepteur OFDM en bande de base.....	46
<b>Figure II. 14 :</b> Schémas block d'un émetteur/récepteur OFDM avec canal de propagation. .	47

<b>Figure II. 15:</b> Orthogonalité entre les sous-porteuses.....	48
<b>Figure III. 1:</b> Schéma bloc d'une chaîne de communication sans fil.....	51
<b>Figure III. 2:</b> Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	53
<b>Figure III. 3 :</b> Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	55
<b>Figure III. 4 :</b> Formes de signaux réels et complexes.....	57
<b>Figure III. 5:</b> Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), défini comme le rapport entre la valeur crête et la puissance moyenne du signal.....	58
<b>Figure III. 6:</b> Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un amplificateur de puissance.....	58
<b>Figure III. 7:</b> Effet de l'amplification sur le signal.....	61
<b>Figure III. 8:</b> Effet de l'amplification sur la constellation.....	62
<b>Figure III. 9:</b> Amplification linéaire vs. Amplification non-linéaire.....	62
<b>Figure III. 10:</b> Fonction d'écrêtage classique.....	63
<b>Figure III. 11 :</b> Ecrêtage en bande de base.....	64
<b>Figure III. 12:</b> Ecrêtage sur la fréquence porteuse.....	64
<b>Figure III. 13 :</b> Ecrêtage en bande de base avec $CR = 2$ .....	65
<b>Figure IV. 1:</b> Transmetteur MC-CDMA.....	69
<b>Figure IV. 2:</b> Récepteur MC-CDMA.....	69
<b>Figure IV. 3:</b> La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur.....	71
<b>Figure IV. 4 :</b> Transmission multi-porteuse avec étalement.....	71
<b>Figure IV. 5:</b> Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.....	73
<b>Figure V. 1:</b> Spectre OFDM transmis.....	80
<b>Figure V. 2 :</b> Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh, $N=64$ .....	82
<b>Figure V. 3 :</b> Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh, $N=256$ .....	82
<b>Figure V. 4 :</b> Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh, $N=1024$ .....	83
<b>Figure V . 5 :</b> Train de symbole décimales : $N=64, 128, 512$ .....	84
<b>Figure V. 6 :</b> Transmission des données modulées.....	84
<b>Figure V.7 :</b> Signal temporelle de l'OFDM pour les modulations 4-QAM ,16QAM, 32 QAM.....	85
<b>Figure V. 8:</b> Effet de l'amplification sur le signal OFDM pour une modulation de type 4-QAM ,16-QAM ,32-QAM.....	86
<b>Figure V. 9 :</b> données modulées reçues ,4-QAM ,16-QAM ,32-QAM.....	87
<b>FigureV.10:</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 4-QAM.....	88
<b>FigureV.11 :</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 64-QAM.....	89
<b>FigureV.12:</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 256-QAM.....	90
<b>FigureV.13:</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 4-PSK.....	91
<b>FigureV.14:</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 64-PSK.....	92

<b>FigureV.15:</b> Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 256-PSK.....	93
<b>FigureV.16:</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 2 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec16 sous-porteuses.....	93
<b>FigureV.17:</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 4 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec16 sous-porteuses.....	95
<b>FigureV.18 :</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 8 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec16 sous-porteuses.....	96
<b>FigureV. 19:</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 2 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 32 sous-porteuses.....	97
<b>Figure V. 20:</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 4 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec32 sous-porteuses.....	97
<b>FigureV.21:</b> Taux d'erreur binaire en fonction de $E_b/N_0$ pour 8 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec32 sous-porteuses32.....	98
<b>FigureV. 22:</b> Séquence originale, Séquence pic, Signal écrêté.....	99
<b>FigureV. 23:</b> Le signal erreur.....	99
<b>FigureV. 24 :</b> Train binaire du premier utilisateur.....	100
<b>FigureV.25:</b> Train de symbole BPSK du premier utilisateur.....	101
<b>FigureV.26:</b> Train de symboles étalé BPSK (+1,-1).....	101
<b>FigureV.27:</b> PAPR en fonction de CCDF pour 2utilisateurs.....	102
<b>FigureV.28:</b> PAPR en fonction de CCDF pour 4utilisateurs.....	102
<b>FigureV.29:</b> PAPR en fonction de CCDF pour 8utilisateurs.....	103



# Table de matières

Remercîments.

Résumé.

Abstract

ملخص

Table des matières .

Liste des figures.

Acronymes & Abréviations

.

## Introduction générale

..... 01

## Chapitre I : Communication Numérique

I.1. Introduction .....	04
I. 2.Définition.....	04
I.3. Description d'un système de communication numérique.....	04
3.1 .Chaîne de transmission numérique.....	07
3.2. Principale caractéristiques.....	09
3. 3.Quelles sont les étapes de la numérisation ?.....	10
3.4. Théorie de codage et principaux codes en ligne.....	12
3.5 .Modulation numérique.....	13
5.1 .La modulation d'amplitude (ASK).....	13
5. 2 .La modulation de phase.....	14
5. 3 .La modulation de fréquence.....	14
5. 4 .Modulation d'amplitude en quadrature.....	15
I.4 .Les interférences.....	17
4. 1 .Le bruit de fond radioélectrique.....	17
4. 2. Interférences propres système.....	19
4. 3. Les interférences externes au système (brouilleurs).....	20

I.5. Canal de propagation.....	20
5.1. Propagation en espace libre.....	20
5.2. Propagation par trajets multiples.....	21
5.3. Les Variations du canal de propagation.....	22
5.4. Modélisation du canal de propagation.....	23
5.5.Étalement des retards.....	24
I.6. Représentation du canal radio-mobile.....	25
6.1. Sélectivité d'un canal de communication.....	29
6.2. Canal sélectif en fréquence .....	29
6.3. Canal sélectif en temps.....	30
6.4. Canal sélectif en temps et en fréquence.....	30
6.5. Canal non sélectif .....	30
I.7. Les techniques d'accès multiples.....	31
7.1. Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA).....	32
7.2. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA).....	33
7.3. Accès multiple par répartition en codes ou (CDMA) .....	33
7.4. Accès multiple par répartition spatiale (SDMA. Space Division Multiple Access)....	34
I.8. Conclusion.....	35

## **Chapitre II : Modulation a porteuse multiple OFDM**

II.1. Introduction.....	36
II.2. Historique.....	36
II.3. Principe et fonctionnement de l'OFDM.....	37
II.4. Principe de la modulation OFDM .....	38
4.1. Notion d'orthogonalité.....	41
4.2. Principe de la démodulation .....	42
4.3. Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde).....	43
II. 5. Implantation numérique .....	44
5.1. Implantation numérique du modulateur.....	45
5.2. Implantation numérique du démodulateur .....	46
II.6. Schéma général d'un système de communication sans fil basé sur la modulation OFDM .....	47

II.7. Avantages et inconvénients de l'OFDM .....	48
7.1. Avantage .....	48
7. 2. Inconvénients .....	49
II.8. Cas d'utilisations de l'OFDM .....	50
II.9. Conclusion.....	50

### **Chapitre III : Amplificateur radiofréquence de puissance**

III .1. Introduction.....	51
III .2. Classes d'amplificateurs de puissance .....	52
III.3. Amplificateur de puissance RF.....	55
III.4. Influence du PAPR sur l'amplification.....	56
4.1. Introduction.....	56
4 .2.Définition.....	56
III .5 .Méthodes de réduction de PAPR.....	61
5. 1.Effet de l'amplificateur de puissance .....	61
5.2. Principe de la méthode d'écrêtage.....	63
2.1. Introduction.....	63
2.2.Description.....	63
III.6.Conclusion.....	66

### **Chapitre IV : PAPR du à l'association de l'OFDM multiutilisateur avec l'amplificateur de puissance**

IV. 1.Introduction .....	67
IV.2. Le système MC-CDMA.....	67
2.1. L'étalement par multi-porteuses classique.....	67
2. 2.L'étalement par fréquences orthogonales.....	67
IV.3. La technique MC-CDMA.....	68
IV.4. Structure du signal .....	70
4 .1 .Signal de la voie descendante (Downlink Signal).....	72
4 .2.Signal de la voie montante (Uplink Signal).....	74
IV.5 .Les codes d'étalement considérés.....	75
5 .1.Techniques d'étalement.....	75

5.2. Codes d'étalement .....	75
IV.6 .Le PAPR et le facteur de crête dans la MC CDMA.....	76
IV.7. Calcul du PAPR En voie montante .....	77
IV.8. Conclusion.....	78

**Chapitre IV : Simulation et évaluation des performances**

IV.1 .Introduction.....	79
IV.2. Simulation de la technique de modulation OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de BER=f(SNR).....	80
1. Spectre OFDM .....	80
2. Le Taux d'erreur binaire en fonction de SNR pour la BPSK .....	81
V.3. Simulation de l'effet de l'ampli radiofréquence de puissance sur la modulation OFDM..	83
3.1. L'effet de l'ampli radiofréquence sur l'OFDM avec les canaux AWGN et Rayleigh	83
3.2. L'effet de l'ampli radio fréquence de puissance sur la modulation OFDM dans un canal idéal.....	87
V.4. Simulation du technique multi-accès multi-porteuses MC CDMA (CDMA+OFDM) dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de BER=f(SNR).....	94
4.1. Taux d'erreur binaire pour un système MC-CDMA.....	94
4.2. La réduction de PAPR pour un signal OFDM.....	98
	100
V.5.Simulation de l'effet de l'amplificateur radiofréquence de puissance sur la modulation OFDM multiutilisateurs.....	
V .6.Conclusion.....	103

**Conclusion générale**

.....	104
-------	-----

**Bibliographie**

.....	106
-------	-----

## Acronymes & Abréviations

**AMRC** : Accès Multiple par Répartition de Codes .

**ARQ** : Automatic Repeat Request.

**ASK** : Amplitude Shift Keying.

**AWGN** : Additive White Gaussian Noise.

**BPSK** : Binary Phase Shift Keying.

**BBAG** : Bruit Blanc Additif Gaussien .

**CCDF** : Complementary Cumulative Distribution Function .

**CDMA** : Code Division Multiple Access.

**CF** : Crest-Factor .

**COFDM** : Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex.

**DAB** : Digital Audio Broadcasting.

**DFT** : Discrete Fourier Transform.

**DPCM** : Differential Pulse Code Modulation.

**DRM** : Digital Radio Mondiale.

**DS-CDMA** : Direct-Sequence Code Division Multiple Access.

**DSP** : Digital Signal Processing.

**DVB** : Digital Video Broadcasting

**DVB-H** : Digital Video Broadcasting – Handheld.

**DVB-T** : Digital Video Broadcasting – Terrestrial.

**EQM** : Erreur quadratique moyenne.

**FDMA** : Frequency Division Multiple Access.

**FFT** : Fast Fourier Transform.

**FSK** : Frequency Shift Keying.

**GMSK** : Gaussian Minimum Shift Keying.

**GSM** : Global System Mobile

**HIPERLAN** : High PERFORMANCE Local Area Network .

**IBO** : Input Back-Off.

**ICI** : Inter Carrier Interference.

**IEC** : Interférences Entre sous Canaux .

**IES** : Interférences Entre Symboles.

**IFFT** : Inverse Fast Fourier Transform.

**ISDN** : Integrated Services Digital Network.

**ISI** : Inter Symbol Interference.

**MAI** : Multiple Access Interference.

**MC-CDMA** : Multi-Carrier Code Division Multiple Access.

**MIC** : Modulation par impulsion et codage.

**MMSE** : Minimum Mean Square Error.

**M-QAM** : M-ary Quadrature Amplitude Modulation.

**NLOS** : None Line Of Sight.

**NRZ** : No Return to Zero.

**OBO** : Output Back-Off.

**OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplex.

**PA** : Phased Array.

**PAPR** : Peak to Average Power Ratio.

**PCM** : Pulse Code Modulation.

**PEB** : Probabilité d'erreur binaire.

**PN** : Pseudo Noise.

**QAM** : Quadrature Amplitude Modulation.

**QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying.

**RNIS** : Réseau Numérique à Intégration de Services.

**RMS** : Root Mean Square delay spread.

**RSB** : Rapport Signal Sur Bruit.

**SDMA** : Space Division Multiple Access.

**SER** : Symbol Error Rate.

**SNR** : Signal to Noise Ratio.

**SLM** :Selected-Mapping.

**SSPA** : Solid State Power Amplifier.

**TDMA** : Time Division Multiple Access.

**T-DMB** :Terrestrial Digital MultimediaBroadcasting.

**TEB** : Taux d'erreur Binaire.

**TWTA** : Traveling Wave Tube Amplifier.

**VDSL** :Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line.

**WiFi** : Wireless Fidelity.

# Introduction Générale

La communication numérique atteint actuellement des progrès considérables dans le cadre des produits de large échelle, comme des réseaux locaux sans fils (WLAN) qui proposent un débit très élevé. Depuis quelques années ; l'utilisation des services des applications multimédias comme la voix, des textes, des photos, des vidéos et l'accès d'internet devient de plus en plus répandue, et aussi la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fils explose.

Au niveau technologique ; les ingénieurs de conception des systèmes radio sont soumis à de nombreux challenges parmi eux nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples). Cependant ils cherchent à optimiser la qualité de service et à diminuer les problèmes rencontrés lors de la conception et la mise en œuvre de leurs systèmes.

Afin d'arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples, ce type de réseaux s'appuie sur la modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui en combinaison avec des techniques de modulation codée en treillis permet d'augmenter le débit binaire et par conséquent l'efficacité spectrale sans compromettre la largeur de bande. Les bases théoriques de systèmes OFDM sont connues, en revanche, il a y de nombreux aspects pratiques qui restent à étudier. En particulier, une utilisation conjointe des codes de correction d'erreurs, de l'entrelacement, de la modulation codée, les techniques de démodulation et de détection, nécessite toujours une évaluation détaillée.

Comme toute technique de modulation, l'OFDM présente des inconvénients. L'inconvénient majeur est le PAPR (Peak to Average Power Ratio) assez élevé. La solution idéale pour y remédier est le codage du canal (solution assez coûteuse vue la nécessité d'installation des encodeurs performant à la sortie des transmetteurs et des décodeurs à l'entrée du récepteur), ainsi que la conception d'un amplificateur linéaire, pratiquement irréalisable.



# Introduction Générale

A la sortie de l'émetteur, la somme des sous-porteuses filant en phase produit un pic remarquable traduit par un PAPR assez élevé. Ce phénomène rare (pas plus d'une fois sur une période), donne l'idée de réduire ces pics (évidemment le PAPR assez élevé) sans dégrader la qualité de l'information.

les systèmes MC-CDMA apparaissent aujourd'hui comme des solutions à fort potentiel pour la 4<sup>ème</sup> génération de systèmes radio mobiles en voie descendante (Down Link). Cette technique combine la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec la technique d'accès multiple à répartition par codes CDMA. L'OFDM est couramment utilisée dans les systèmes récents de communication sans fils. Le CDMA quant à lui est un accès multiple très flexible qui offre une grande capacité cellulaire et une planification fréquentielle simple du réseau. Il est notamment utilisé dans les systèmes de communication mobile de troisième génération l'UMTS. Elle a fait l'objet de nombreux projets tels que les projets européens IST MATRICE, 4MORE et WINNER, et aussi de nombreux projets internes aux grands opérateurs comme NTT DoCoMo au Japon et France Télécom en France .

## **Organisation du document :**

Le mémoire élaboré est constitué de cinq chapitres comme il est démonté dans le figure1 :

Dans le premier chapitre nous allons décrire une présentation complète sur les principales notions relatives aux systèmes de communication numérique ainsi que leurs différentes caractéristiques. Par la suite, Nous allons expliquer le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique par les étapes successives de codage ; enfin nous allons introduire les systèmes d'accès multiple.

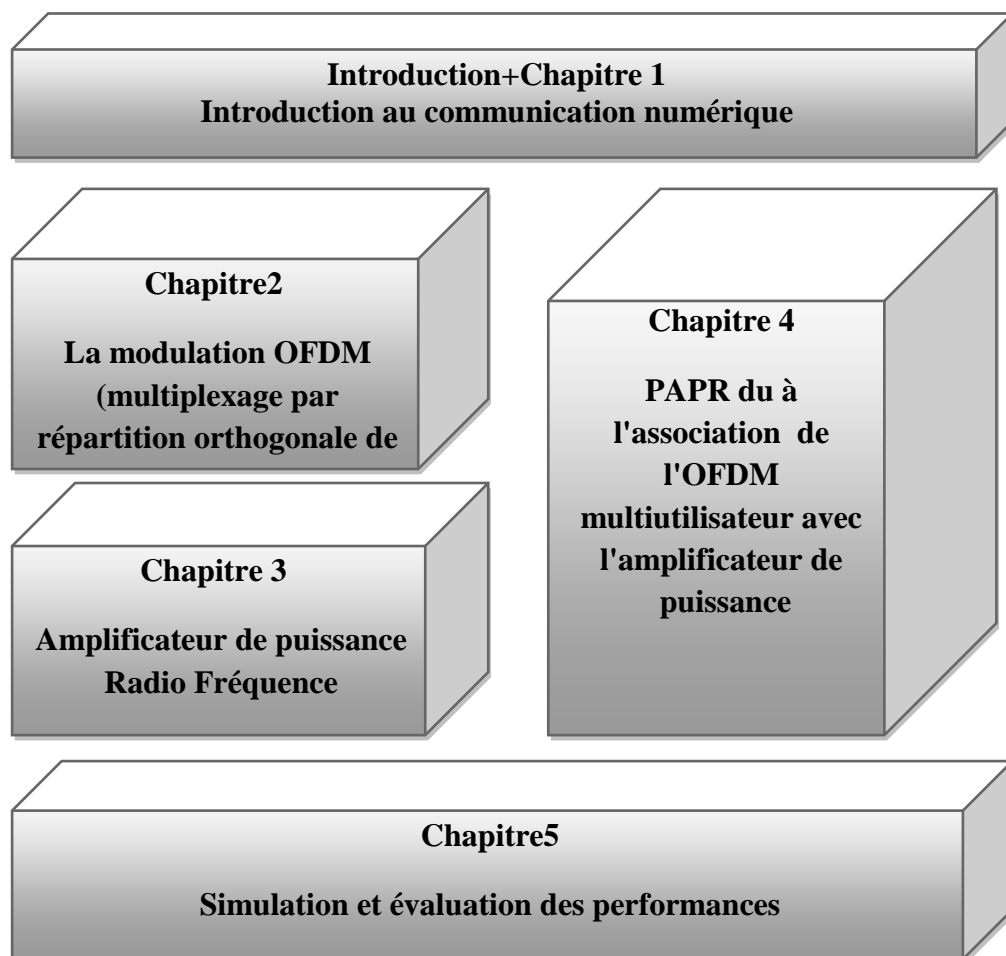
Dans le second chapitre, nous allons nous concentrer sur l'étude de la modulation OFDM. Nous avons détaillé cette technique de modulation, nous avons aussi montré son avantage à remédier aux problèmes des trajets multiple

Le chapitre suivant introduit les différentes caractéristiques des amplificateurs de puissance plus une description des niveaux de puissance du signal d'entrée et signal de sortie. Ainsi nous avons montré l'influence de la notion de PAPR sur l'amplification de puissance. Le quatrième chapitre est basé sur le PAPR engendré par l'association de l'OFDM multiutilisateur avec l'amplificateur de puissance. Nous avons fait ensuite une combinaison

# Introduction Générale

entre le système CDMA et les techniques multi-porteuses, le MC-CDMA, pour voir l'effet du PAPR sur le système global.

Dans le dernier chapitre nous avons fait des simulations sur MATLAB sur les différents blocs constituant les quatre chapitres précédant. Nous avons en dernier lieu met en évidence l'effet du PAPR créé par la modulation OFDM multiutilisateurs sur l'ampli radiofréquence de puissance.



**Figure1** : Organisation du mémoire

## **I.1. Introduction :**

Cette première partie a pour objectif de présenter les principales notions relatives aux systèmes de communication numérique. Nous allons décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, en passant par le canal de propagation et nous terminerons par les techniques d'accès multiple.

## **I.2. Définition :**

La communication numérique est l'utilisation du web, des médias sociaux et des mobiles, comme des canaux de diffusion, de partage et de création d'informations. Avec les techniques de transmission numérique [1], on ne cherche plus à transmettre un signal analogue à celui que l'on veut reproduire, on traduit tout signal en une suite de bits.

Choisie pour des raisons économiques, cette évolution technique a provoqué de profondes modifications dans les télécommunications : elle a conduit à les rapprocher des techniques utilisées en informatique, et a permis aux télécoms de bénéficier des économies d'échelle accumulées par le développement des composants destinés à l'industrie informatique[2].

## **I.3 .Description d'un système de communication numérique :**

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires, en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions[3].

Pour réaliser une transmission numérique, 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. Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un

codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information.

Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire. Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée «*Modulation* ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de  $n$  éléments binaires issu du message.

Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal  $S_i(t), i = 1 \dots, M$  de durée, parmi  $M = 2^n$  signaux en fonction de la réalisation de  $n$  éléments binaires. La séquence binaire de débit  $D = \frac{1}{T_b}$  avec  $T_b$  la durée bit, est transformée en une séquence à  $M$ -aire états avec la rapidité de modulation  $R$  exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par :

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M} \quad (I.1)$$

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (moteur, ligne à haute tension, etc...) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multiutilisateurs. Le bruit thermique (bruit interne) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité.

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le

téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s.

Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...[4].

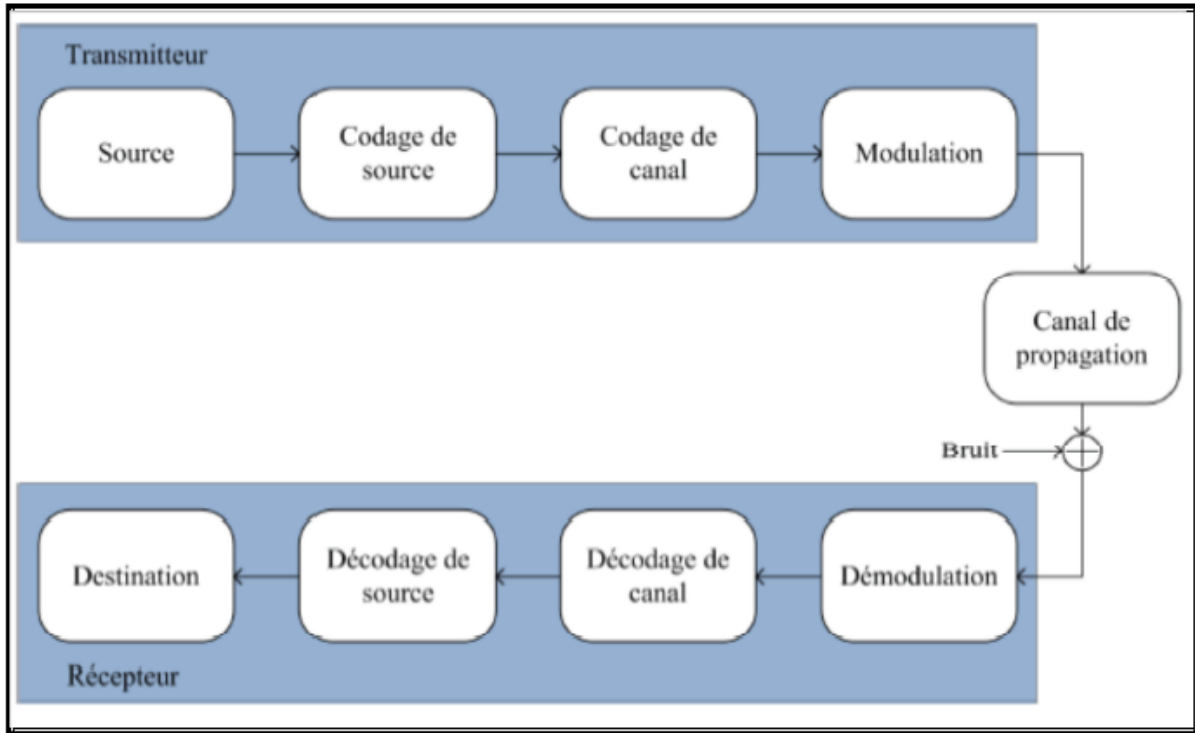
A la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale. L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage.

Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur.

La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication, pour la quantifier, on définit le taux d'erreur binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis et le terme de probabilité d'erreur binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport[5].

**I.3.1 Chaîne de transmission numérique :**

Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ».



**Figure I .1:** Structure d'une chaîne de transmission numérique.

➤ **L'émetteur :**

a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer y l'information de la source[6].

➤ **Codage de source :**

la séquence transmise par la source doit être la plus courte possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système. Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Le principe du codage de source a été publié par Shannon

➤ **Codage de canal :**

lors du passage à travers le canal de transmission, le signal est soumis à diverses interférences, introduisant des erreurs en réception. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codage de canal introduit de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur

connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées[3].

➤ **La modulation numérique :**

A pour but principal de moduler ou de transformer les signaux binaires en formes d'ondes de signal (amplitude et phase) car les canaux réels ne permettent que la transmission des signaux électriques de ce type [7]. La séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une enveloppe physique.

A chaque élément ou groupe d'éléments binaire est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur bin-Maire. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole », le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal après mise ou non sur fréquence porteuse [3].

➤ **Canal de communication :**

Un canal de communications est un medium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Le support diffère selon les applications : ainsi le câble bifilaire est utilisé par le téléphone, le câble coaxial permet des transmissions de l'ordre du Mbits /s, la fibre optique pour des débits de l'ordre du Gbit /s.

➤ **Le bruit :**

est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (moteur, ligne à haute tension, etc...) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (bruit interne) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance mono latérale  $N_0$ .

Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique[6].

➤ **La démodulation numérique :**

La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur, c'est-à-dire de « dés-étaler » le signal reçu. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée.

➤ **Décodage de canal :**

Le décodage de canal consiste dans un premiers temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. A partir de ces deux actions découlent trois principales stratégies :les stratégies ARQ(Automatic Repeat Request) qui se limitent à détecter la présence d'éventuelles erreurs, la correction s'effectuent par retransmission des blocs erronés , les stratégies FES(Forward Error Correction) mettant en œuvre les codes permettant la détection et la correction des erreurs sans aucune retransmission .Enfin ,les systèmes hybrides combinent entre les deux techniques.

➤ **Décodage de source :**

Le décodage de source consiste à reconstituer, par l'application de l'algorithme de décodage source « décompression par exemple », l'information originale de la séquence de substitution.

➤ **Le récepteur :**

a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis a partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation, et d'échantillonnage. Enfin, un organe de décision : identifie la valeur des symboles binaires égale opération de détection[8].

**I.3.2. Principale caractéristiques :**

L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation. Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

❖ **Le taux d'erreur binaire :** (TEB) permet de mesurer la fréquence à la quelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.



❖ **Erreur quadratique moyenne** :(EQM) détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.

❖ **L'efficacité spectrale** : mesure le débit binaire par unité de temps de fréquence pour une transmission de  $q$  bits sur une durée  $T_s$  et une largeur de bande  $B$  allouée à la transmission. Le débit binaire est donné par le rapport  $q/T_s$  et l'efficacité spectrale par le rapport  $q/BT_s$ .

❖ **Le rapport signal sur bruit (RSB)** : est généralement adopté en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors du passage dans le canal. Le RSB est déterminé par le rapport  $E_b/N_0$  avec  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et  $E_b$  est l'énergie moyenne par bit du signal modulé [9].

### I.3. 3. Quelles sont les étapes de la numérisation ?

Le signal analogique est transformé en un signal numérique grâce à un équipement appelé codec qui délivre une suite de données binaires. Le signal numérique est transmis et à l'arrivée, l'opération inverse est effectuée. Il s'agit de reconstituer correctement le signal sachant que la transformation analogique/numérique engendre toujours des pertes. La numérisation résulte des études effectuées par Nyquist et Shannon. C'est la technique MIC (Modulation par impulsion et codage) ou PCM (Pulse Code Modulation).

Pour illustrer les étapes de la numérisation, nous allons prendre l'exemple du réseau téléphonique. En effet, le signal de la parole (que nous appellerons signal téléphonique) fut le premier à être numérisé pour être transmis sur un réseau appelé RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services) ou ISDN (Integrated Services Digital Network).

La technique MIC consiste en trois étapes fondamentales:

✚ **L'Echantillonnage**: Le signal analogique est un signal continu qui par définition contient un nombre infini d'éléments. L'échantillonnage consiste à prélever un nombre déterminé d'éléments (échantillons) qui seront suffisants pour reconstituer à l'arrivée un signal

analogique de qualité. Les différentes études ont montré qu'il suffit d'échantillonner à deux fois la fréquence supérieure contenu dans le signal. Ainsi, pour un signal de la parole où l'information est contenue dans une bande de 4000 Hz (0-4000), un échantillonnage à 8000 Hz suffit (c'est à dire toutes les 125  $\mu$ s). Echantillonner à une fréquence plus faible conduit à un signal restitué de mauvaise qualité, et un échantillonnage plus élevé augmente le volume de données à transmettre sans une augmentation significative de la qualité.

✚ **La Quantification:** Elle consiste à donner à chaque échantillon une valeur prise dans une échelle de valeurs. L'erreur effectuée dans l'approximation est appelée bruit de numérisation. Ce bruit ayant une répercussion importante pour les faibles niveaux, l'échelle n'est pas une échelle linéaire. Pour le signal téléphonique, 256 niveaux ont été retenus.

✚ **Le Codage:** Chaque échantillon sera codé sur un ensemble de bits. Pour permettre le codage des différentes valeurs, 8 bits sont nécessaires.

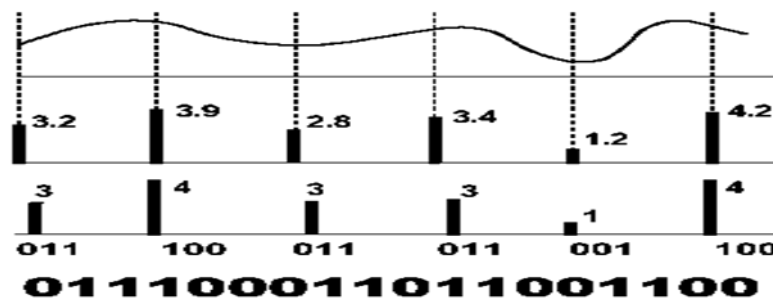


Figure I .2 : La technique de codage .

✚ Ainsi, pour le signal téléphonique (4000 Hz), nous avons 8000 échantillons/s (8000 Hz) codés sur 8 bits/échantillon. Cela donne 64 000 bits/s. Un canal à 64 kbps est nécessaire pour transmettre un signal téléphonique de base.

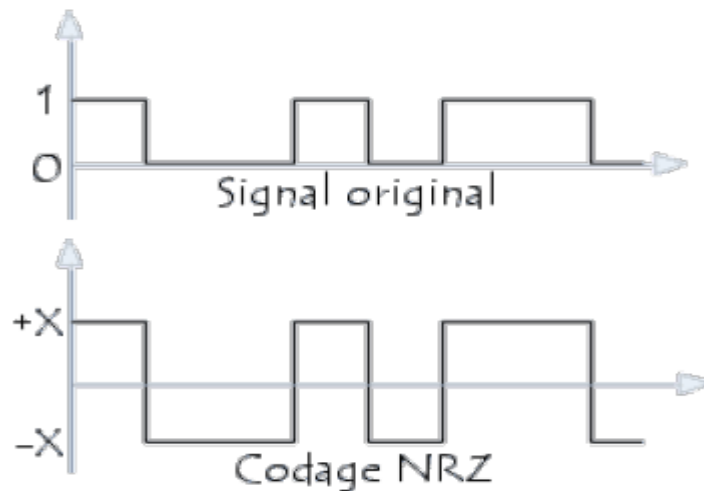
Pour réduire le débit, une autre technique de codage appelé MIC différentiel ou DPCM (Differential Pulse Code Modulation) consiste à coder chaque N échantillon avec la différence vis-à-vis de l'échantillon précédent et non plus avec une valeur absolue. Ainsi, un codage sur 4 bits de la différence peut amener à un débit de 32 kbps (4\*8000)[10].

**I.3.4. Théorie de codage et principaux codes en ligne :**

En théorie de l'information, la théorie des codes et de leurs propriétés et leurs aptitudes à servir sur différents canaux de communication .On distingue deux modèles de communication : avec et sans bruit .Sans le bruit, le codage de source suffit à la communication .Avec bruit, la communication est possible avec les codes correcteurs[11].

Pour que la transmission soit optimale, il est nécessaire que le signal soit codé de façon à faciliter sa transmission sur le support physique. Il existe pour cela différents systèmes de codage pouvant se classer en deux catégories :

- **Le codage à deux niveaux:** le signal peut prendre uniquement une valeur strictement négative ou strictement positive ( $-X$  ou  $+X$ ,  $X$  représentant une valeur de la grandeur physique permettant de transporter le signal).
- **Le codage à trois niveaux:** le signal peut prendre une valeur strictement négative, nulle ou strictement positive ( $-X$ ,  $0$  ou  $+X$ )[12].



**Figure I .3:** le codage à deux niveaux NRZ (signifiant No Return to Zero, soit Non Retour à Zéro).

**I.3.5 .Modulation numérique :**

L'objectif de la modulation est d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. La transmission de données peut se faire des deux manières suivantes:

\*Modulation en bande de base; dans ce cas, le signal est directement transmis sur le canal.

\*Modulation avec porteuse; dans ce cas, le signal émis est centré sur une porteuse. Dans un premier temps, On distingue trois familles de modulation utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence du signal modulé[13].

**I. 3. 5.1 .La modulation d'amplitude (ASK):**

**a) Définition de l'amplitude :**

L'amplitude est la hauteur d'un signal, elle se mesure entre la valeur minimum et la valeur maximum du signal.

**b) Modulation d'amplitude :**

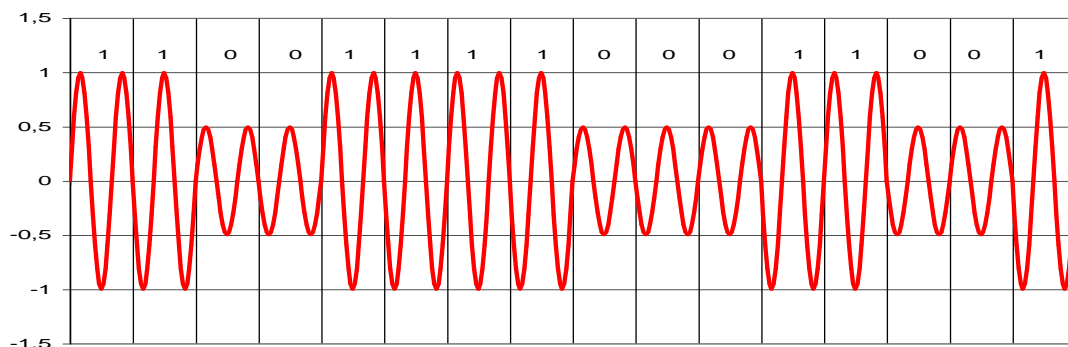
La modulation d'amplitude ASK permet de coder des signaux numériques en signaux analogique avec une amplitude variable. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \tag{I.2}$$

Avec :

$$A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \tag{I.3}$$

Ou :  $h(t)$  est un filtre de mise en forme des impulsions, on choisit souvent une porte de ( $h(t) = 1$ ) si  $t \in [0 : T_s$  [et 0 ailleurs),  $\varphi_0$  est une phase de référence et  $a_k$  la suite des symboles M-aires .Ce type de modulation est simple a réaliser mais est assez peu employer pour  $M > 2$  car ses performances sont moins bonnes que celles d'autre modulation, notamment en ce qui concerne son immunité au bruit.



**Figure I .4 :** La modulation d'amplitude (ASK).

**I.3.5.2 .La modulation de phase :**

Le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse .A la sortie du modulateur, le signal s'exprime par :

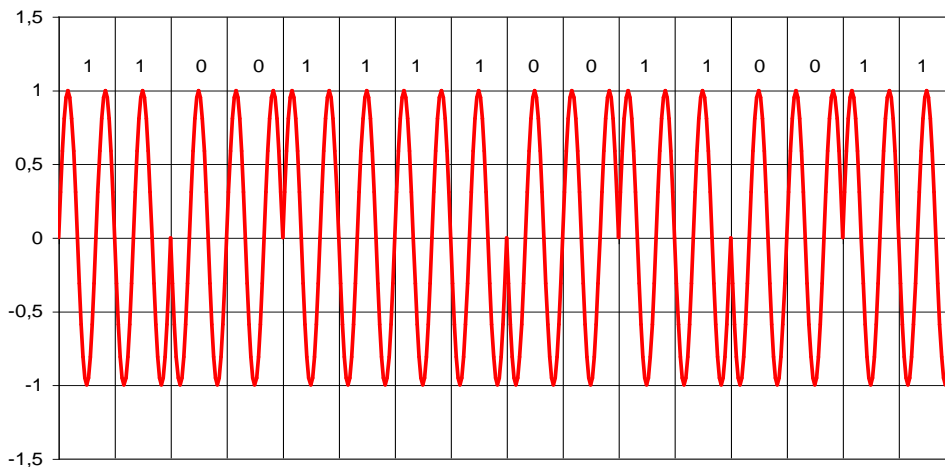
$$s(t) = A \sum_k h(t - kT_s)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \tag{I.4}$$

Ou :

A représente l'amplitude constante de l'onde porteuse,  $h(t)$  est un filtre de mise en forme des impulsions et  $\varphi_k$  la valeur de la phase pendant un intervalle de temps  $[kT_s ; (k + 1) T_s ]$ .

$\varphi_k$  Prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments  $\{\varphi_k = \varphi_0 + (2k + 1) \pi /M$  avec  $k = 0, \dots, M - 1\}$ .

La complexité de l'ensemble émission /réception de ce type de modulation augmente avec M, mais reste raisonnable. Ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances .Parmi ses inconvénients, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaitre des discontinuités d'amplitude.



**Figure I .5 :** La modulation de phase (PSK).

**I.3.5.3 .La modulation de fréquence :**

**a) Définition de la fréquence :**

La fréquence est le nombre de fois que se reproduit un signal en une seconde. La fréquence s'exprime en Hertz (Hz).

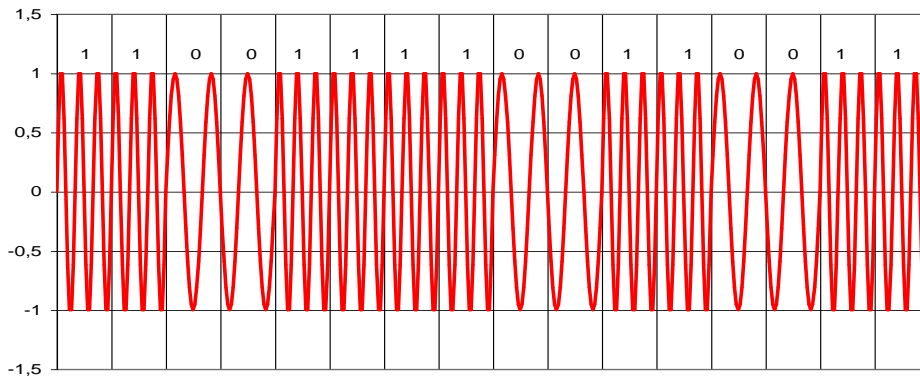
**b) Modulation de fréquence :**

La modulation de fréquence FSK permet de coder des signaux numériques en signaux analogique avec une fréquence variable. C'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase

instantanée qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Le signal modulé a pour expression :

$$S(t) = A \sum_k h(t - kT_s) \cos[2\pi(f_0 + a_k \Delta F)t + \phi_0] \quad (I.5)$$

Avec l'excursion en fréquence  $2 \Delta F = m / T_s$  ou  $m$  est l'indice de modulation. Une modulation fréquemment utilisée considère le cas particulier  $m = 0.5$ . Le spectre est alors concentré autour de la fréquence porteuse est cette modulation prend le nom de modulation à déplacement minimum de fréquence.



**Figure I.6 :** La modulation de fréquence (FSK).

**I.3.5. 4 .Modulation d’amplitude en quadrature :**

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l’énergie émise lorsque le nombre de point  $M$  est grand. En effet, pour la modulation d’amplitude les points de la constellation sont sur une droite, et pour la modulation de phase les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d’erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée.

Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan. Pour ce faire, on écrit le signal modulé  $s(t)$  sous la forme suivante :

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) - b(t) \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (I.6)$$

Où les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$  ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (I.7)$$

Et :

$$b(t) = \sum_k b_k h(t - kT_s) \quad (I.8)$$

Le signal modulé  $S(t)$  est donc la somme de deux porteuses en quadratures, modulées en amplitude par les deux signaux  $a(t)$  et  $b(t)$ .

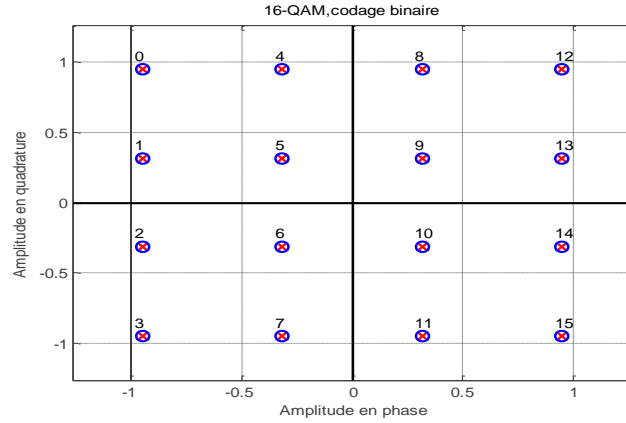
On considère généralement que les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prennent respectivement leurs valeurs dans le même alphabet à  $M$  éléments donnant ainsi naissance à une modulation, possédant  $E = M^2$  états. Chaque état est donc représenté par un couple  $(a_k, b_k)$  ou ce qui revient au même par un symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$

Dans le cas particulier mais très fréquemment où  $M$  s'écrit  $M = 2^n$  alors les  $a_k$  représentent un mot de  $n$  bits et les  $b_k$  représentent aussi un mot de  $n$  bits.

Le symbole complexe  $c_k = a_k + j b_k$  peut par conséquent représenter un mot de  $2^n$  bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal  $s(t)$  est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles  $a_k$  et  $b_k$  indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature (notée QAM-Quadrature Amplitude Modulation) et si sa constellation comporte  $E$  états, on la note E-QAM.

Généralement, les constellations E-QAM sont choisies avec les symboles  $a_k$  et  $b_k$  prenant leurs valeurs parmi  $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(M-1)d\}$  où  $d$  est une constante donnée et  $M$  pair. On obtient alors une modulation à  $M^2$  états et une constellation avec un contour carré dont font partie la 4-QAM, la 16-QAM et la 64-QAM[14].

La Figure ci-dessous représente la modulation 16 QAM



**Figure I.7 :** Représentation de la modulation 16 QAM.

Avec cette modulation on peut coder 4 bits car on a 16 états différents.

**I.4 .Les interférences :**

**I.4. 1 .Le bruit de fond radioélectrique :**

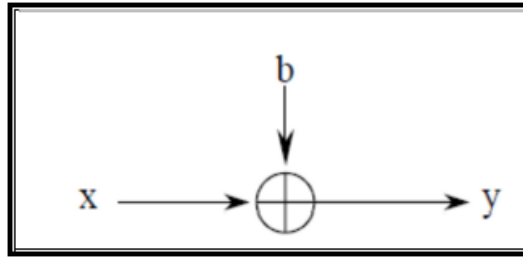
La réception sur une antenne d'un signal radioélectrique se fera toujours en présence d'un bruit thermique additif, indépendant du signal, blanc avec une distribution des amplitudes à peu près gaussienne. Ce bruit est dû aux fluctuations de courants créés par l'agitation thermique des charges élémentaires dans tout élément conducteur. Il impose une limite fondamentale à tout système d'émission/réception radioélectrique. Le modèle à bruit blanc additif gaussien (BBAG ou AWGN) classique se révèle une bonne approximation.

L'addition imposée par ce bruit au signal utile entraînera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique.

Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance, mono-latérale constante  $N_0$  (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne  $\mu_b$  nulle et sa variance  $\sigma_b^2$ .

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(x - \mu_b)^2}{2 \cdot \sigma_b^2}\right] \tag{I.8}$$





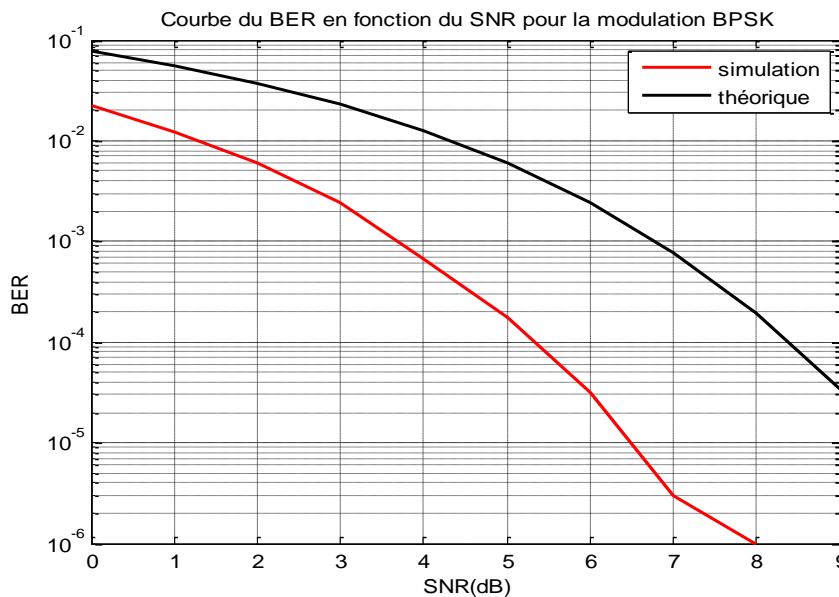
**Figure I.8:** Représentation d'un canal à BBAG.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante ou  $b$  représente le BBAG :

$$y(t) = x(t) + b(t) \tag{I.9}$$

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre la puissance moyenne du signal  $y(t)$  et la puissance moyenne du bruit  $b(t)$ . Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal.

La Figure ci-dessus représente le tracé du  $BER = f(SNR)$  de la modulation BPSK pour  $x(t)=1000000$  symboles de  $+1$  ou  $-1$  et  $b(t)$  un BBAG. Nous voyons sur la Figure ci-dessous que la courbe simulée est décalée de la courbe théorique et cela est dû au canal BBAG.



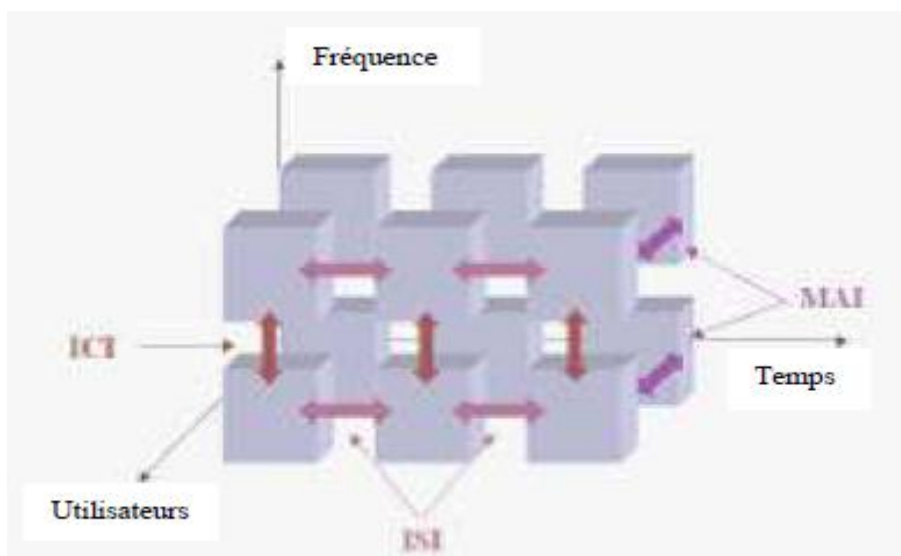
**Figure I.9 :** Courbe du BER en fonction de SNR pour la modulation BPSK.

**I.4. 2. Interférences propres au système :**

Contrairement au bruit qui est un facteur limitatif intrinsèque à toute communication radioélectrique, le phénomène d'interférence n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié à la modulation choisie, en relation avec les caractéristiques du canal.

Nous distinguons trois types d'interférence propre aux systèmes de communication :

- **Les interférences entre symboles consécutifs(IES) :** en dehors du bruit c'est le premier perturbateur d'une communication numérique. Cette interférence n'est pas due à l'accès multiple mais seulement au propre signal de l'utilisateur d'intérêt lorsque le canal de propagation amène un étalement temporel non négligeable devant le temps symboles.
- **Les interférences d'accès multiple(MAI) :** elle désigne l'interférence due aux autres signaux actifs.
- **Les interférences entre canaux (IEC) :** Lorsque le canal de propagation amène un étalement fréquentielle non négligeable devant l'espacement des fréquences porteuses des formes d'ondes on ne peut plus isoler complètement la contribution des différents symboles émis.



**Figure 1.10:** Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code.

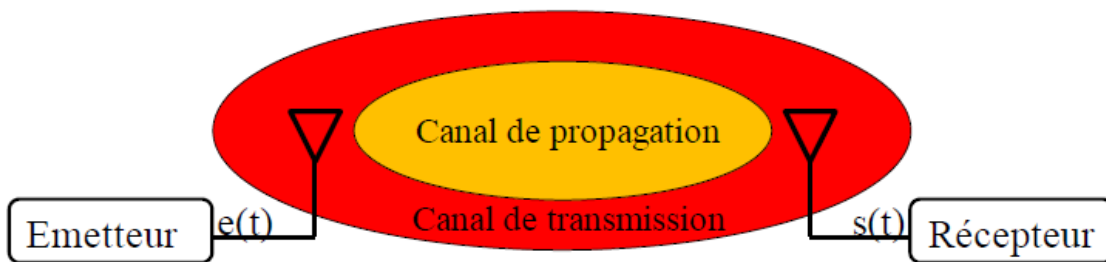
**I.4. 3. Les interférences externes au système (brouilleurs) :**

Les systèmes opèrent souvent dans une bande de fréquence réservée, dans ce cas il ne devait pas y avoir de perturbations d'origine externe aux systèmes. Cependant, l'absence de brouilleurs est illusoire étant donné d'une part la multitude des lieux où vont pouvoir opérer les systèmes de communications et d'autre part la pollution radio électrique croissante. La plupart des brouilleurs sont de type bande étroite et affectent la qualité de la transmission.

**I. 5. Canal de propagation :**

Le canal de transmission, entendu dans le sens général du terme, assure le lien entre l'émetteur et le récepteur permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales[3].

La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable.



**Figure 1.11:**Canal de propagation.

**I.5.1. Propagation en espace libre :**

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre (qui est caractérisé par l'absence d'obstacles), cette onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en ligne directe. La puissance reçue  $P_r$  s'exprime en fonction du gain de l'émetteur  $G_e$ , du récepteur  $G_r$ , de leur distance de propagation  $d$  et de la longueur d'onde  $\lambda$ . D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

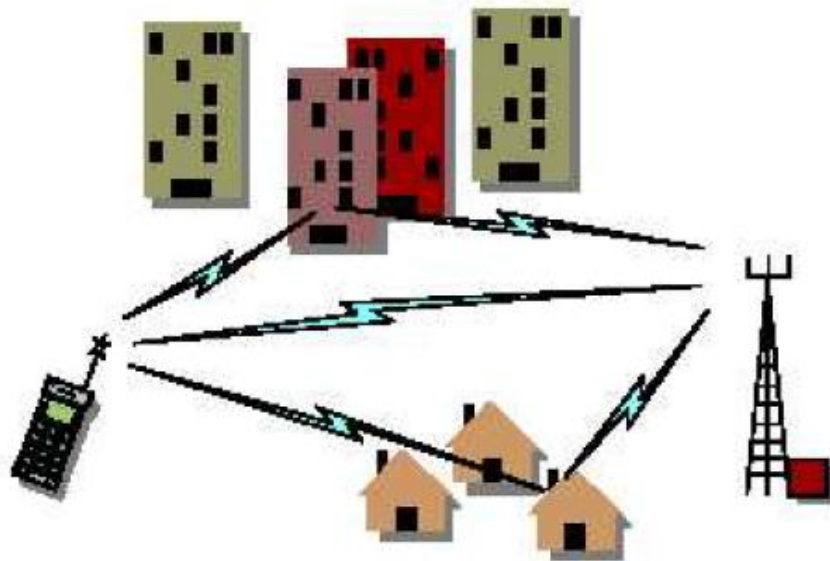
$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (\text{Watt}) \quad (\text{I.10})$$

Il convient de noter que la formule ci-dessus n'est pas valable que lorsque l'antenne de réception est considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission. Cette condition est vérifiée lorsque la distance ( $d$ ) entre les antennes est supérieure à la distance de Fraunhofer qui est reliée à la plus large dimension ( $D$ ) de l'antenne d'émission:

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.11})$$

### I.5.2. Propagation par trajets multiples :

La propagation en espace libre représente un cas idéal. Mais en réalité, le canal de propagation est l'endroit de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dus à la longueur du trajet).



**Figure I.12 :** Principe et causes du canal à multi –trajets.

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations de propagation sont généralement distinguées. La première est désignée par le terme NLOS (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh. Alors que, la deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant (Line Of

Sight, LOS) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

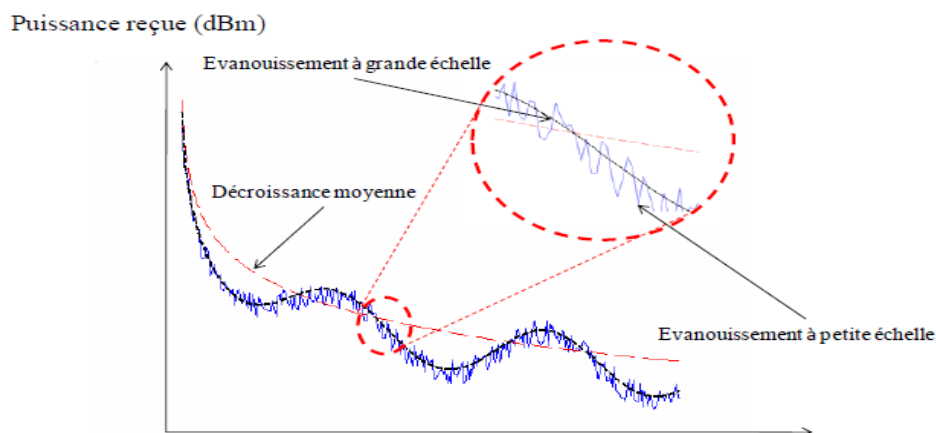
Selon la nature des objets rencontrés durant le parcours des trajets multiples, divers phénomènes électromagnétiques sont dégagés tels que : la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des obstacles.

### I.5.3. Les Variations du canal de propagation :

Lors de la propagation de l'émetteur vers le récepteur, les phénomènes électromagnétiques engendrent plusieurs répliques du signal émis (Propagation multi-trajets).

A la réception, ces répliques arrivent à différents instants avec des atténuations et déphasages donnés. On distingue ainsi trois types de variations de la puissance reçue comme l'illustre la Figure (I.13):

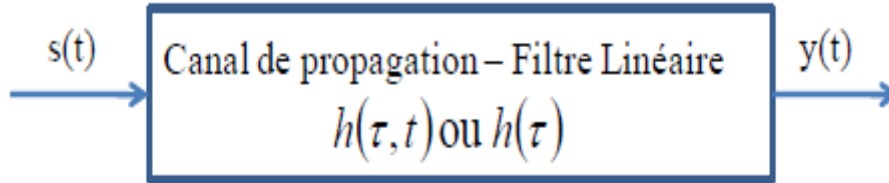
- ✓ La décroissance moyenne de la puissance reçue est due à l'augmentation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.
- ✓ L'évanouissement à grande échelle représentant la fluctuation de la puissance moyenne reçue par un déplacement de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde.
- ✓ L'évanouissement à petite échelle lié aux interférences constructive et destructive entre les différentes répliques du signal émis au niveau de l'antenne réceptrice.



**Figure I.13:** Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue.

**I.5.4. Modélisation du canal de propagation :**

Après avoir présenté tous les aspects du canal de propagation précédemment, il convient de le modéliser (Figure I.11). Un canal variant dans le temps est représenté par un filtre linéaire ayant comme réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$ . Dans le cas d'un canal invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal ne dépend pas du temps et elle peut être caractérisée par  $h(\tau)$



**Figure I.14 :** Représentation en bande de base du canal de propagation.

Avec des antennes isotropes et en supposant que le canal de propagation varie dans le temps et comporte  $K$  trajets, la réponse impulsionnelle peut s'écrire de la manière suivante:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \tau) \exp(j\psi_k(t, \tau)) \delta(t - \tau_k(t)) \quad (I.12)$$

Cette relation traduit que chaque trajet ( $k$ ) de l'onde est affecté par une atténuation ( $a_k$ ), un déphasage ( $\psi_k$ ) et un retard temporel ( $\tau_k$ ). Avec  $\delta$  est la fonction de Dirac et  $t$ , le temps. Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis  $\check{s}(t)$  est représenté comme suit :

$$\check{S}(t) = Re\{s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (I.13)$$

Avec  $s(t)$  est l'enveloppe du signal émis et  $f_c$  représente la fréquence de la porteuse. De même, le signal reçu s'exprime par la relation suivante :

$$\check{y}(t) = Re\{y(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (I.14)$$

$$y(t) = h(t, \tau) * s(t) \quad (I.15)$$

Où :  $y(t)$  est le résultat de l'interaction canal-signal et  $n(t)$  un bruit additif gaussien.

Un exemple d'un canal variant dans le temps est montré dans la Figure (I.15).

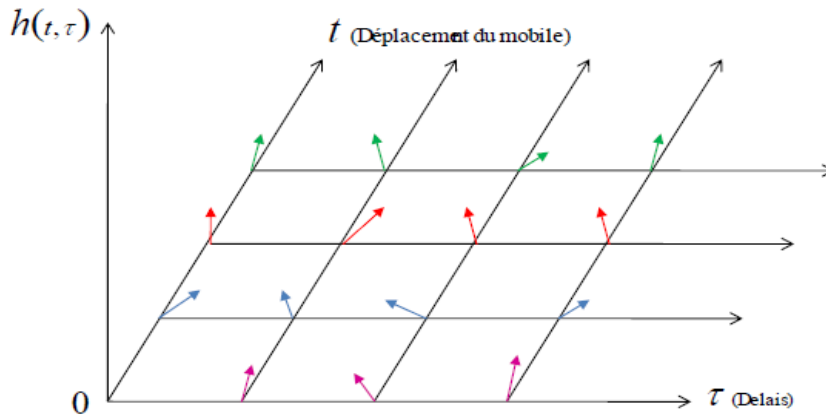


Figure I.15 : Représentation d'un canal variant dans le temps.

**I.5 .5.Etalement des retards:**

Comme cela a été précisé précédemment, les répliques du signal émis parviennent au récepteur avec des retards liés à la distance parcourue. Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme l'illustre la Figure (I.16).

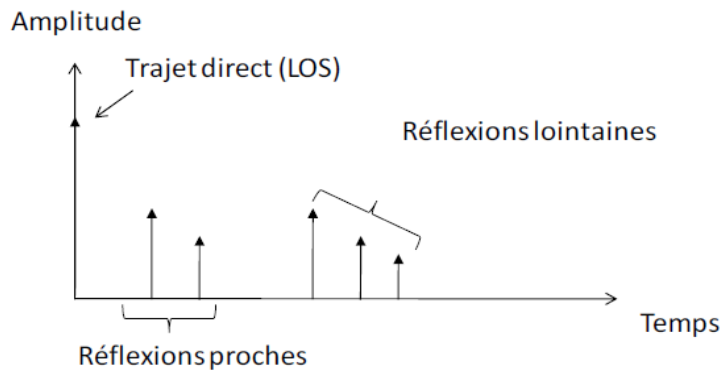


Figure I.16 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile.

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets. Ces paramètres peuvent être distingués comme suit :

- Le retard moyen ou « mean excess delay » : Il est défini comme étant le retard relatif moyen de l'ensemble des retards. Il s'écrit comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^K a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^K a_k^2} \tag{I.16}$$

Le retard maximal ou « maximum excess delay » : ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet. On le note :  $\tau_{max}$

L'étalement RMS ou « **R**oot **M**ean **S**quare delay spread »: il est défini comme étant l'écart type des retards de l'ensemble des trajets. Cet étalement décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il vérifie l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (I.17)$$

Avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=1}^K a_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^K a_k^2} \quad (I.18)$$

Les valeurs typiques de l'étalement RMS sont de l'ordre de la nanoseconde dans un milieu « Indoor » et de la microseconde dans un environnement « Outdoor ».

## I. 6. Représentation du canal radio-mobile:

Comme nous avons mentionné précédemment, le signal total reçu n'est que l'interférence entre des trajets multiples qui peut se faire de manière constructive ou bien destructive. Cette dernière donne lieu à des évanouissements profonds dépendant de la phase de chacun de signaux élémentaires. Ces évanouissements sont connus par le terme « évanouissements de Rayleigh ». Dans ce cas, comme l'amplitude du signal reçu fluctue très rapidement sur des distances très courtes, une représentation statistique s'impose. Les distributions les plus utilisées sont : Rayleigh, Rice et Nakagami-m

### 1) Distribution de Rayleigh :

Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués.

L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (I.19)$$



❖  $r$  est l'enveloppe du signal complexe reçu

$$r = x + iy. \quad (I.20)$$

❖  $\sigma$  est l'écart type de la partie réelle (x) ou la partie imaginaire (y)

D'autres propriétés utiles de cette distribution sont données par :

\*La valeur moyenne :

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (I.21)$$

\*La valeur quadratique moyenne :

$$E\{r^2\} = 2\sigma^2 \quad (I.22)$$

\*La variance :

$$E\{r^2\} - E\{r\}^2 = \sigma^2 \left( \frac{4 - \pi}{2} \right) \quad (I.24)$$

## 2) Distribution de Rice :

Dans d'autres situations, un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice définie telle que:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (I.25)$$

Où  $r_d$  est l'amplitude du trajet direct et  $I_0$  représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro. Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

❖ Valeur moyenne :

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) \left[ \left(1 + \frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{r_d^2}{4\sigma^2} I_1\left(\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad I.26$$

❖ Valeur quadratique moyenne :

$$E\{r^2\} = 2\sigma^2 + r_d^2 \quad (I.27)$$

❖ Variance :

$$E\{x^2\} - E\{x\}^2 \quad (I.28)$$

**3) Distribution de Nakagami-m :**

Dans la plupart des cas, les distributions de Rayleigh et de Rice sont suffisantes pour caractériser la distribution des évanouissements des signaux reçus dans un canal radio mobile. Cependant, certains canaux ne sont pas caractérisés ni Rayleigh ni Rice[15].

Par exemple, si le canal est caractérisé par deux trajets de puissances comparables et plus fortes que les autres, l'expression statistique du signal reçu ne peut plus être approximé par la distribution de Rice. Une distribution alternative pour modéliser ce cas de figure est proposée par M.Nakagami Cette distribution est désignée par le terme « distribution de Nakagami-m » dont la densité de probabilité est donnée par:

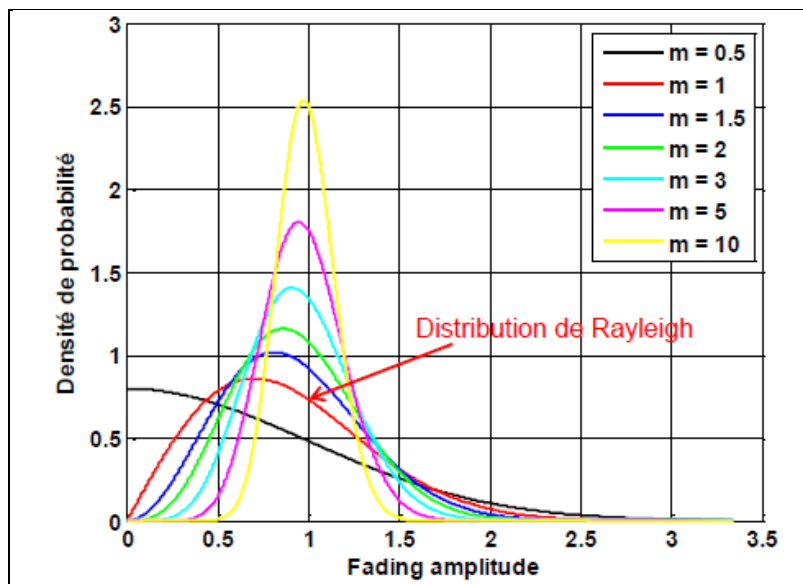
$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right), r \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \tag{I.29}$$

où :

❖  $\Gamma(m)$  est la fonction gamma,  $\Omega = E\{r^2\}$  est la valeur quadratique moyenne et  $m$  est le paramètre d'évanouissement.

$$m = \frac{E^2\{r^2\}}{Var\{r^2\}} \tag{I.30}$$

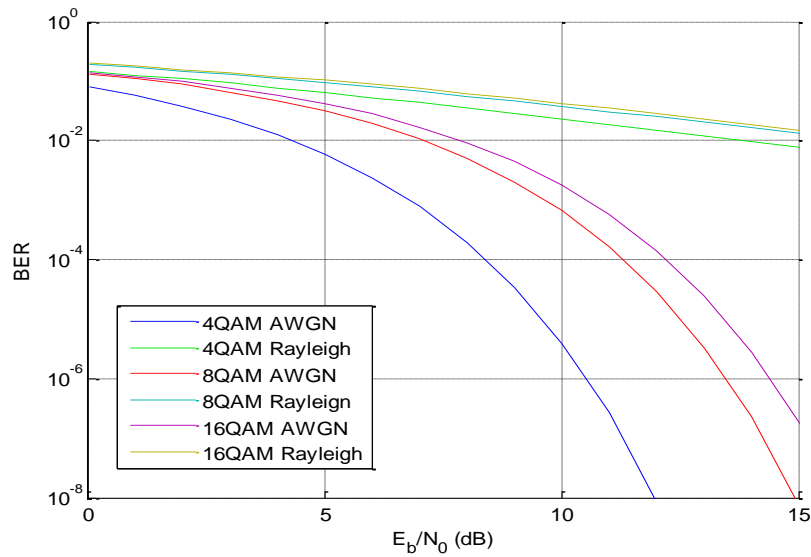
La distribution de Nakagami-m couvre plusieurs types d'évanouissements (Figure I.17). Si  $m = 1$ , cette distribution devient de type Rayleigh à condition que  $\Omega = 2 \sigma^2$



**Figure I .17:** Représentation de distribution de Nakagami-m.

Comme on a vu précédemment, l'environnement de propagation est soumis à divers phénomènes électromagnétiques causés par les différents obstacles rencontrés lors de la propagation de l'onde émise. Pour cela, les trajets multiples engendrés par ces phénomènes arrivent dépolarisés au niveau de l'antenne réceptrice et avec différents angles d'arrivée. Ce qui affecte les performances du récepteur.

De ce fait, Il convient d'étudier la distribution spatiale de ces trajets afin d'évaluer ces performances de manière efficace[15].



**Figure I .18 :** Représentation les courbes des modulations 4QAM, 8QAM, 16QAM.

Néanmoins le canal le plus utilisé est le canal de Rayleigh, la Figure ci-dessus représente les courbes théoriques des modulations 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM dans les canaux AWGN et Rayleigh. Nous remarquons que plus le nombre d'états de la modulation augmente, et plus les courbes ne s'écartent de la première courbe théoriques 4QAM.

C'est normal car c'est l'effet de l'augmentation du nombre d'états dans le cas du canal AWGN et c'est l'effet du canal multi-trajet et du nombre d'états dans le cas du canal de Rayleigh.

### I. 6.1. Sélectivité d'un canal de communication :

Avant d'étudier la sélectivité du canal radio mobile il faut définir la bande et le temps de cohérence :

- **La bande de cohérence  $B_c$**  : d'un canal radio mobile est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation d'un signal sont corrélées, et elle peut être approximée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (I.31)$$

- **Le temps de cohérence  $T_c$** : est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérés comme invariants dans le temps, et elle peut être approximée par :

$$T_c \approx \frac{1}{2f_{Dmax}} \quad (I.32)$$

La reconstruction des signaux transmis nécessite quelques suppositions pour un traitement numérique adéquat en aval. Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de cohérence définissent la sélectivité du canal. Les multi-trajets ainsi que les déplacements de l'émetteur *et/ou* du récepteur sont les sources d'une sélectivité fréquentielle et temporelle.

### I. 6.2. Canal sélectif en fréquence :

On désigne par canal sélectif en fréquences, un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation du a des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées. Implicitement, ce type de canal est non sélectif en temps.

Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence, si la largeur de bande  $B_s$  du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal  $B_c$ , dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis  $s(t)$  séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes ,en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit[6].

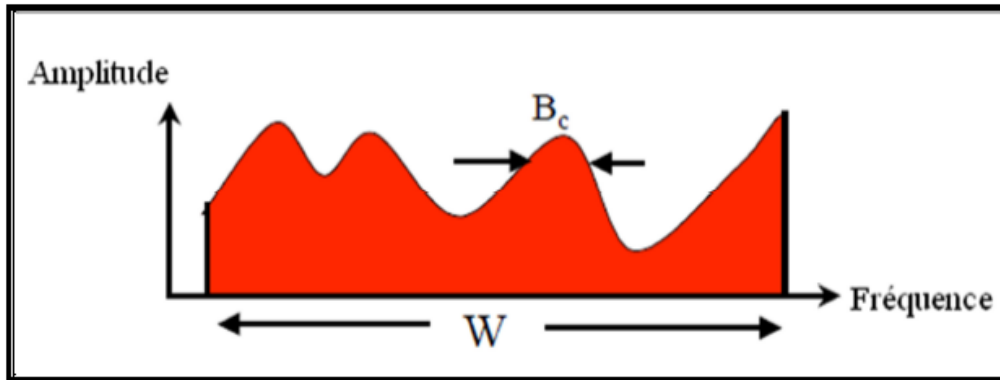


Figure I.19 : Canal sélectif en fréquence.

Ou :

$B_c$  : la bande de cohérence de canal et  $W$  c'est la largeur de bande de fréquence.

### I.6.3. Canal sélectif en temps :

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements a haute corrélation due à des temps rapproches et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée  $T_S$  de transmission d'un symbole est plus grande que  $T_C$ .

### I.6.4. Canal sélectif en temps et en fréquence :

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive.

### I.6.5. Canal non sélectif :

Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Nous parlons d'un canal non sélectif, si la bande du signal  $B_S$  est très petite par rapport à la bande cohérente  $B_C$ . Autrement dit, le temps symbole  $T_S$  est largement inférieur au temps de cohérence ( $T_S \ll T_C$ ). Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal[5].

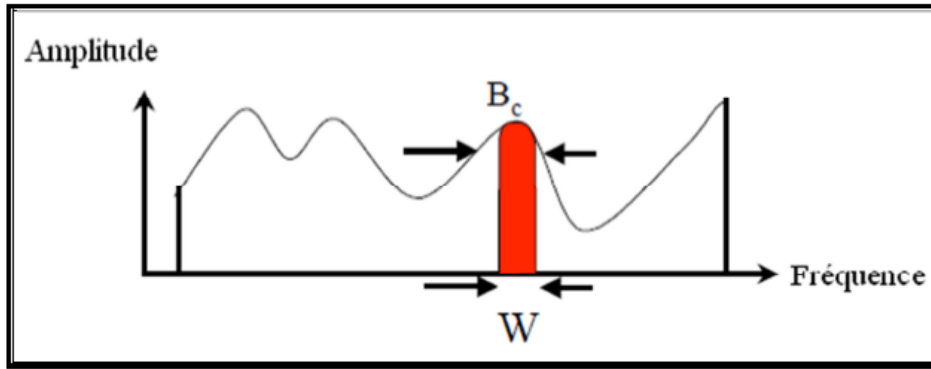


Figure I.20: Comparaison montrant un canal non sélectif.

La figure I.5 résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

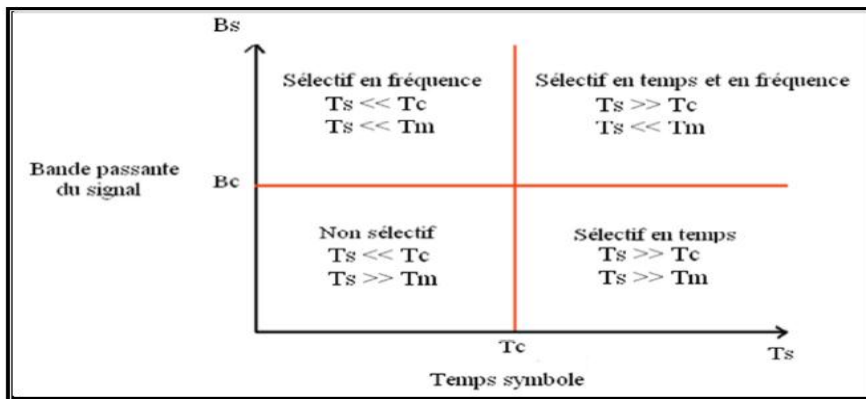


Figure I.21 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

### I.7. Les techniques d'accès multiples :

Dans la Figure (I.22) nous avons présenté les différentes techniques d'accès multiples. Les systèmes d'accès multiples sont caractérisés par quelques points suivant :

- ❖ Les systèmes d'accès multiples sont basés sur l'orthogonalité des signaux.
- ❖ Le signal radio électrique est fonction de la fréquence, du temps et du code de l'utilisateur :

$$s(f, t, c) = S(f, t)c(t) \tag{I.32}$$

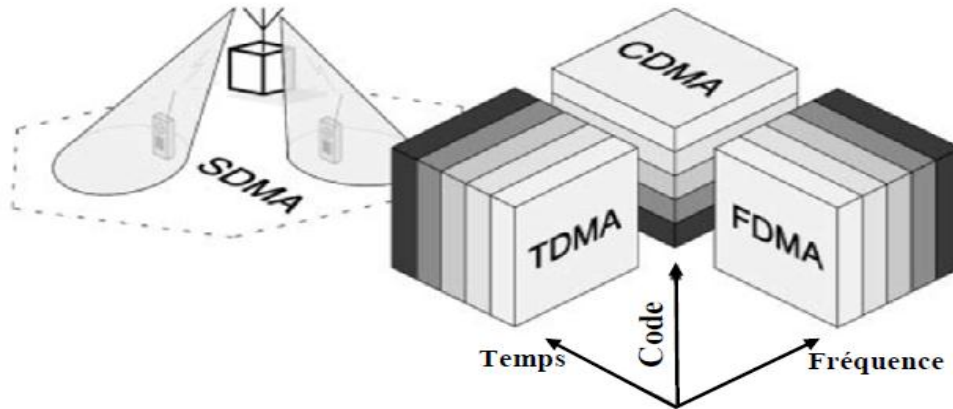


Figure I.22: Différentes techniques d'accès multiples.

$s(f, t)$  est fonction de la fréquence et du temps,  $c(t)$  est fonction du code [3]:

- ✚ Utilise différentes fréquences pour transmettre un signal : FDMA
- ✚ Intervalles de temps distincts (time slot) : TDMA
- ✚ Différent codes : CDMA
- ✚ Secteurs séparables spatialement : SDMA

**I.7.1. Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) :**

(ou AMRF, en anglais Frequency Division Multiple Access ou FDMA)

Il s'agit d'un découpage en bande de fréquences de manière à attribuer une partie du spectre à chaque utilisateur. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquences distincte. L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission. En réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données.

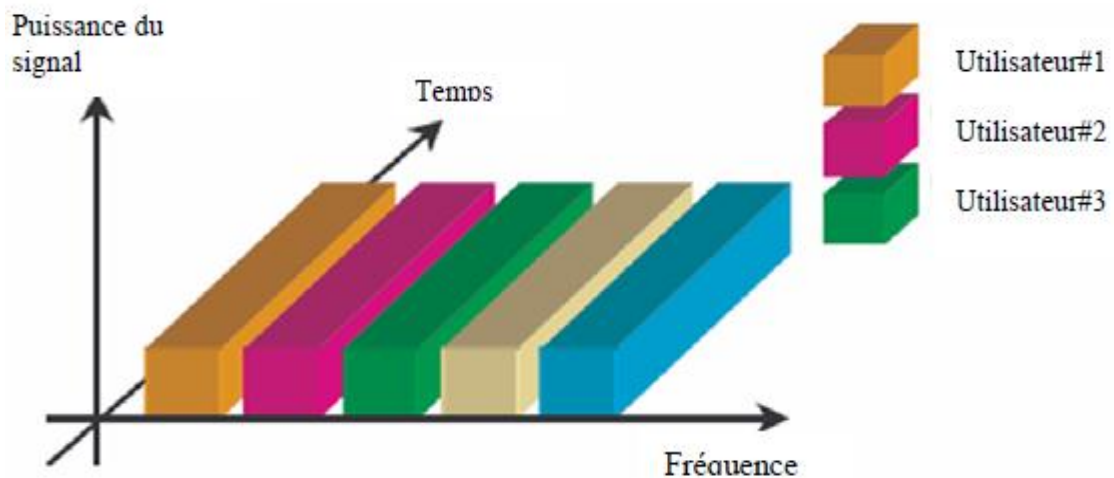
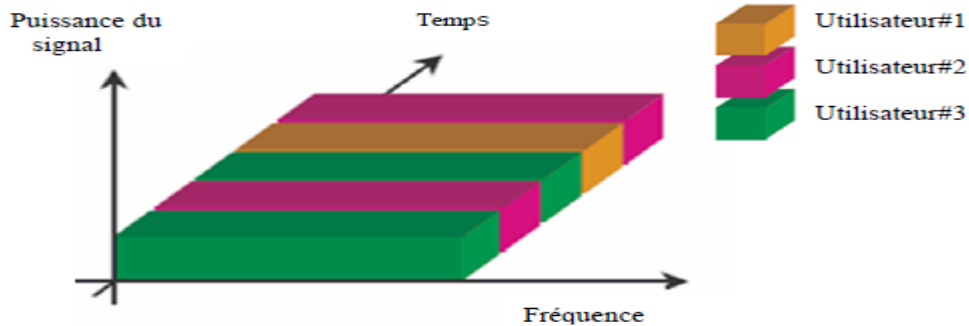


Figure I.23 : Technique d'accès multiple FDMA.

**I.7 .2 .Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) :**

Le multiplexage en temps TDMA consiste à répartir la transmission d’une porteuse sur des intervalles de temps distincts, comme l’illustre la figure suivante. La porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés time slots, de durée  $T_S$ , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données.



**Figure I.24 :** Technique d’accès multiple TDMA

**I.7 .3 .Accès multiple par répartition en codes ou ( CDMA):**

L’accès multiple par Répartition de Codes (AMRC), appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et la FDMA. Dans cette technique d’accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

Il s’agit dans ce cas, d’affecter à chaque utilisateur un code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d’interférer avec les messages provenant d’autres utilisateurs qu’on appelle interférence d’accès multiple (IAM). La réduction des IAM n’est obtenue que dans le cas de l’utilisation de séquences de codes orthogonaux. La Figure I.25 schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent .La première, sous le nom de CDMA directe, regroupe le CDMA à séquence directe le CDMA à saut de fréquence (lent ou rapide ) et le CDMA à saut de temps. La seconde, appelée CDMA hybride associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchisée[16].



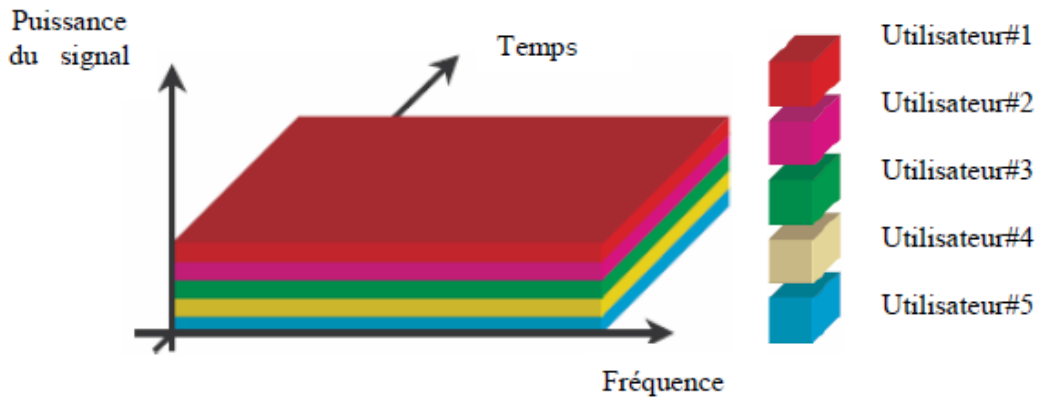


Figure I.25 : Technique d'accès multiple CDMA.

**I.7.4. Accès multiple par répartition spatiale (SDMA. Space Division Multiple Access) :**

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années .Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement d'antennes) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de la SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spatial obtenu en utilisant au niveau de la station de base une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission.

Ce système est composé par une antenne réseau et par une DSP (digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les  $N$  signaux obtenus au niveau de  $N$  antennes du réseau sont envoyés à la DSP.

En contexte radio-mobile, les diagrammes des antennes doivent être adaptés afin que le faisceau pointant vers un mobile puisse suivre ses mouvements. Cette technique porte le nom de SDMA adaptatif (A-SDMA pour Adaptive-SDMA).

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- ✓ Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plusieurs utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences).
- ✓ Les faisceaux étant dirigés vers les utilisateurs, la propagation par multi-trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite.
- ✓ La consommation d'énergie est réduite si elle est concentrée vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite.
- ✓ La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux [3].

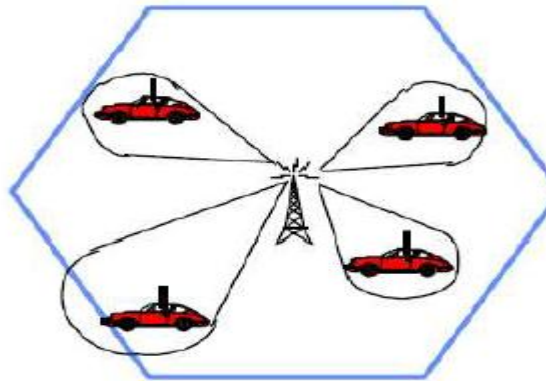


Figure I.26 : La technique SDMA.

## I. 8 .Conclusion :

Dans ce chapitre, une introduction au système de communication numérique a été effectuée et les techniques utilisées dans les systèmes actuels ont été présentées. Une description complète de ces techniques a été faite en utilisant une formulation générique valable pour tous les systèmes de communications numériques.

L'étude réalisée dans ce chapitre est restreinte aux modulations mono-porteuses. Le chapitre suivant sera donc consacré à l'étude de la modulation à porteuses multiples et en particulier l'OFDM.

## **II. 1. Introduction :**

L'un des défis de la 4ème génération du mobile était le débit assez élevé de transmission d'informations, qui ne pouvait s'atteindre que par une technique de modulation multi-porteuses. L'OFDM est une technique actuellement utilisée dans de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Vidéo Broadcasting) ou la norme ADSL (Assymetric Digital Suscriber Line) permettant des liaisons Internet à haut débit.

Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et est incontournable pour les standards de troisième et quatrième générations, où elle est associée aux techniques multi-accès comme la CDMA la FDMA, ..., la SDMA ou aux systèmes multi-antennes. Au long de ce chapitre, nous allons aborder les origines et l'évolution de cette modulation multi-porteuses. Après, nous décrirons cette technique de modulation en présentant son principe, ses avantages, et ses inconvénients.

## **II. 2. Historique :**

Le début des années 60 a vu la postulation du principe de transmission parallèle d'information à travers un seul canal par Chang. Dans ce même article, il a démontré plusieurs lemmes et théorèmes concernant les paramètres de la modulation (forme d'onde, espace entre les sous-porteuses, etc.....) pour assurer l'orthogonalité. Dès lors, on commençait à parler de "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (OFDM) comme un type de modulation multi-porteuses avec des propriétés bien précises (l'orthogonalité).

Quelques années plus tard, les performances théoriques d'un système de transmission utilisant une modulation OFDM, avec un intérêt particulier pour l'optimisation des instants d'échantillonnage en réception, ont été retrouvées par Gibb.

Juste après, Saltzberg a analysé la performance de ces systèmes, et a conclu que l'efficacité des systèmes de transmissions parallèles doit se concentrer sur la réduction des interférences inter-canaux mieux que de se concentrer sur le perfectionnement d'un seul canal, ce qui a été prouvée après quelques années avec l'apparition des techniques DSP (Digital Signal Processing).

La majorité des contributions apportées à la technique OFDM, ont été réalisées quand Weinstein et Ebert ont utilisé pour la première fois la transformé de Fourier discrète(DFT)

afin de performer la modulation et la démodulation en bande de base, qui a augmenté largement l'efficacité de la modulation et de la démodulation. Ainsi, l'utilisation d'intervalle de garde a résolu le problème d'interférence entre symboles. Le premier brevet de modem OFDM a été déposé aux états unis en 1970.

De nombreuses propositions de modems OFDM ont alors suivies. En 1979, on voyait apparaître un modem pour la bande HF comportant 48 sous-porteuses espacées de 45 Hz, utilisant une modulation 32-QAM et atteignant un débit de 9.6 Kbit/sec. Un modem utilisant une modulation 16-QAM a été proposé en 1981 par Hiro [17].

### II.3. Principe et fonctionnement de l'OFDM :

La modulation OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) est une technique qui divise la bande de fréquence en  $N$  sous-canaux (ou sous-porteuses) orthogonaux et uniformes, c'est-à-dire elle répartie les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible [6].

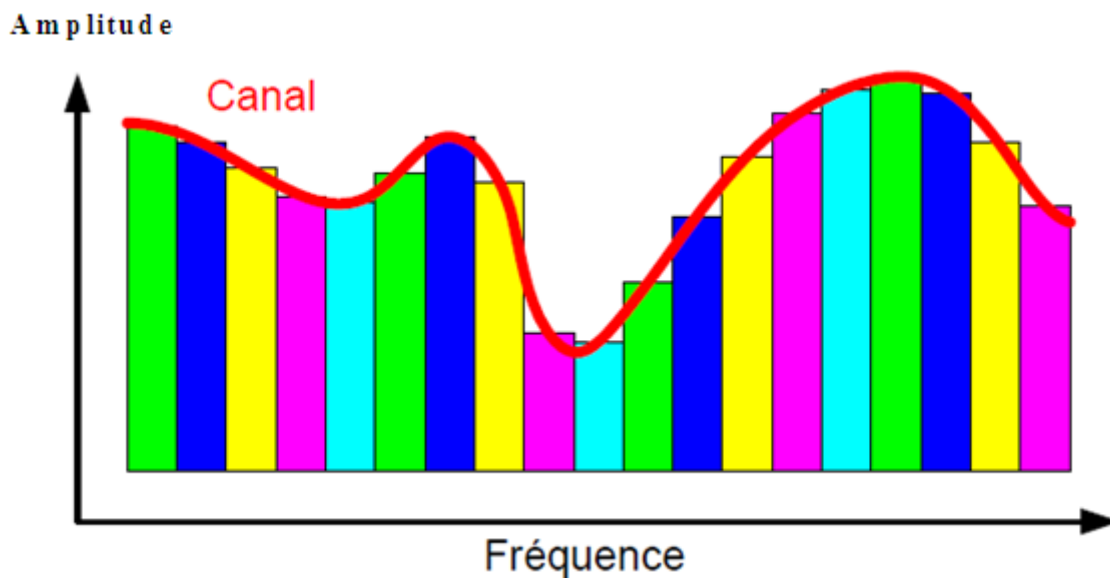
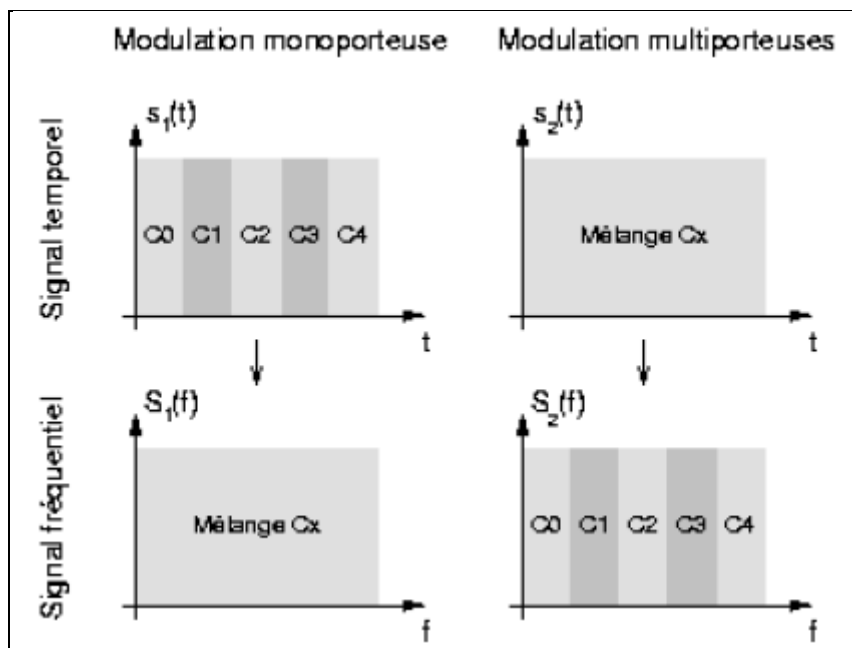


Figure II. 1: Schéma de principe de modulation OFDM.

**II.4. Principe de la modulation OFDM :**

L'OFDM consiste à diviser un flux de symboles à la cadence  $\frac{1}{T}$  en N flux de symboles à la cadence  $\frac{1}{N_c T}$ .  $N_c$  symboles sont ainsi transmis en parallèle sur une durée  $N_c T$ . la bande passante est donc divisée en  $N_c$  sous bande dont la transmittance est presque constante, ce qui explique la robustesse de cette modulation en présence de canaux sélectifs en fréquence.



**Figure II .2 :** comparaison des systèmes multi-porteuse et mono porteuse.

On considère la voie descendante d'un système de communication sans fil basé sur la transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles Le système comporte:

$N_U$  usagers, soit  $R_j, j=1, \dots, N_U$ , le débit du  $j^{\text{ème}}$  utilisateur exprimé en Bits/seconde.

$N_{cu}$  sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée  $T_u$  (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM (selon le compromis robustesse / débit).

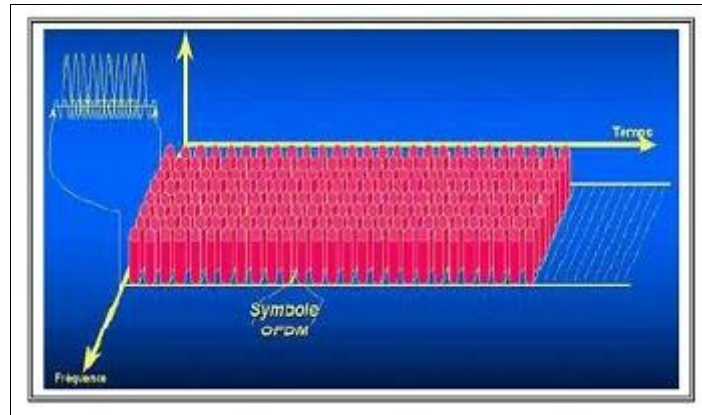


Figure II. 3: Symboles OFDM

L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence (Figure II. 3). Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type BPSK, QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t. Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente[3].

La séquence de  $N$  symboles  $c_0, \dots, \dots, c_N$ , constitue un symbole OFDM, le  $k^{ième}$  train de symboles parmi les  $N$  trains module un signal de fréquence  $f_k$ , le signal modulé du train  $k$  s'écrit sous forme complexe:  $c_k e^{j2\pi f_k t}$

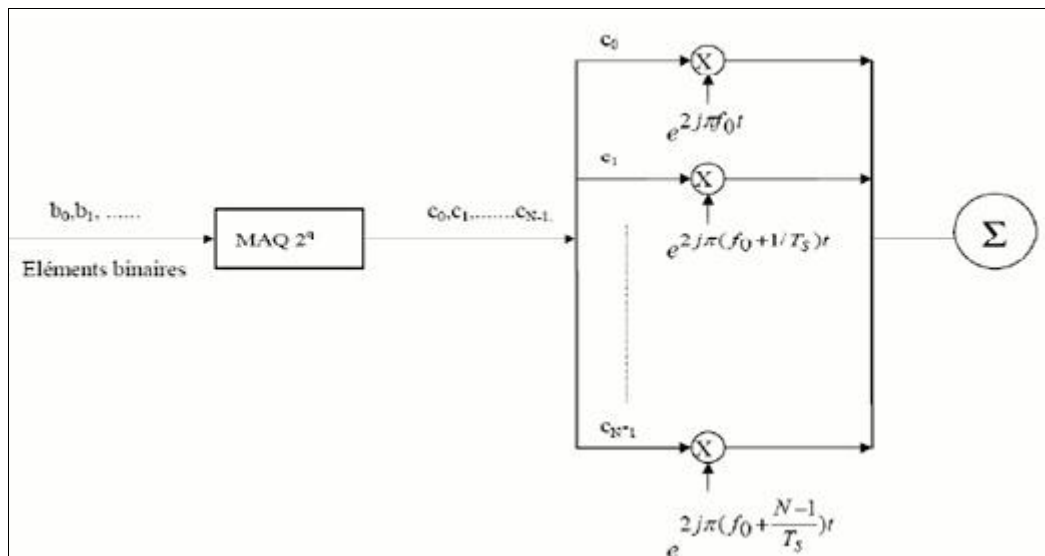
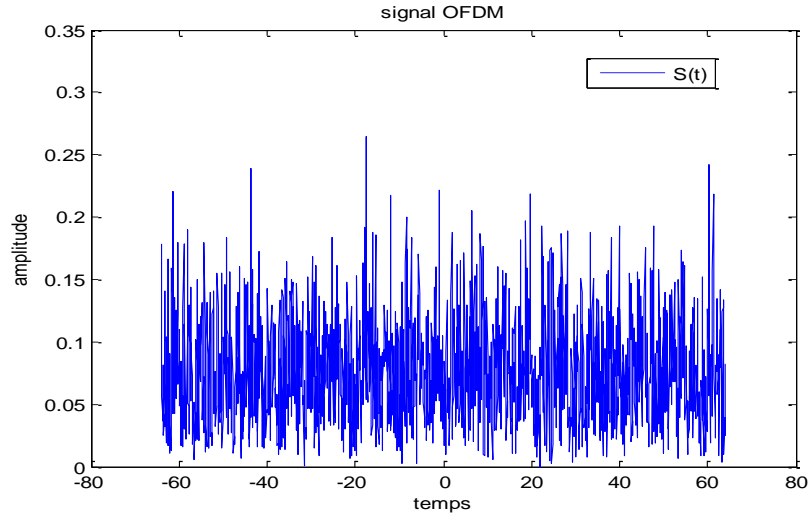


Figure II. 4 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

Le signal total  $s(t)$  correspond à l'ensemble des  $N$  symboles réassemblés en un symbole OFDM .

$$S(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \tag{II.1}$$



**Figure II .5** : signal temporel à la sortie du modulateur.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes  $f_k$  et  $f_{k+1}$  est  $\frac{1}{T_s}$ , En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de  $\frac{1}{T_s}$ .

$$f_K = f_0 + \frac{K}{T_s} \tag{II.2}$$

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence  $f_k$  d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. Le nombre de sous porteuses  $N$  est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales  $T_s \gg \tau_m$ , afin de pouvoir considérer le canal plat, et  $T_s \ll \frac{1}{B_d}$ .

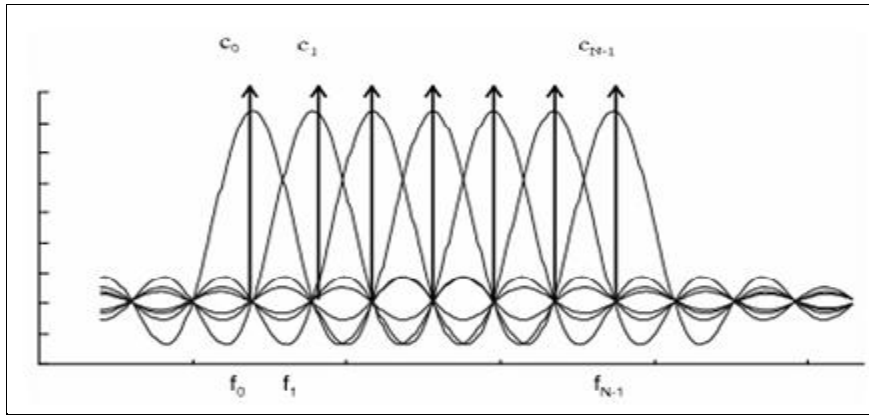


Figure II .6 : spectre idéal en sortie du modulateur OFDM

Ainsi la somme des spectres des sous-porteuses donne le spectre réel[6]:

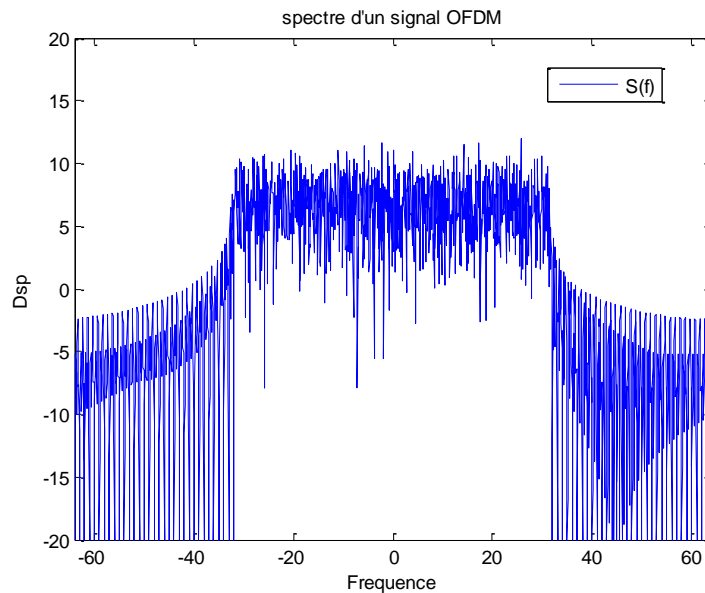


Figure II .7: Spectre réel en sortie du modulateur OFDM.

#### II.4.1. Notion d'orthogonalité :

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement ne soit pas néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. Toute fois l'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective contraignante dans le sens ou :



- ✚ Il faut beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres.
- ✚ Il faut davantage de largeur de bande.

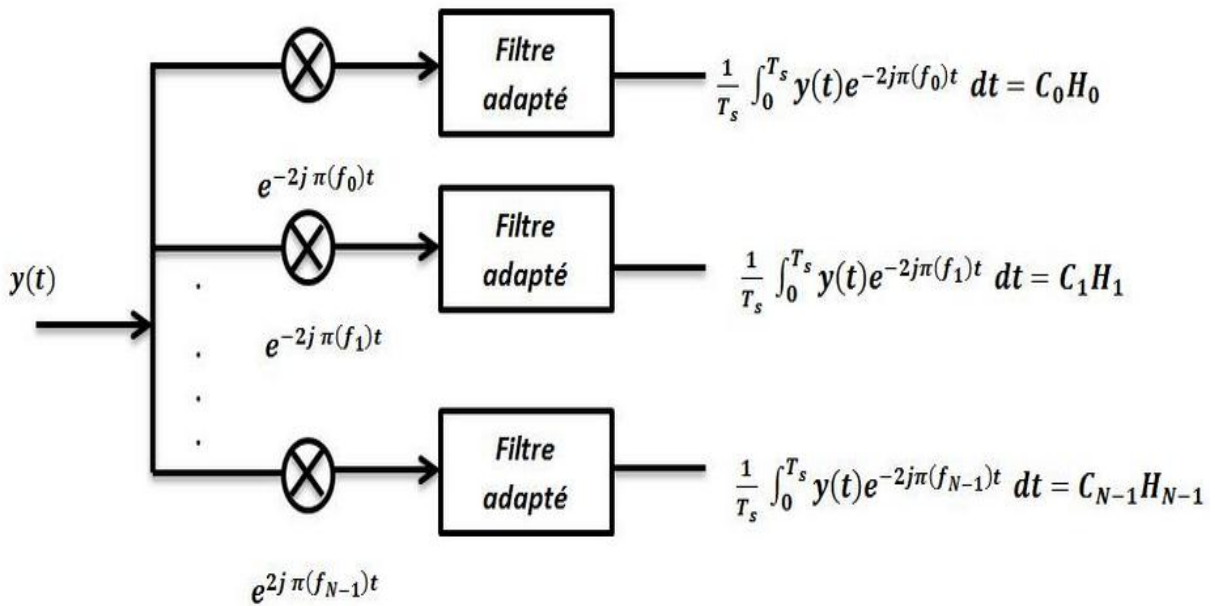
Pour résoudre ces deux problèmes on spécifie un espacement régulier de  $f_\mu = \frac{1}{T_s}$  entre les sous porteuses. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , possède un spectre de fréquence en « sinus cardinal » qui s'annule tous les multiples  $\frac{1}{T_s}$ . Les porteuses forment alors un ensemble orthogonal[3].

**II.4.2. Principe de la démodulation :**

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

$$y(t) = \sum_{K=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{II.3}$$

$H_k(t)$  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  $T_s$  ( $T_s \ll 1/B_d$ ). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous porteuses suivant le schéma classique.



**Figure II .8 :** Schéma du principe du démodulateur OFDM.

**II.4.3.Préservation de l’orthogonalité (Intervalle de garde) :**

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s’additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

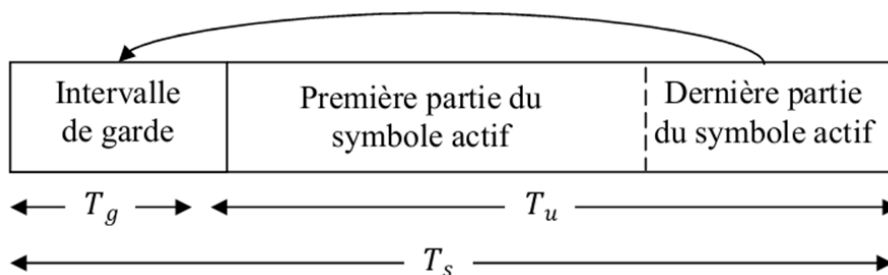
- L’interférence intra symbole: Addition d’un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L’interférence inter symbole: addition d’un symbole avec le suivant plus le précédant légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde Figure (II .9).

De plus, la durée utile d’un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l’étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l’interférence inter symbole. La durée  $T_u$  pendant laquelle est émise l’information diffère de la période symbole  $T_s$  car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde"  $T_g$  qui a pour but d’éliminer l’ISI qui subsiste malgré l’orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l’écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal). Entre la période symbole, la période utile et l’intervalle de garde s’instaurent donc la relation :

$$T_s = T_g + T_u \tag{II .4}$$

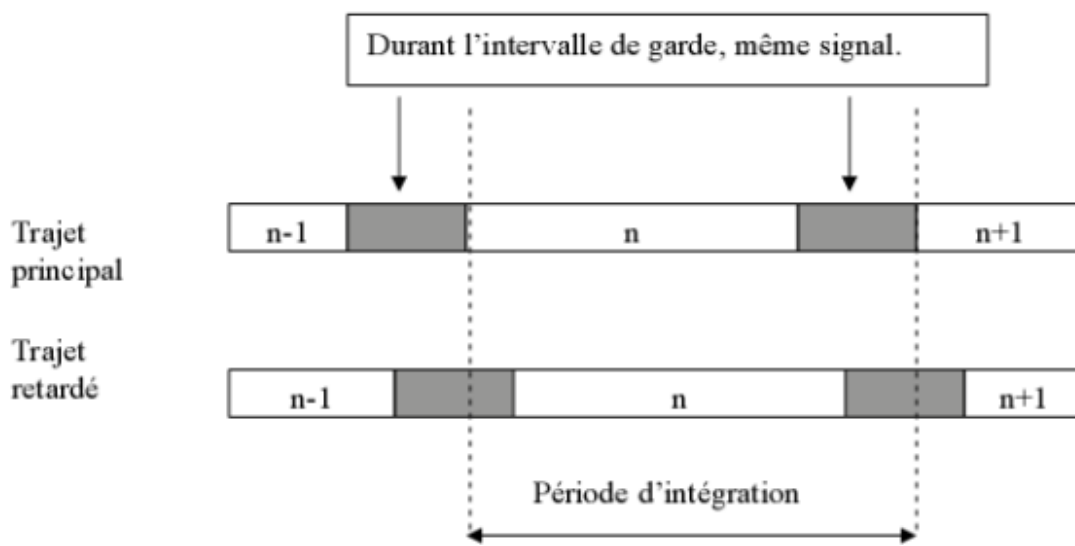
Le temps de garde peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n’émet rien, ou plus généralement, une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l’ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l’égalisation pour s’en affranchir.



**Figure II .9:** Principe de l’intervalle de garde.

La figure précédente illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration  $T_u$ . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de  $T_u$ , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toute du même symbole (Figure II .10). Le critère d'orthogonalité est ainsi satisfait. Les brouillages ICI (*Inter Carrier Interference*) et ISI (*Inter Symbol Interference*) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.

La longueur de l'intervalle est choisie en tenant compte des trajets multiples prévus. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de  $T_u$ , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral). Pour la DAB, on utilise un intervalle de garde d'environ  $T_u/4$ . La DVB comporte davantage d'options, la longueur d'intervalle la plus couramment utilisée étant  $T_u/4$  [18].



**Figure II .10:** Schéma bloc d'un symbole OFDM

**II.5. Implantation numérique :**

Dans les communications a haut débit, les débits sont limites par des contraintes physiques : le bruit du aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus, l'implantation numérique offre aussi l'opportunité

d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations en gendres par le canal de transmission.

**II.5.1. Implantation numérique du modulateur :**

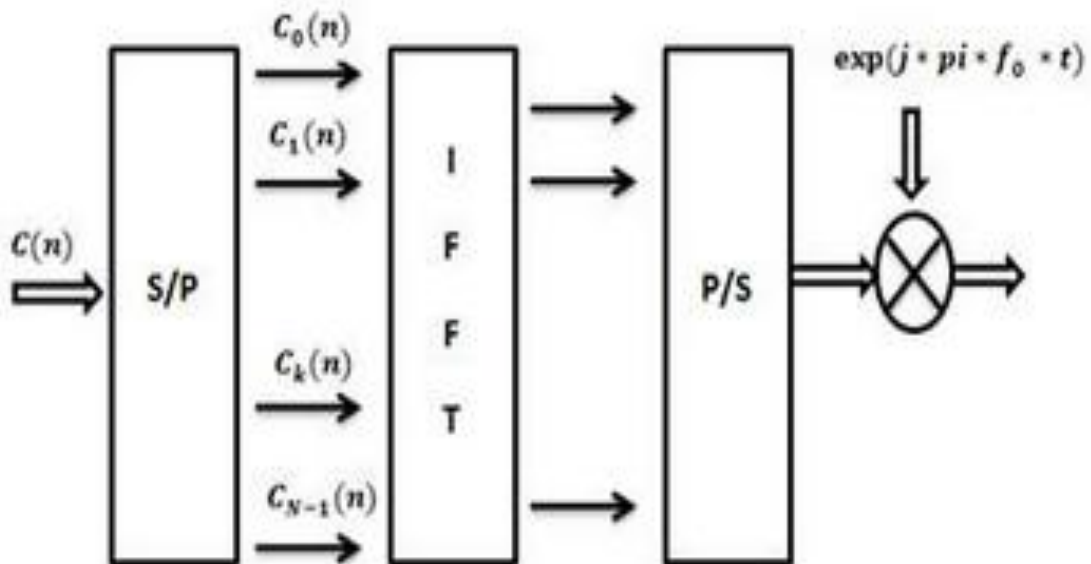
L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  est sous la forme:

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} C_K e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \tag{II .5}$$

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 :

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{II .6}$$

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 nous conduisant au schéma numérique suivant [6]:



**Figure II .11:** Modulateurs OFDM numérique.

II.5.2. Implantation numérique du démodulateur :

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme:

$$z_n = \sum_{K=0}^{N-1} C_K H_K e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \tag{II.7}$$

$Z_n$  est la transformée de Fourier discrète inverse de  $c_K H_K$  la demodulation consiste donc a effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant ete choisi tel que  $N = 2^n$ , on peut réaliser ce calcul a l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant:

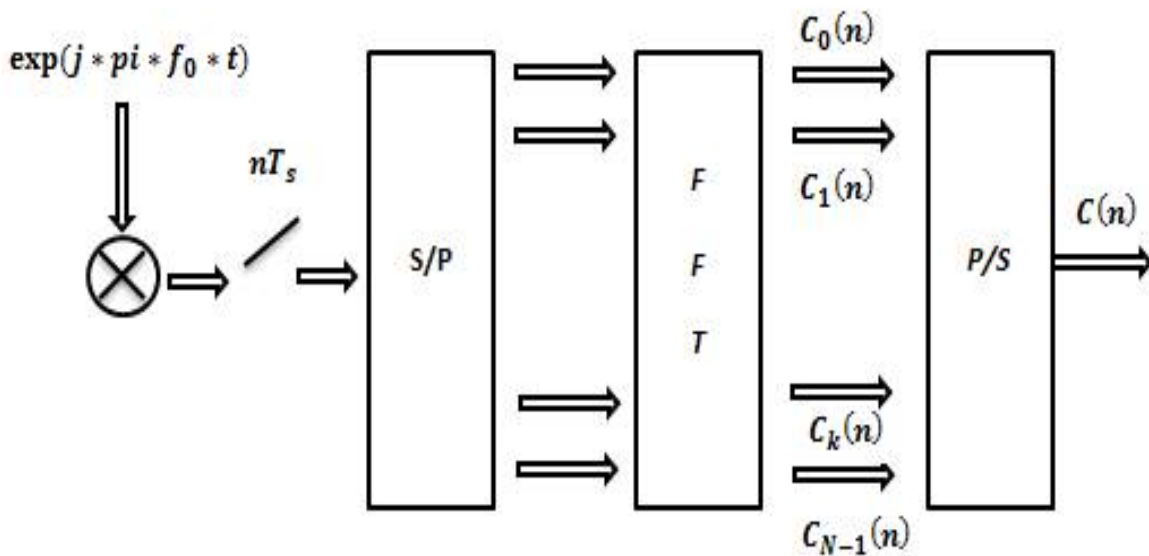


Figure II .12 : Démodulateurs OFDM numérique.

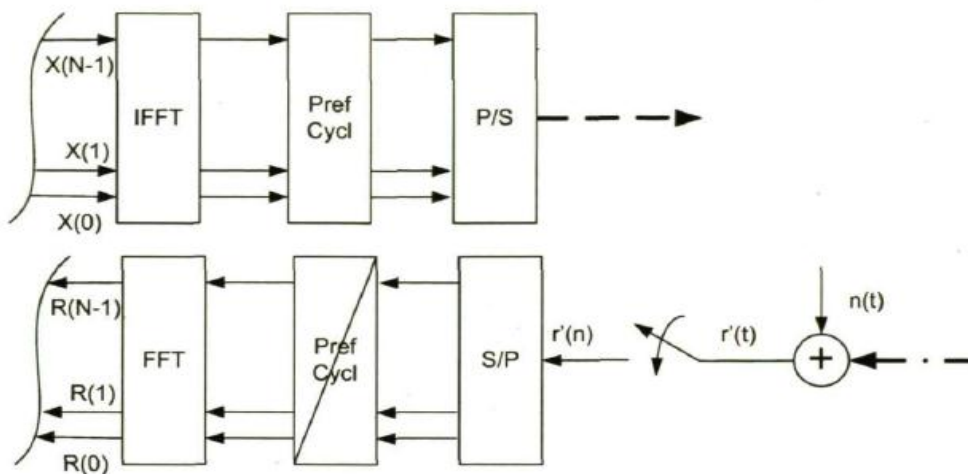
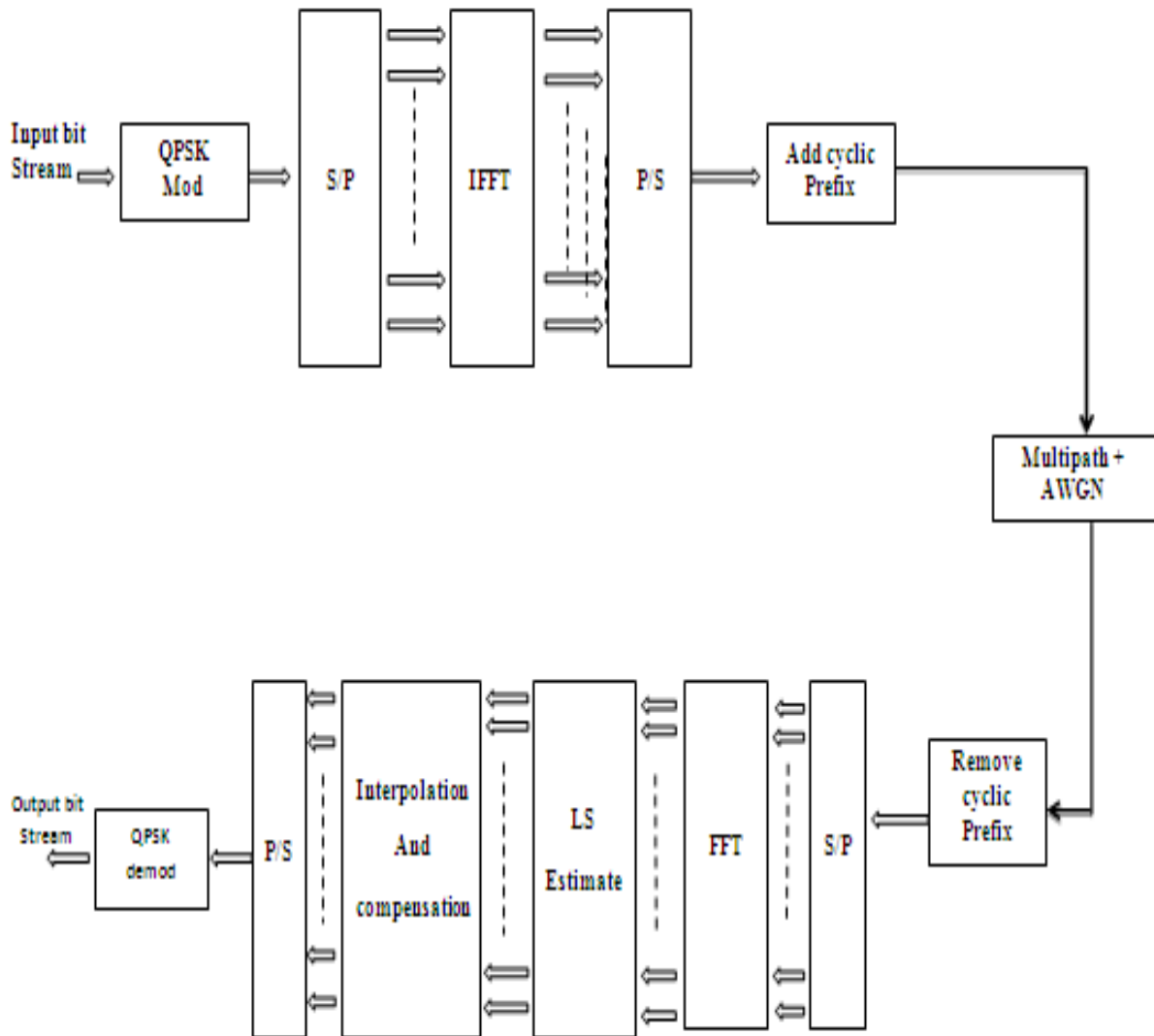


Figure II .13 : Schéma de principe simplifié d'un émetteur/ récepteur N OFDM en bande de base .

**II.6. Schéma général d'un système de communication sans fil basé sur la modulation OFDM :**

La Figure (II .14) représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission. On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite on a un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits[18].



**Figure II .14 :** Schémas block d'un émetteur/récepteur OFDM avec canal de propagation

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'émission de temps de garde, les blocs FFT et IFFT pour la modulation et dé modulation des sous-porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales[19].

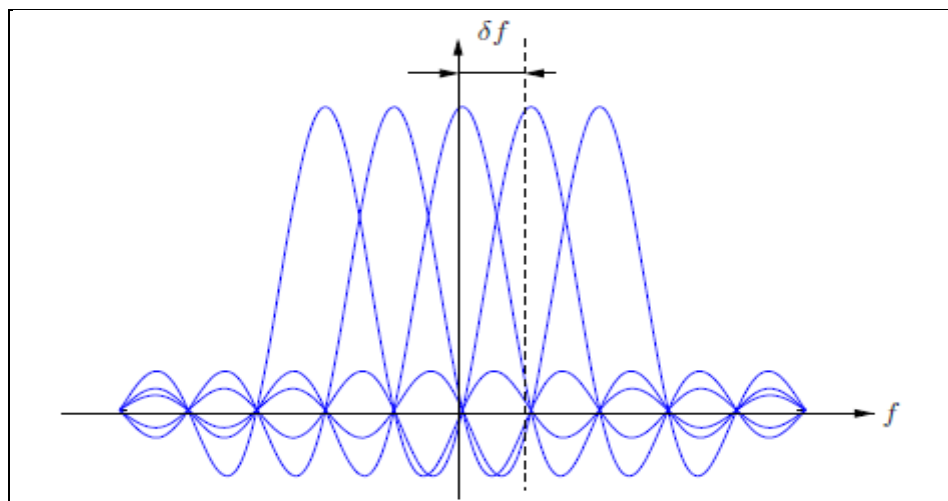
**II. 7. Avantages et inconvénients de l’OFDM :**

**II.7.1. Avantage :**

La modulation OFDM est une technologie ancienne au succès récent qui consiste à transmettre des données en parallèle sur plusieurs fréquences porteuses différentes. L’OFDM est particulièrement bien adaptée aux canaux de transmission radio sur longues distances sans transmissions d’onde multiples (échos), elle permet alors de réduire sensiblement les interférences inter-symboles. Par contre elle peut devenir inutilisable dans le cas où les échos sont forts, il faut alors utiliser le COFDM.

Les avantages de l’OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l’OFDM, les sous porteuses chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite comme montré dans la Figure (II .15)[20] .



**Figure II .15 :** Orthogonalité entre les sous-porteuses.

- Les techniques multiporteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d’un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d’un symbole dû à un bruit important n’affecte pas les autres symboles.

• Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilitée par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'identification des coefficients du canal se fait sans inversion de systèmes d'équations[21].

**II.7. 2. Inconvénients :**

Parmi les défauts constatés, on distingue :

✚ Le décalage fréquentiel :

Le système OFDM présente certains désavantages importants tels que sa sensibilité au décalage fréquentiel. On démontre que les systèmes multiporteuses sont beaucoup plus sensibles aux décalages fréquentiels que les systèmes mono-porteuses[22].

✚ Le PAPR :

Un point qui peut être critiqué dans les systèmes OFDM est la variation importante de l'amplitude du signal en fonction des symboles à transmettre. En effet, si l'addition des porteuses se fait de manière cohérente, le PAPR peut être très important. Habituellement, ce rapport est défini comme suit :

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{E \left[ \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right]} \tag{II.8}$$

Le prochain chapitre est consacré à l'étude du PAPR et les différentes méthodes pour le réduire[23].

**II.8. Cas d'utilisations de l'OFDM :**

L'OFDM est utilisé dans :

- La télédiffusion numérique terrestre (DVB-T, DVB-H).
- La radiodiffusion numérique terrestre DAB.
- La radiodiffusion numérique terrestre T-DMB.
- La radiodiffusion numérique DRM.
- Les liaisons filaires : ADSL, VDSL, modem sur courant porteur (Homeplug), modem câble (Standard Docsis).
- Les réseaux mobiles de nouvelle génération (4G).



- Les réseaux sans-fils basé sur les normes 802.11a ,802.11g, 802.11n.(Wi -Fi) ,802.16 (WiMax) et Hiper LAN et la 4GLTE[14] .

### **II.9. Conclusion :**

Dans ce chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse à fréquences orthogonales a été expliqué. Nous avons vu que la technique de modulation OFDM propose l'utilisation d'un groupe de sous-porteuses pour la transmission des données en parallèle. Puisque cette technique représente seulement la répartition des sous-porteuses dans une largeur de bande donnée, les autres aspects d'un système de communication doivent être considérés.

Mais du fait que ce système a une large dynamique caractérisée par un fort PAPR, il est très sensible aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance (PA). Le dernier chapitre sera consacré à l'étude du PAPR généré par l'association de l'OFDM avec l'ampli radiofréquence de puissance.

## III. 1. Introduction :

Dans tout système de transmission radio mobile, le signal passe par plusieurs étages de la chaîne de transmission notamment le codage, modulation, et transposition en fréquence porteuse, avant d'être envoyé dans le canal de transmission, le signal est amplifié.

Cette opération est assurée par un amplificateur de puissance qui est par définition à un dispositif électronique permettant d'augmenter de manière considérable tout signal présenté à son entrée. La puissance du signal de sortie de l'émetteur est proportionnelle à la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur du système de communication. L'amplificateur de puissance étant un composant actif.

Le PA est généralement optimisé en adéquation avec le standard visé pour avoir, selon les spécifications, la puissance maximale en sortie, l'efficacité ainsi que le niveau de linéarité requis[24].

Toutefois, un des inconvénients majeurs des modulations multiporteuses réside dans le fort facteur de crête du signal temporel. Défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne de ce signal, il caractérise les fluctuations. Ces dernières pouvant être relativement importantes.

Cet aspect devient néfaste dès lors qu'il s'agit d'amplifier le signal temporel. En effet les caractéristiques des amplificateurs de puissance ne sont pas parfaitement linéaires et le signal ainsi amplifié présente des distorsions, véhiculant ainsi des erreurs de transmission.

## III.2. Classes d'amplificateurs de puissance :

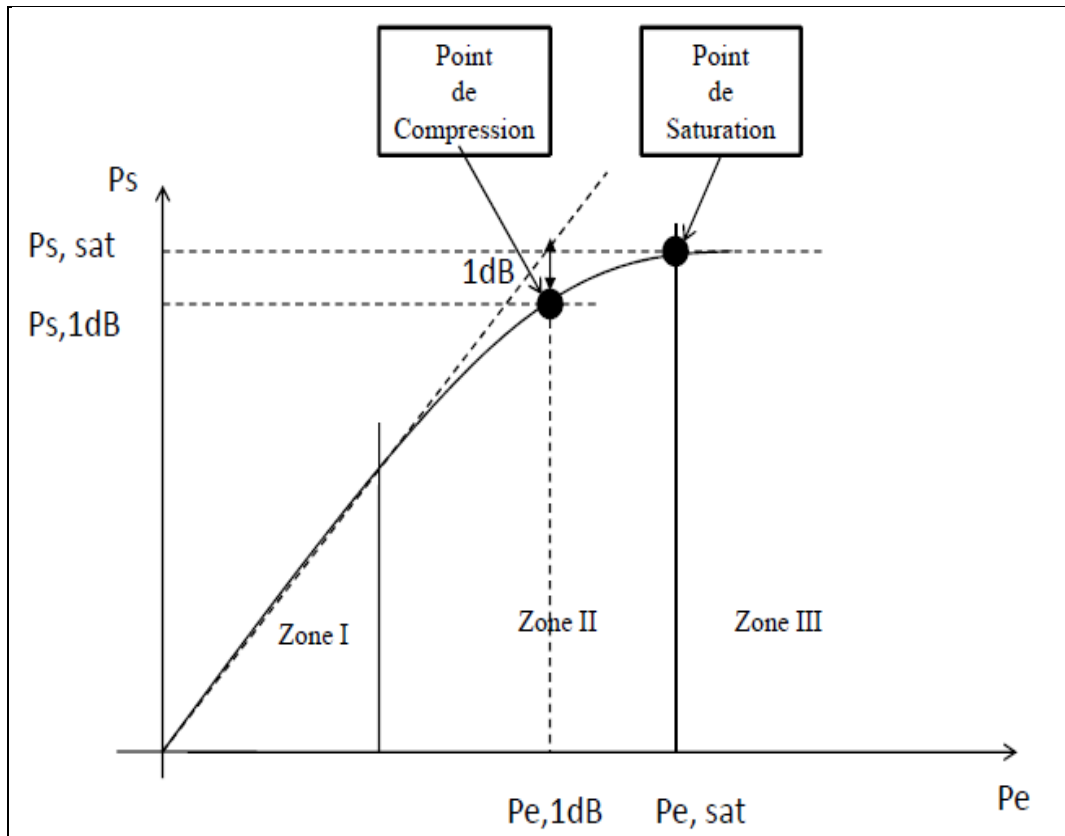
On distingue Deux grandes classes d'amplificateurs de puissance pour les systèmes de télécommunications :

- L'amplificateur à tubes à onde progressives (TOP, TWTA ou "Traveling Wave Tube Amplifier") utilisé surtout dans les transmissions satellitaires, pour générer de fortes puissances.
- L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA, ou « Solid State Power Amplifier »), utilisé dans les transmissions terrestres comme dans le cas de la communication radio mobile, les téléphones portables et la boucle radio.

Dans un amplificateur de puissance la relation entrée-sortie est caractérisée par deux fonctions de transferts. L'une relative à la phase et l'autre à l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur. Ainsi la caractéristique AM/AM que nous analyserons en détail ici, donne la relation entre la puissance du signal d'entrée et celle du signal de sortie. Cette caractéristique AM/AM a un aspect particulier pour les amplificateurs de type SSPA.

Nous pouvons décomposer la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance en trois zones particulières (figure III .2):

- ✓ **Une zone linéaire (Zone I) :** C'est la plus exploitée. Dans cette zone l'amplificateur a un comportement linéaire. Le signal de sortie est donc proportionnel au signal d'entrée avec un gain généralement supérieur à 1. C'est un cas idéal que l'on souhaite obtenir. Aucune distorsion n'apparaît dans cette zone. Notons que les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone.
- ✓ **Une zone de compression (Zone II) :** Dans cette zone, la puissance de sortie de l'amplificateur n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée. Des signaux de nature différente au signal d'entrée apparaissent en sortie : ce sont des distorsions qui peuvent être des distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, ou encore d'intermodulations. Le signal n'est plus alors proportionnel à celui en entrée. On remarque que la caractéristique de l'amplificateur dans cette zone est de plus en plus curviligne. Le gain diminue donc par rapport à celui de la zone linéaire où il était constant. Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'amplificateur, qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB, figure(III.1).
- ✓ **La zone de saturation (Zone III) :** C'est une zone où la puissance de sortie du signal reste quasi constante lorsque l'on augmente la puissance de l'entrée. On dit que l'amplificateur est saturé. Dans cette zone des distorsions apparaissent également. Notons que les puissances d'entrée y sont très élevées. Le bilan énergétique est donc médiocre.



**Figure. III.1 :** Exemple de Caractéristique AM/AM d’un amplificateur de puissance.

Ainsi donc selon la zone d’amplification, le signal obtenu à la sortie de l’amplificateur sera plus ou moins affecté par les distorsions. Il sera nécessaire de toujours se rapprocher du point de compression tout en restant dans la zone linéaire afin d’éviter les distorsions et maximiser le rendement. Un tel compromis est assez complexe à réaliser. Certains systèmes procéderont par l’élargissement de la zone linéaire de l’amplification. La linéarisation devient alors très bénéfique pour les amplifications.

L’utilisation optimale d’un amplificateur de puissance se traduit généralement par un fonctionnement dans sa zone linéaire à une certaine hauteur du point de compression que nous avons définie plus haut. Cela se traduit par un choix judicieux des niveaux de puissance du signal d’entrée qu’on souhaite amplifier. Soit  $P_e$  la puissance d’entrée de l’amplificateur et  $P_e$  1dB celle au point de compression. De même notons par  $P_s$  la puissance de sortie de l’amplificateur et  $P_s$  1dB celle au point de compression.

On définit les notions suivantes de « Input Back-Off » (IBO) et de « Output Back-Off » par les relations suivantes :

$$IBO = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{e, 1dB}}{P_e} \right) \quad (III. 1)$$

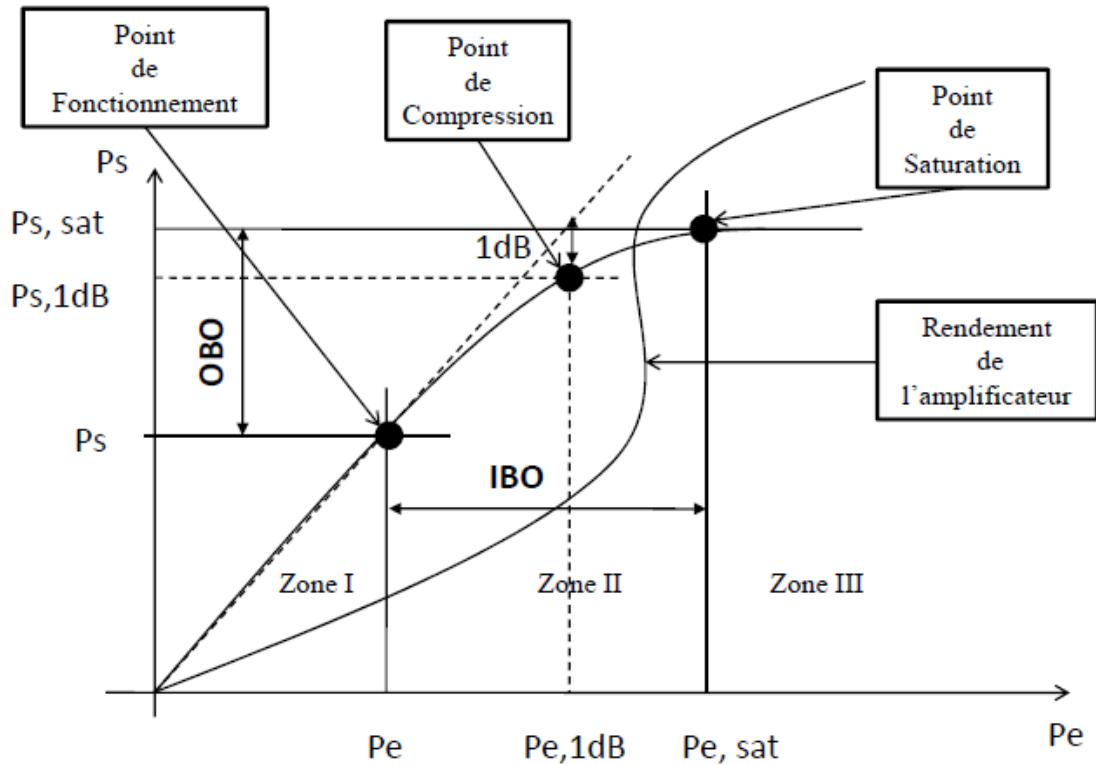
$$OBO = 10 \log \left( \frac{P_{s, 1dB}}{P_s} \right) \quad (III. 2)$$

L'IBO ou l'OBO sont des paramètres caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il est utilisé (Figure III.2). Plus ils sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et on verrait apparaître des distorsions. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique.

En effet, on montre que le rendement d'un amplificateur analogique des classes A, B, AB, et C qui sont les plus utilisés, est donné par l'équation (III.3), où  $\theta$  représente l'angle de conduction du courant du drain. On peut ainsi observer que lorsque l'OBO est faible, c'est à dire  $P_s$  élevée, on a bien un rendement  $\eta$  important.

$$\eta = \frac{\theta \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \cdot \frac{1}{OBO} \quad (III. 3)$$

Par contre, un OBO élevé nous donne une puissance de sortie faible. On s'éloigne donc du point de compression de l'amplificateur en se rapprochant d'avantage de sa zone linéaire. Ainsi de très faibles distorsions du signal apparaissent, voir aucunes. Ainsi l'idée pourrait être d'adopter un OBO élevé en effectuant un recul d'entrée (IBO) important. Mais ce choix n'est pas sans conséquence car comme on peut le voir avec l'équation (III.3) un OBO élevé entraine un rendement très faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement [25].



**Figure III.2 :** Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

**III. 3. Amplificateur de puissance RF :**

La finalité d'un amplificateur de puissance RF est d'augmenter le niveau de puissance du signal à émettre, idéalement sans déformation du signal appliqué à son entrée. De plus, il est souhaitable que le rapport entre l'énergie RF délivrée à l'antenne et l'énergie DC consommée de la source d'alimentation soit maximisé (rendement énergétique). Or, les circuits amplificateurs sont construits à partir de transistors, qui sont des dispositifs actifs et en principe non-linéaires. Selon la conception du circuit à l'entour du transistor, la classe de l'amplificateur, des compromis entre la puissance délivrée, la linéarité du signal émis et le rendement énergétique, peuvent être obtenus.

Nous rappellerons les principes des différentes classes d'opération des amplificateurs de puissance et leurs performances en termes de linéarité et rendement. Puis, nous analysons les paramètres de base et les effets non-linéaires à partir de mesures classiques à un ou deux tons. Ensuite, les modèles d'amplificateur plus récurrents dans la littérature sont présentés, allant de modèles simples sans mémoire jusqu'aux modèles plus complexes qui prennent en compte les effets mémoire [26].

### III.4. Influence du PAPR sur l'amplification :

#### III.4.1. Introduction :

La notion de PAPR est très importante dans les systèmes de communications. Elle est causée par plusieurs phénomènes dont le principal est la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobile. Le Peak to Average Power Ratio représente aussi un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification. Dans cette partie de notre travail nous introduirons la notion du PAPR après quelques généralités sur les amplificateurs de puissance et les influences du PAPR sur ceux-ci[25].

#### III.4.2. Définition:

Afin de caractériser statistiquement les propriétés dynamiques des signaux modules, on fait souvent appel à la mesure du Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), définie comme le rapport entre la valeur crête de la puissance du signal  $s(t)$  et sa puissance moyenne, ou le rapport entre l'amplitude du pic du signal et la valeur efficace du signal :

$$PAPR = \frac{\max|s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (III. 4)$$

Prenons par exemple le cas de deux signaux :

➤ **La première cas :**

$$s(t) = \sin(2\pi ft) \quad (III. 5)$$

de période T (Figure a), alors:

$$\max[s(t)s^*(t)] = \max|s(t)|^2 = +1 \quad (III. 6)$$

et :

$$\begin{aligned} |s(t)|^2 &= E[s(t)s^*(t)] \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft) dt \\ &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (III. 7)$$

Donc :

$$PAPR = \frac{1}{\frac{1}{2}} = 2 \quad (III. 8)$$

➤ La deuxième cas :

$$s(t) = e^{2\pi ft} \tag{III. 9}$$

de période T (Figure b ), alors de même

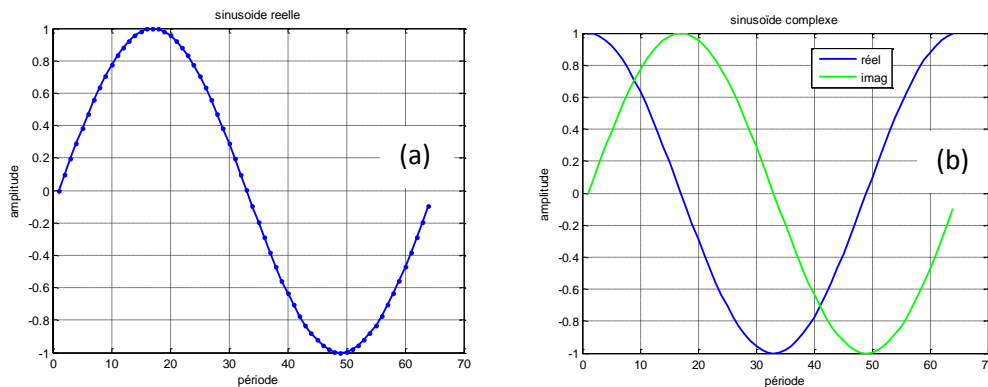
$$\max|s(t)|^2 = +1 \tag{III. 10}$$

Et :

$$E|s(t)|^2 = \frac{1}{T} \int_0^T e^{4\pi ft} dt = +1 \tag{III. 11}$$

Donc :

$$PAPR = \frac{1}{1} = 1 \tag{III. 12}$$

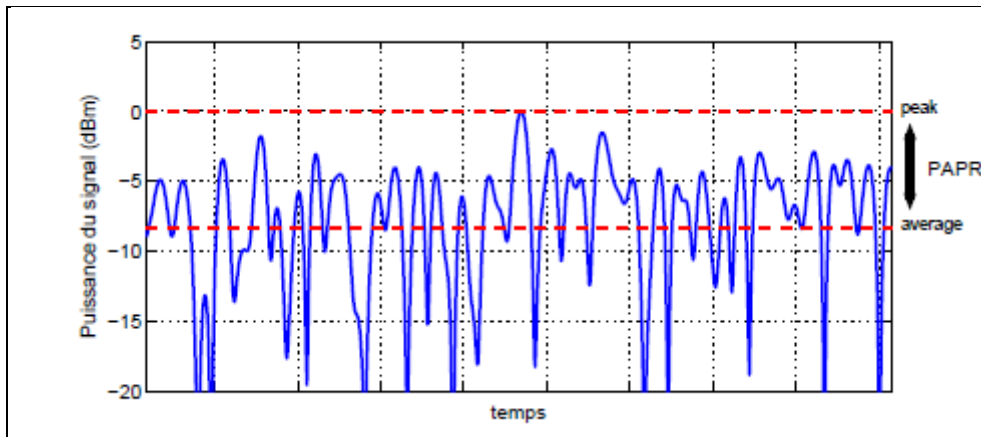


**Figure III.3 :** formes de signaux réels et complexes

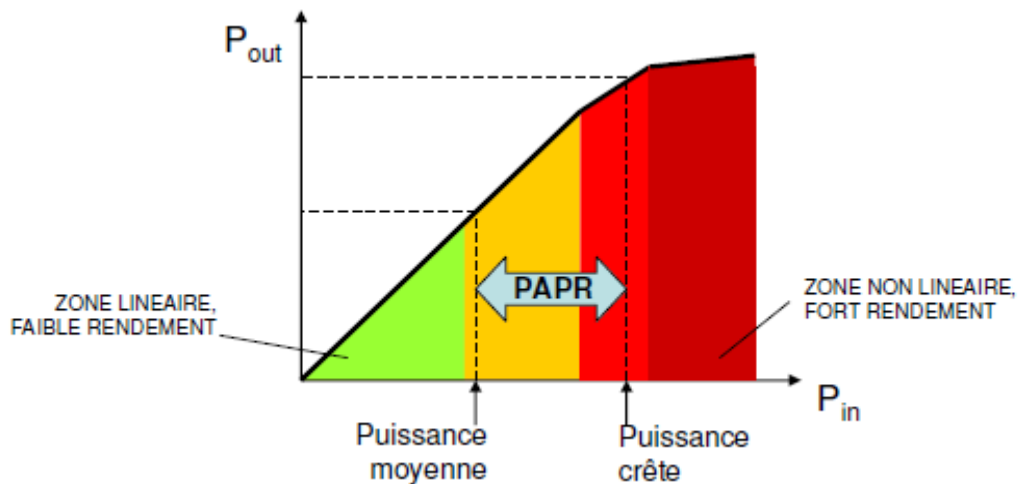
Le PAPR est au cœur de la question de l'amplification non linéaire et la perte de rendement de l'amplificateur de puissance. En effet, on constate que les dynamiques des signaux augmentent avec l'efficacité spectrale des modulations. Leur PAPR augmente et ceci implique directement une chute du rendement énergétique des émetteurs et plus précisément des amplificateurs.

Pour éviter les régions non-linéaires de l'amplificateur, la puissance moyenne en entrée de l'amplificateur devra être reculée d'autant de dB du niveau de saturation en entrée que de la valeur du PAPR en dB. Ce ne sera alors que très rarement que le signal entrera dans les zones à fort rendement de l'amplificateur, situées près de son point de saturation.





**Figure III.4:** Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), défini comme le rapport entre la valeur crête et la puissance moyenne du signal.



**Figure III.5:** Représentation du lien entre le PAPR et la problématique du rendement d'un amplificateur de puissance.

Ceci implique alors une sous utilisation des possibilités énergétiques de l'amplificateur. L'exemple de la figure ( III.6 ) montre l'interprétation du PAPR vis-à-vis de la dynamique du signal en entrée et de la caractéristique entrée/ sortie de l'amplificateur. Il est ainsi facile de constater qu'éviter les zones non-linéaires entraîne des rendements énergétiques très faibles, en moyenne.

Pour les modulations du type QAM, avant le filtrage de mise en forme, il est possible d'obtenir une expression analytique pour le PAPR, lorsque la probabilité de chaque symbole est connue (typiquement équiprobables) et que le nombre de symboles est fini. Après le filtrage de mise en forme, et en fonction de la valeur de roll-off, cette valeur

s'incrémente en raison des fluctuations au-delà du temps symbole, et ceci d'autant plus que le roll-off s'approche de zéro.

Dans le cas des modulations OFDM, le PAPR peut rapidement devenir très élevée quand le nombre de sous porteuses augmente. En effet, les amplitudes fluctuantes et les phases aléatoires des sous porteuses peuvent amener à des combinaisons constructives qui feraient remonter la valeur de crête. D'ailleurs, il est possible de démontrer que la valeur théorique du PAPR dans le cas de l'OFDM est égal au nombre de sous porteuses  $N$  :

$$PAPR = 10\log(N)(dB) \quad (III. 13)$$

En réalité, la probabilité que les sous porteuses se recombinent de façon à atteindre effectivement cette valeur est faible et dans certains cas, on décrit le PAPR à l'aide de la fonction de répartition qui détermine la probabilité que le PAPR dépasse une valeur de seuil, ou bien encore son espérance et écart type[26].

En télécommunications, le PAPR est une grandeur fondamentale, notamment pour le dimensionnement des amplificateurs. En effet, l'amplificateur devra être dimensionné par rapport au pic du signal (nécessité d'avoir un amplificateur linéaire sur toute la gamme de variation du signal). Cependant, la valeur efficace du signal est la valeur "utile" moyenne, celle qui va vraiment caractériser la puissance transmise, et est donc la valeur à maximiser.

Le PAPR représente le rapport de surdimensionnement nécessaire entre la puissance maximale de l'amplificateur (la puissance pour laquelle il est dimensionné), et la puissance moyenne réellement transmise.

C'est pourquoi il est important de minimiser le PAPR, ce qui permet d'avoir des amplificateurs dimensionnés au plus juste par rapport à la puissance à transmettre.

- ✚ Pour les applications embarquées (mobiles), cela permet d'avoir des amplificateurs plus petits, moins lourds et moins chers. Cela est particulièrement critique pour les applications spatiales (amplificateurs de télécommunication) pour lesquelles chaque gramme compte et pour les terminaux de téléphonie mobile (Smartphones).

- ✚ Pour les applications terrestres, cela permet de limiter la consommation énergétique des amplificateurs[27].

Lorsqu'aucune modification n'est apportée à l'amplificateur, on peut trouver un critère sur le signal d'entrée qui permet de fixer le choix du point de fonctionnement de l'amplificateur. En effet, il est aisé de constater que lorsque le signal d'entrée possède de fortes excursions autour de sa moyenne, il sera risqué d'amplifier le signal dans une zone proche de la saturation à cause des distorsions. Par contre lorsque ses excursions sont faibles, amplifier le signal dans la zone critique n'entraînerait pas de distorsions ou très faiblement, et permettrait d'obtenir un grand rendement.

En effet, le PAPR d'un signal  $x(t)$  ou « Peak to Average Power Ratio » est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal  $x(t)$  et sa puissance moyenne sur un temps donné. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée. Il permet ainsi de déterminer le bon recul d'entrée (IBO) à adopter afin de s'assurer que les plus grandes excursions du signal soient loin de la zone de saturation.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (\text{III. 14})$$

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne, on peut ainsi choisir un point de fonctionnement proche du point de compression sans risquer d'obtenir des distorsions et en garantissant un rendement plus élevé. On peut citer comme exemple, le choix de la modulation GMSK pour le GSM qui permet d'obtenir un PAPR nul pour un canal GSM.

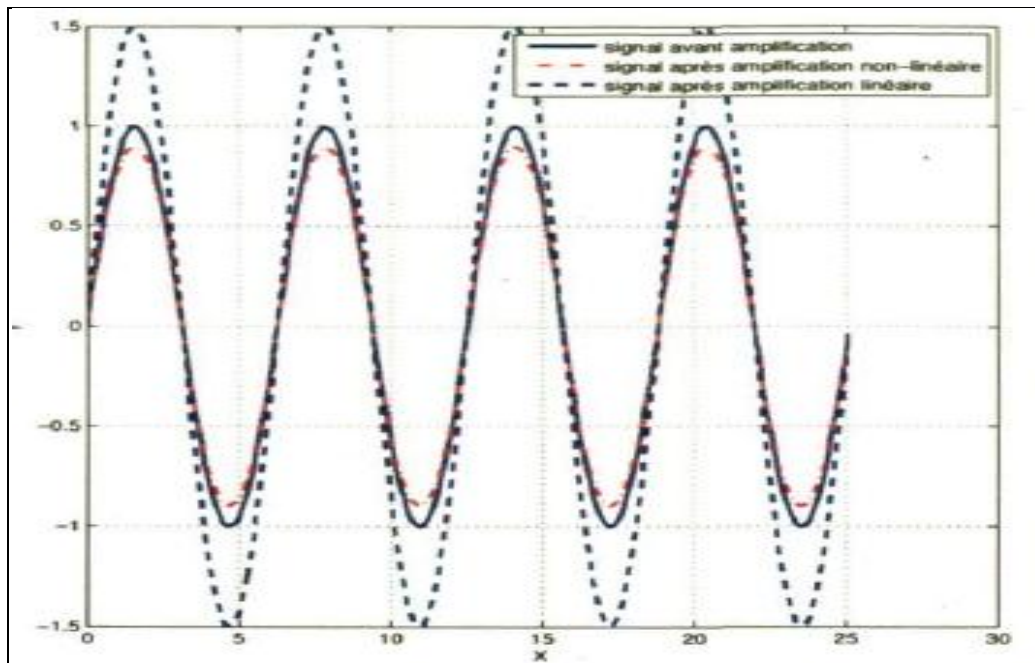
Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne. Pour ces signaux le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement obtenu sera très médiocre. Nous allons voir dans le chapitre suivant que les signaux des modulations multi-porteuses comme l'OFDM sont des exemples de signaux à fort PAPR[28].

**III.5 .Méthodes de réduction de PAPR :**

On vient de voir qu'il existe deux types de réduction de PAPR. La première agit directement sur l'AP, la deuxième traite le signal. Dans la littérature, nous retrouvons différentes méthodes dont celles où le récepteur doit être informé du type de traitement réalisé en émission avant amplification, celles comme le selective mapping (SLM), et d'autres types comme l'écrêtage, où le récepteur n'a pas à recevoir d'informations de l'émetteur.

**III.5. 1.Effet de l'amplificateur de puissance :**

La figure (III.7) représente l'effet d'amplification linéaire ainsi que de l'amplification non linéaire. La plupart des amplificateurs utilisés sont non linéaires, puisque les amplificateurs linéaires sont très coûteux. Dans ce travail, on a considéré soit que l'amplificateur est linéaire, soit que l'amplificateur est non linéaire mais travaille dans sa zone linéaire.



**Figure III.6 :** Effet de l'amplification sur le signal.

Puisque l'amplification agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre la figure (III.8).

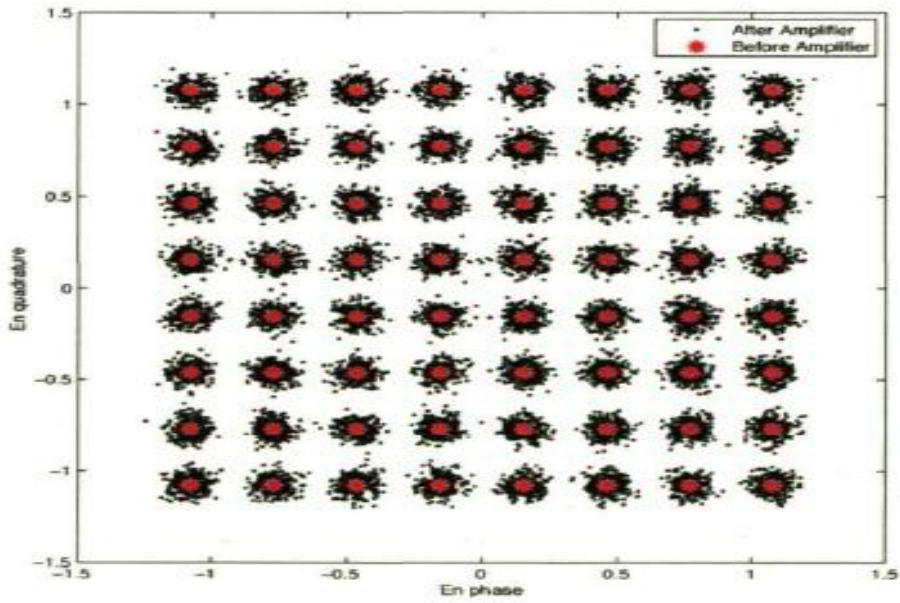


Figure III.7 : Effet de l'amplification sur la constellation.

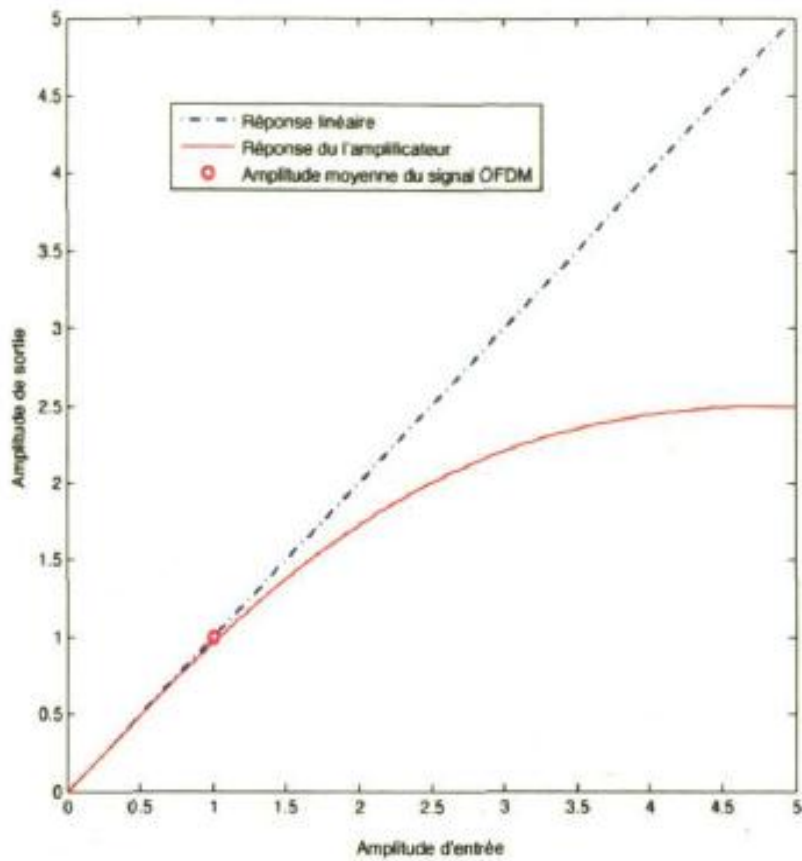


Figure III.8 : Amplification linéaire vs. Amplification non-linéaire.

### III.5.2. Principe de la méthode d'écèlement :

#### III.5.2.1. Introduction :

La méthode d'écèlement est considérée comme la plus simple des méthodes de réduction du PAPR. Sa simplicité est due à l'opération simple d'écèlement elle-même.

L'écèlement classique consiste à diminuer la variation de puissance du signal par rapport à un seuil prédéterminé. La simplicité de cette méthode à des conséquences sur le signal à la réception, puisqu'il n'y aura pas de restauration parfaite car les informations éliminées par l'écèlement sont perdues[22].

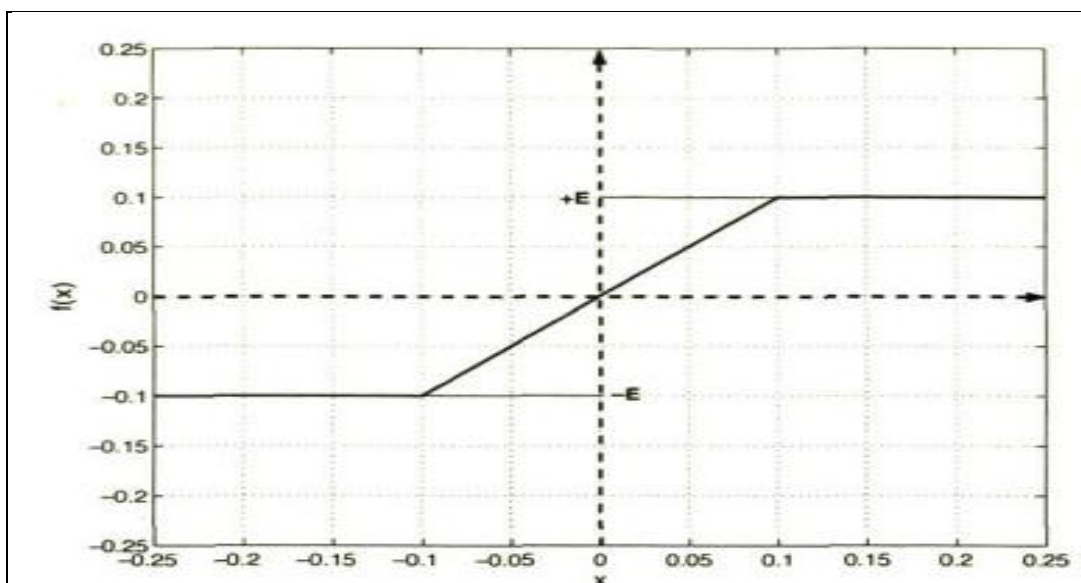
#### III.5.2.2. Description :

Comme décrit dans l'introduction, l'écèlement consiste à écèlement le signal  $x(n)$  par rapport à un niveau  $A$  ; l'équation suivante décrit cette opération.

$$y(n) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{|x(n)|^2}} & \text{si } |x(n)|^2 > A^2 \\ x(n) & \text{si } |x(n)|^2 < A^2 \end{cases} \quad \text{(III. 15)}$$

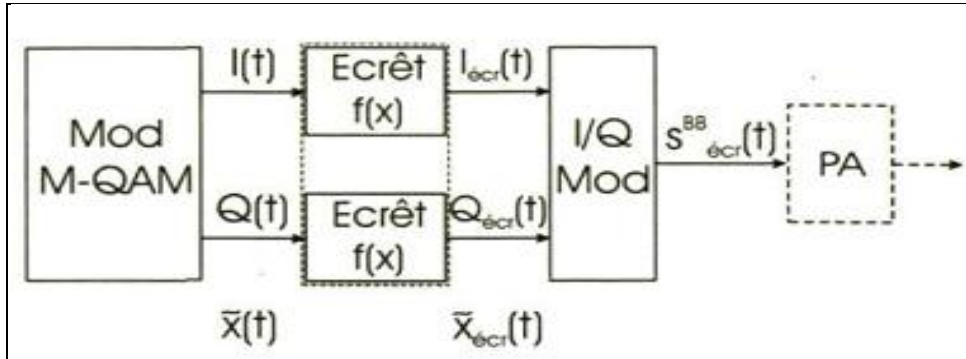
Ou simplement :

$$y(n) = \begin{cases} +A & \text{si } x(n) > +A \\ x(n) & \text{si } -1 \leq x(n) \leq +A \\ -A & \text{si } x(n) < -A \end{cases} \quad \text{(III. 16)}$$

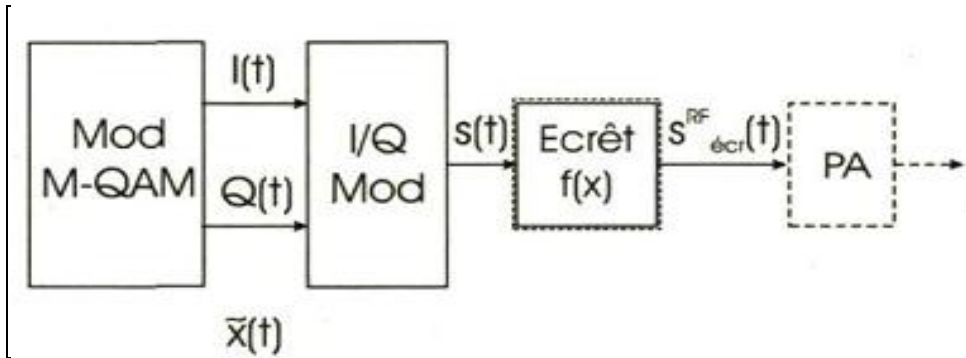


**Figure III.9:** Fonction d'écèlement classique.

Comme l'écrêtage consiste à diminuer la variation de puissance du signal transmis, l'opération peut se faire à l'un des deux endroits possibles, soit en bande de base figure (III.11) ou sur la fréquence porteuse figure (III.12).



**Figure III.10** : Ecrêtage en bande de base.



**Figure III.11** : Ecrêtage sur la fréquence porteuse.

Dans le cas du traitement en bande de base, l'écrêtage se fait sur les deux composantes du signal I et Q. Le signal à transmettre en bande de base est donnée par :

$$S_{bb}(t) = I(t) + jQ(t) = \rho \cdot e^{j\phi} \tag{III. 17}$$

$$\rho = \sqrt{I^2 + Q^2(t)} \tag{III. 18}$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \tag{III. 19}$$

et le signal RF est donnée par :

$$S_{RF} = \Re[S_{bb} \cdot e^{j2\pi f_c t}] \tag{III. 20}$$

I et Q représentant les deux composantes du signal échantillonné, on aura l'équation suivante pour le signal échantillonné en bande de base.

$$S_{bb.ecr} = I_{ecr}(t) + jQ_{ecr}(t) = \rho_{ecr} \cdot e^{j\phi_{ecr}} \tag{III. 21}$$

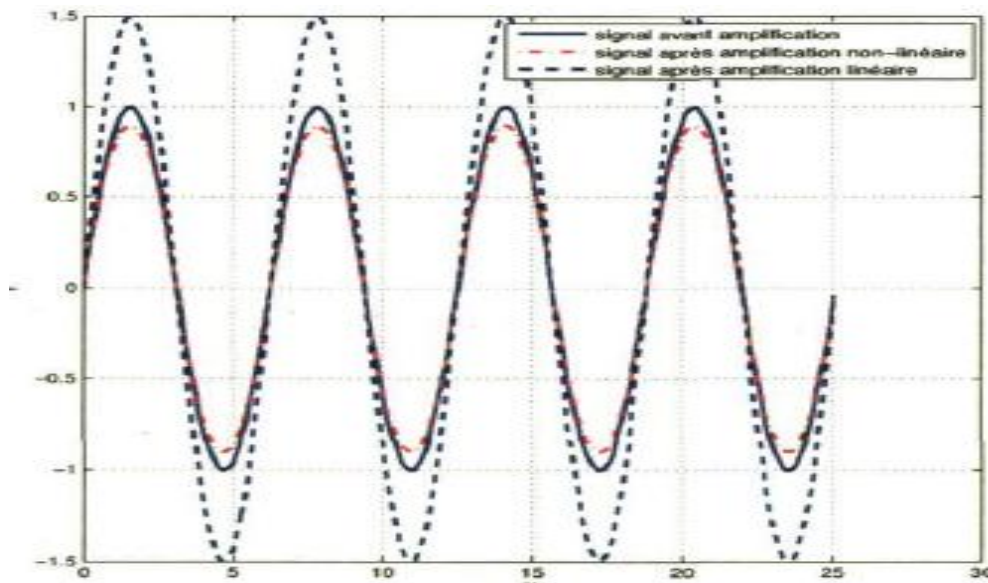
$$\rho_{ecr} = \sqrt{I_{ecr}^2(t) + Q_{ecr}^2(t)} \tag{III. 22}$$

$$\phi_{ecr} = \arctan\left(\frac{Q_{ecr}(t)}{I_{ecr}(t)}\right) \tag{III. 23}$$

Finalement le signal à transmettre est donnée par l'équation suivante :

$$S_{RF.bb.ecr} = \Re[S_{bb.ecr} \cdot e^{j2\pi f_c t}] = \rho_{ecr} \cos(2\pi f_c t + \phi_{ecr}) \tag{III. 24}$$

On peut remarquer qu'il y a une différence entre le signal à transmettre entre les deux méthodes. Pour la première, l'échantillonnage touche les deux paramètres, soit le module  $P$  et la phase  $\theta$ , tandis que pour la deuxième, l'échantillonnage, touche seulement le module  $P$  c.-à.-d. que la phase  $\theta$  du signal RF à l'émission ne subira pas d'échantillonnage. Cette différence génère des problèmes, en particulier la remontée des lobes secondaires.



**Figure III.12 :** Echantillonnage en bande de base avec CR = 2.



La génération d'interférence entre symboles dégrade le taux d'erreur de symboles (SER) ainsi que le BER. Des techniques telles que le filtrage sont utilisées pour annuler le premier problème et les codes correcteurs tels que les codes convolutés et les codes turbo sont employées pour remédier au deuxième problème[22].

### **III. 6 .Conclusion:**

Ce chapitre a été consacré à l'étude du PAPR. Comme nous l'avons vu, deux méthodes principales sont envisagées, l'une se basant sur le traitement des AP et la deuxième se basant sur le traitement de signal transmis.

Avant la transmission, cette dernière comporte deux types, une devant transmettre au récepteur des informations de toute sorte afin de reconstruire le signal transmis, et l'autre méthode plus simple où le récepteur traite le signal reçu sans avoir l'information sur l'opération effectuée à l'émission.

Ce chapitre est considéré comme une introduction et outil de base pour le chapitre suivant.

#### IV.1 .Introduction :

Depuis 1993, de nombreuses études ont démontré que la combinaison des techniques d'étalement de spectres et des modulations à porteuses multiples est une solution répondant à certaine critères.

En effet, la modulation OFDM de tirer parti de la robustesse face aux trajets multiples et de l'efficacité spectrale des modulations multiporteuses, et de bénéficier de la souplesse et de la capacité d'accès multiple offerte par les techniques AMRC ou CDMA. Ainsi, les systèmes MC-CDMA apparaissent aujourd'hui comme des solutions candidates à fort potentiel pour la quatrième génération de systèmes radio mobiles. Cependant, le signal MC-CDMA généré, de par son caractère multi-porteuses, présente une grande dynamique en amplitude généralement estimée par le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio ) dudit signal ou par son facteur de crête[29].

#### IV.2. Le système MC-CDMA :

Le système MC-CDMA est une combinaison entre le système CDMA et les techniques multi-porteuses. On peut distinguer deux grandes familles de systèmes combinant l'étalement de spectre et les techniques multi-porteuses :

##### IV. 2.1. L'étalement par multi-porteuses classique :

Lorsque le canal radio mobile s'avère être très hostile en termes d'évanouissements et de dispersion, l'étalement par multi-porteuses semble être la solution. Il consiste à répartir les données sur différents sous-canaux de petites tailles qui se comportent comme des systèmes CDMA autonomes. Chaque canal est alloué sur une porteuse différente, d'où le nom de la technique.

##### IV.2. L'étalement par fréquences orthogonales :

On a vu que l'idée novatrice de l'OFDM par rapport au multi-porteuses classique est que les différentes porteuses sont orthogonales les unes par rapport aux autres. On entend par ceci qu'à la réception l'intégration sur une période de chip exclut, dans le cas idéal de synchronisation, toute interférence entre les porteuses.

$$\int_0^{T_c} \cos(W_i + \varnothing_i) \cos(W_j + \varnothing_j) dt = 0, i \neq j \quad (\text{IV.1})$$

Afin de bénéficier en plus des avantages des techniques d'étalement de spectre, il est possible de mettre au point des méthodes hybrides OFDM-CDMA.

Les performances des dispositifs à fréquences orthogonales semblent convaincantes : Fazel, Kaiser et Schnell ont montré par simulation, lors de leurs recherches au sein du projet européen RACE CODIT, que la méthode hybride OFDM-CDMA serait plus efficace que le DS-SS-SS-SS[3].

### IV.3. La technique MC-CDMA :

Au lieu d'appliquer la technique d'étalement du spectre dans le domaine temporel, nous l'appliquons dans le domaine fréquentiel, en modulant les différents chips du code d'étalement avec les sous-porteuses OFDM.

Le code d'étalement est appliqué directement en parallèle au même bit d'entrée. Donc très grande rapidité d'étalement n'est pas demandé, le signal à transmettre pour le  $i$ ème bit de l'utilisateur numéro 'j', est sous la forme (Figure IV.1) :

$$s_i^j(t) = \sum_{k=0}^{M-1} b_i^j c_k^j e^{2\pi(f_0 + kf_d)t} p(t - iT) \quad (IV. 2)$$

$M$  : le nombre des sous-porteuses .

$b_i^j$  : le  $i$ ème bit pour l'utilisateur 'j'.

$c_k^j$  : représente le  $k$ ème chip,  $k = 0, \dots, N-1$ , du code d'étalement pour l'utilisateur 'j'.

$f_0$  : la fréquence de la porteuse principale.

$f_d$  : l'espace entre les sous-porteuses (dans le cas de l'OFDM  $f_d = \frac{1}{T}$ ).

$p(t)$  : l'impulsion rectangulaire décalée dans le temps .

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (IV. 3)$$

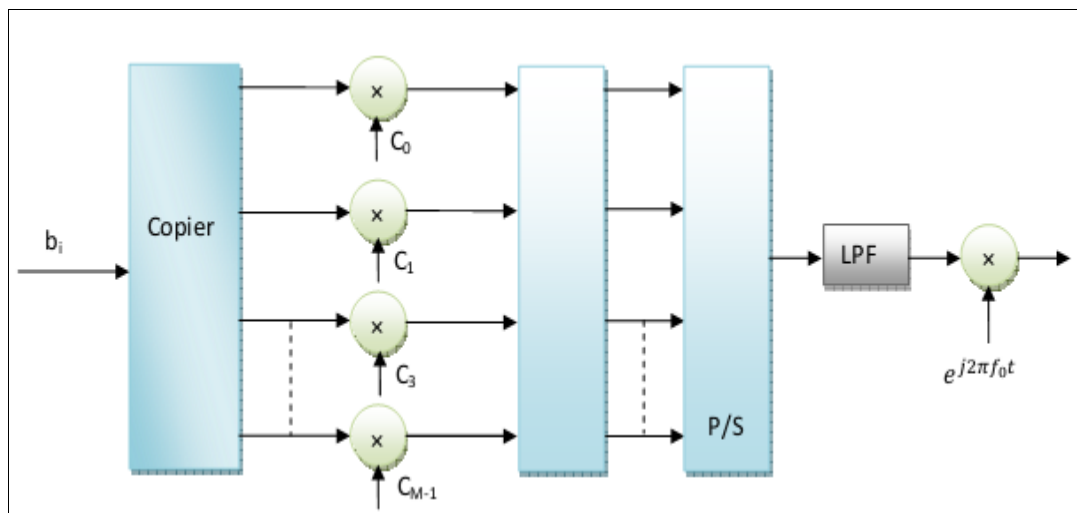


Figure IV. 1: Transmetteur MC-CDMA.

Dans la figure (IV. 2), on génère  $M$  copies du même bit d'entrée ' $b_i$ ' de l'utilisateur ' $j$ ', chaque copie  $b_i$ ,  $k$  est multiplié par un chip du code d'étalement  $c_k$  avec  $k = 0, \dots, M - 1$ , et l'IFFT est appliqué pour les  $M$  chips en parallèle. Il est nécessaire d'avoir autant de sous porteuses que de copies du symbole ( $M$  sous porteuses). Les valeurs à la sortie du block « IFFF » sont en parallèle et échantillonnés dans le temps.

Après la conversion parallèle-série, le filtrage passe-bas (LPF) est nécessaire pour avoir une forme continue du signal. Le signal ainsi obtenu est modulé par la fréquence principale  $f_0$  et transmis vers le récepteur. Le spectre fréquentiel du signal émis est un spectre OFDM avec un espace entre les sous-porteuses  $f_d = M/T$ .

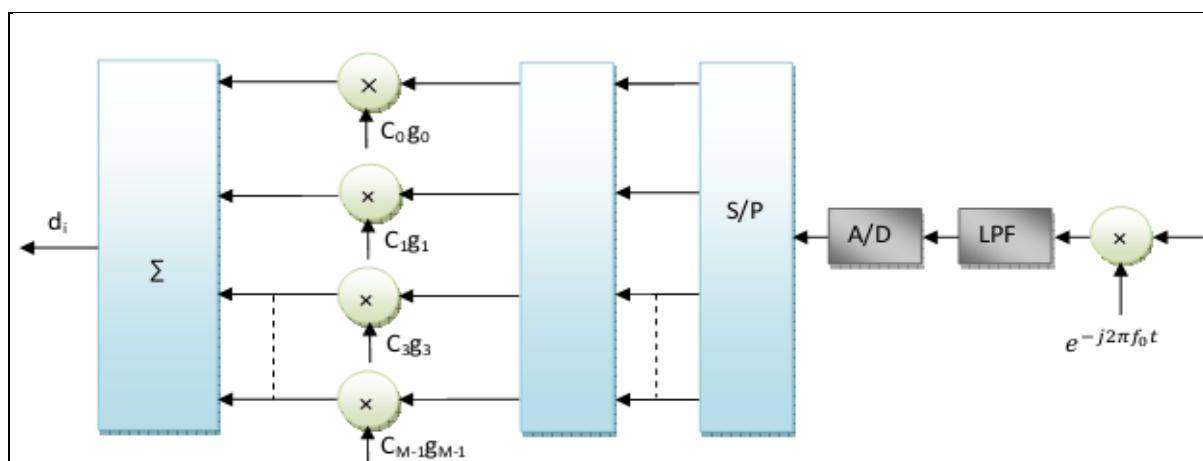


Figure IV. 3: Récepteur MC-CDMA.

Au niveau du récepteur montré dans la figure (IV. 4), pour chaque porteuse, le signal correspondant au chip  $c_k$  est récupéré à l'aide du block « FFT » après un échantillonnage à la fréquence  $M/T$ . Ensuite le chip récupéré est corrélé avec le code local de l'utilisateur 'j' dans le but de récupérer l'information originale  $b_i$ .

Le signal reçu au niveau du récepteur pour la sous-porteuse numéros k est sous la forme :

$$r_{k,i} = \sum_{j=0}^{j-1} H_k b_k^j c_k^j + n_{k,i} \quad (\text{IV. 4})$$

J : le nombre des utilisateurs.

$H_k$ : la réponse fréquentiel du canal pour la Kème sous-porteuse.

$n_{k,i}$ : les échantillonne du bruit.

Dans ce cas le récepteur MC-CDMA multiplie le signal  $r_{k,i}$  par les chips de la sequence d'étalement  $c_k$  ainsi que par le gain  $g_k$  qui est calculé à travers une estimation du canal de transmission[18].

#### IV. 4. Structure du signal :

Le signal de base MC-CDMA est générer par une concaténation série de la DS-CDMA classique et l'OFDM. Le modulateur MC-CDMA étalé les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel, Plus précisément, chaque chip de la séquence d'étalement directe d'un symbole d'information module une sous-porteuse différente.

Donc, avec MC-CDMA les chips d'étalement d'un symbole d'information sont transmis on parallèle sur différentes sousporteuses, en contraste avec la transmission série DS-CDMA. On note par  $K$  le nombre d'utilisateurs simultanément actifs dans un système MC-CDMA radio mobile[6].

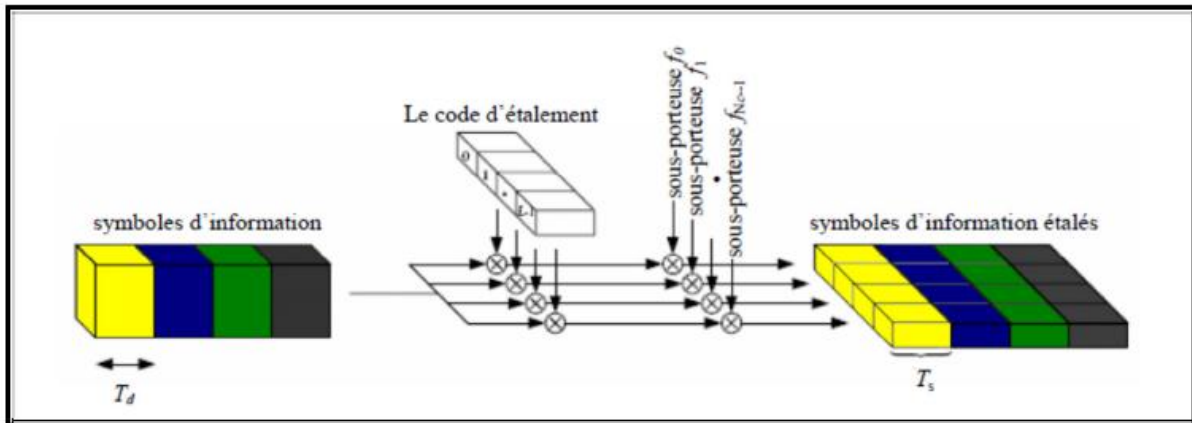


Figure IV. 3: La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur.

La figure (IV.5) montre l'étalement du spectre multi-porteuses d'un symbole d'information de valeur complexe  $d(k)$  associée à l'utilisateur  $k$ . Le débit des symboles d'information séries est  $1/T_d$ .

Dans l'émetteur, la valeur complexe d'un symbole d'information  $d^{(k)}$  est multipliée par le code spécifique à l'utilisateur  $k$ , qui est donnée par :

$$\mathbf{c}^{(k)} = (C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{L-1}^{(k)})^T \quad (IV.5)$$

Ou:  $L$  et les  $C_l^{(k)}$  sont la longueur et les chips du code d'étalement.

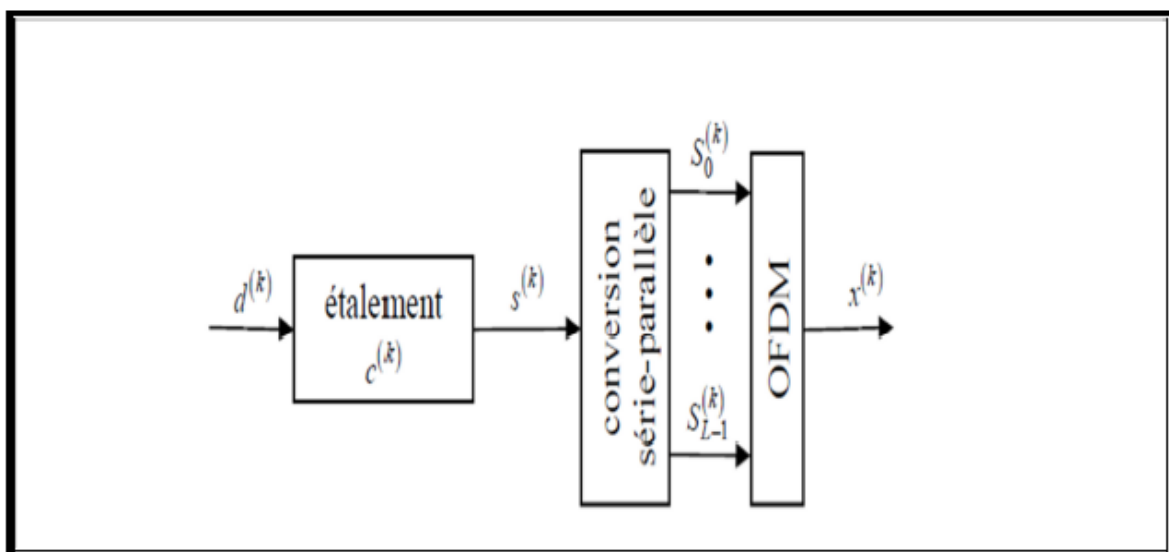


Figure IV. 6 : Transmission multi-porteuse avec étalement.

Le débit des chips d'un code d'étalement série  $C^{(k)}$  avant la conversion série-parallèle est donnée par :

$$\frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_d} \quad (\text{IV. 6})$$

La séquence des valeurs complexes obtenues après étalement est donnée par le vecteur :

$$\mathbf{s}^{(k)} = \mathbf{d}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)} = (S_0^{(k)}, S_1^{(k)}, \dots, S_{L-1}^{(k)})^T \quad (\text{IV. 7})$$

Le signal multi-porteuses avec étalement de spectre est obtenu après modulation parallèle des composantes  $S_l^{(k)}, l = 0, \dots, L - 1$ , sur  $L$  sous-porteuse. Dans le cas où le nombre des sous porteuses  $N_c$  d'un symbole OFDM est égale à la longueur du code d'étalement  $L$ , la durée d'un symbole OFDM avec l'inclusion de l'intervalle de garde est :

$$T'_s = T_g + LT_c \quad (\text{IV. 8})$$

Dans ce cas un seul symbole d'information est transmis par utilisateur. Pour mieux comprendre la combinaison entre la modulation multi-porteuses et la technique d'accès multiple CDMA, nous analysons dans le paragraphe suivant le signal MC-CDMA dans la voie descendante.

#### IV.4.1 .Signal de la voie descendante (Downlink Signal) :

Dans la voie descendante, et pour des raisons d'efficacité de calcul, les signaux des  $K$  utilisateurs sont sommés avant l'opération OFDM, comme il est décrit à la figure (IV. 7). La superposition des  $k$  séquences  $S^{(k)}$  résulte dans la séquence :

$$\mathbf{S} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{s}^{(k)} = (\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \dots, \mathbf{S}_{L-1})^T \quad (\text{IV. 9})$$

Une représentation équivalente pour  $\mathbf{s}$  à la voie descendante est :

$$\mathbf{s} = \mathbf{C} \mathbf{d} \quad (\text{IV. 10})$$

Où :

$$\mathbf{d} = (\mathbf{d}^{(0)}, \mathbf{d}^{(1)}, \dots, \mathbf{d}^{(K-1)})^T \quad (\text{IV. 11})$$

est le vecteur correspondant aux symboles de données des  $K$  utilisateurs actifs, et  $\mathbf{C}$  est la matrice d'étalement donnée par :

$$\mathbf{C} = (\mathbf{c}^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)}, \dots, \mathbf{c}^{(K-1)}) = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \dots & c_{0,K-1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & \dots & c_{1,K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1,0} & c_{L-1,1} & \dots & c_{L-1,K-1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 12})$$

Le signal MC-CDMA de la voie descendante est obtenu après traitement de la séquences dans le bloc OFDM. Par supposition que l'intervalle de garde est assez long pour absorber tous les échos, le vecteur reçu de la séquence transmise  $\mathbf{s}$ , après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, est donnée par :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (\text{IV. 13})$$

Ou  $\mathbf{H}$  : est la matrice du canal de dimension  $L \times L$ , et  $\mathbf{n}$  est le vecteur de bruit de longueur  $L$ .

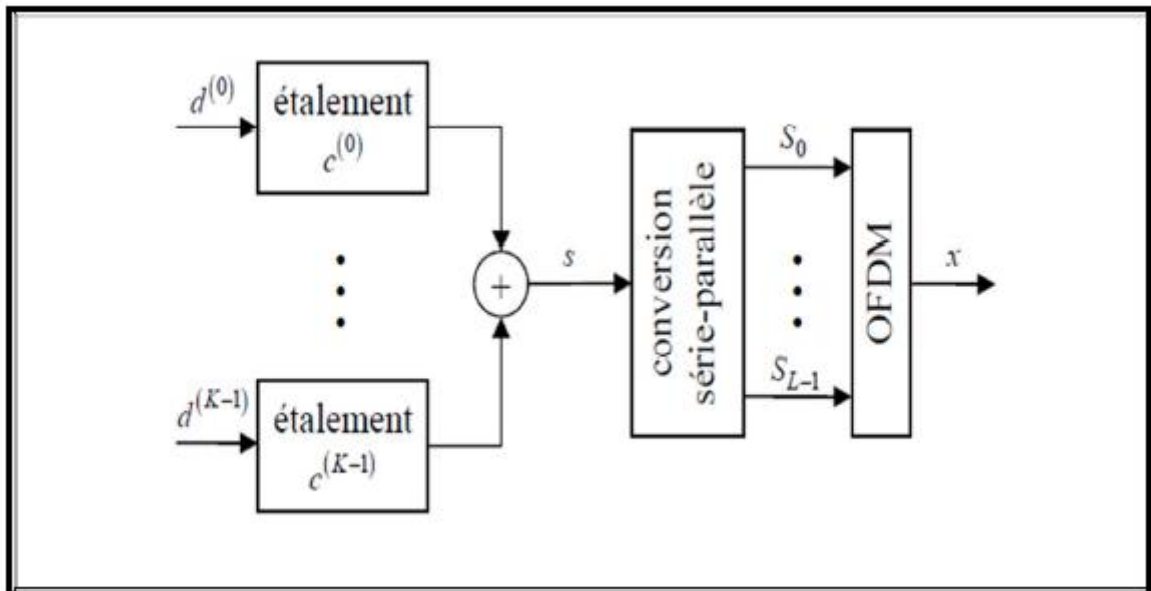


Figure IV. 8: Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.

Le vecteur reçu  $\mathbf{r}$  peut être exprime par :

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n} = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (\text{IV. 14})$$



où  $\mathbf{r}$  désigne un vecteur constitué des valeurs reçues sur chaque sous-porteuse :

$\mathbf{A}$  est la matrice du système donnée par :

$$\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{C} \quad (\text{IV. 15})$$

La matrice  $\mathbf{H}$  représente la matrice des coefficients complexes du canal de taille  $N_c * N_c$  .car la taille de l'IFFT,  $N_c = L$  dans ce cas. Les hypothèses précédemment formulées sur le bon dimensionnement du système permettent de considérer cette matrice comme diagonale :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 16})$$

Le vecteur  $\mathbf{r}$  alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation de la donnée transmise.

En réception, la structure des détecteurs étudiés repose sur l'utilisation d'un étage d'égalisation, suivi des opérations de dés étalement selon la séquence de l'utilisateur considéré, et enfin la démodulation binaire.

La structure de signal MC-CDMA de la voie montante est étudiée dans le paragraphe suivant.

#### VI.4 .2.Signal de la voie montante (Uplink Signal) :

Dans la voie montante, le signal MC-CDMA est obtenu directement après traitement de la séquence  $\mathbf{S}^k$  associée à l'utilisateur  $k$ , dans le bloc OFDM. A la réception et après inverse OFDM et de-entrelacement fréquentiel, le signal reçu de la séquence transmise  $\mathbf{S}^k$  est donnée par [6] :

$$\mathbf{r} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \mathbf{n} = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad (\text{IV. 17})$$

Ou  $H^{(k)}$  contient les coefficients des sous canaux associés à l'utilisateur  $k$ . Le vecteur  $\mathbf{r}$  alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation des données transmises.

Dans la voie montante la matrice du système est donnée par :

$$\mathbf{A} = (\mathbf{a}^{(0)}, \mathbf{a}^{(1)}, \dots, \mathbf{a}^{(K-1)}) \quad (\text{IV. 18})$$

Qui contient  $K$  vecteurs spécifiques à chaque utilisateur :

$$\mathbf{a}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)} = (H_{0,0}^{(k)} C_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)} C_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)} C_{L-1}^{(k)}) \quad (\text{IV. 19})$$

#### **IV. 5 .Les codes d'étalement considérés :**

##### **IV.5 .1.Techniques d'étalement :**

Les techniques d'étalement dans les systèmes MC-CDMA diffèrent dans la sélection du code d'étalement et le type d'étalement. Aussi bien, qu'il existe différents codes d'étalement. On a plusieurs stratégies pour les mapper dans la direction du temps ou de fréquence, avec un système MC-CDMA[6].

##### **IV.5.2. Codes d'étalement :**

Il existe une variété de codes d'étalement qui peuvent être classés par respect aux différents critères: orthogonalité, propriétés de corrélation, la complexité d'implémentation et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-To-Average Power Ratio *PAPR*). Dans la voie descendante, les codes d'étalement orthogonaux sont avantageux, puisque comparés aux codes non orthogonaux, ils réduisent les interférences dues aux accès multiples.

Cependant, dans les voies montantes l'orthogonalité entre les codes d'étalement est perdue à cause de différentes distorsions des codes individuels. Donc une simple séquence PN peut être choisie.

Dans le cas où une pré-égalisation est appliquée dans la voie montante, on peut obtenir une orthogonalité au niveau de l'antenne de réception, dans ce cas les codes orthogonaux peuvent être avantageux. Les codes d'étalement appliqués dans les systèmes MC-CDMA sont :

- Les codes de Walsh-Hadamard.
- Les codes d'étalement pseudo aléatoire.
- Les codes de Fourier.
- Les codes de Gold.
- Les codes de Golay.
- Les codes de Zadoff-Chu .

Néanmoins nous nous intéressons ici que par les deux premiers[6].

#### ❖ Codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont simples à générer récursivement en utilisant la matrice de Hadamard . Ils correspondent aux lignes ou aux colonnes orthogonales de la matrice  $(L * L)$  construite récursivement de la manière suivante :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix} , \quad \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad (\text{IV. 20})$$

Le nombre maximum des codes d'étalement orthogonaux est  $L$ , et il détermine le nombre maximal d'utilisateurs  $K$ . Ces codes orthogonaux sont généralement proposés pour les applications synchrones des systèmes MC-CDMA en raison de la facilité de leur génération.

#### ❖ Codes d'étalement pseudo aléatoire (Pseudo Noise PN) :

La propriété de la séquence PN est d'apparaître à la réception comme un bruit, si la construction de la séquence n'est pas connue. Les codes PN sont générés par utilisation des registres à décalage de longueur  $m$  avec réaction linéaire. La séquence a une longueur :  $n = 2^m - 1$  Bits, et dans chaque  $n$  bits on a  $2^{m-1}$  un et  $2^{m-1} - 1$  zéros[29].

### IV. 6 .Le PAPR et le facteur de crête dans la MC CDMA

Nous savons que le signal MC CDMA est un signal OFDM dont l'opération de l'IFFT à l'émetteur est appliquée sur les chips du code d'étalement de l'utilisateur  $k$  et non pas sur les symboles de données de cet utilisateur. A la réception on aura donc l'opération inverse, soit une FFT pour récupérer les chips du code et par suite les symboles de l'utilisateur  $k$ .

Donc les techniques utilisées pour diminuer le PAPR dans l'OFDM sont les mêmes appliquées pour le signal MC-CDMA. L'utilisation des techniques multi-porteuses est une solution adaptée pour la transmission de signaux sur des canaux présentant des trajets multiples. Cependant, l'amplitude du signal MC-CDMA, constitué de la somme de  $N_c$  sinusoides, présente de fortes fluctuations.

Le Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) permet d'estimer le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal généré. L'amplitude des fluctuations peut également être évaluée par le facteur de crête (CF) défini par :

$$CF(S_j(t)) = \sqrt{PAPR(S_j(t))} = \sqrt{\frac{\text{Puis. crête}(S_j(t))}{\text{Puis. moyenne}(S_j(t))}} \quad (\text{IV. 21})$$

La diffusion d'un signal dans une station de base exemple, nécessite la mise en œuvre d'amplificateurs de puissance offrant un gain constant pour une certaine gamme de valeurs du signal d'entrée. Ainsi, la caractéristique d'un amplificateur présente un point de compression séparant la zone linéaire, où le signal de sortie est la copie de l'entrée, de la zone non linéaire où le signal de sortie subit des distorsions en amplitude et en phase.

En pratique, on cherche pour un amplificateur donné, à émettre un signal avec une puissance de sortie maximale sans que celui-ci ne subisse des distorsions se traduisant par une augmentation de l'inter modulation conduisant à une dégradation des performances du système.

Plusieurs solutions pour remédier à ce problème existent. On peut notamment citer les techniques de filtrage, de sélection de séquences à faible facteur de crête ou encore de codage. Pratiquement, dans le cas d'un signal à porteuses multiples ayant une grande dynamique, on utilise un certain « back-off » ou recul par rapport au point de compression de l'amplificateur, ce qui bien sûr diminue la puissance du signal émis.

#### IV.7. Calcul du PAPR En voie montante :

Dans le cas d'une liaison montante, chaque utilisateur émet son signal via son propre amplificateur. Les facteurs de crête des séquences d'étalement, donnés par l'expression(IV. 20), doivent donc être comparés individuellement :

$$CF(S_j(t)) \leq \sqrt{\frac{\max|\Gamma_j(f)|}{(L/2)^{1/2}}} \quad (IV. 22)$$

où  $\Gamma_j(f)$  désigne la transformée de Fourier inverse de la séquence d'étalement  $C_j(t)$  .

De plus, deux scénarios quant à la synchronisation ou non de la voie montante sont possibles:

- \* La première approche consiste à synchroniser l'émission par les terminaux des différents signaux MC-CDMA en utilisant les signaux reçus en voie descendante. Dans ce cas, les émissions des terminaux étant effectués de façon quasi synchrone, les codes utilisés sont orthogonaux.

- \* La deuxième approche repose sur une émission asynchrone des différents signaux en voie montante. L'utilisation de codes offrant une inter-corrélation minimale pour tous les décalages doit alors être privilégiée[29].

#### IV. 8. Conclusion :

Au cours de ce chapitre, Nous avons présenté quelques généralités sur la technique de la modulation avancée MC-CDMA, qui est l'association du système multiaccès CDMA et de la modulation multi-porteuse OFDM. Elle est la base des systèmes de quatrième génération (4G).

Nous avons vu dans notre étude que le MC CDMA est un signal purement OFDM de ce fait, il a l'avantage aussi de combattre les effets du canal multi-trajet et l'inconvénient sur le signal de sortie d'un amplificateur radiofréquence connu sous le nom du PAPR, qu'il faut diminuer.

Dans le chapitre suivant nous allons faire des simulations de la technique OFDM multiutilisateurs basé sur la CDMA, sur les performances de l'ampli radiofréquence de puissance.

### V.1 .Introduction :

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de nos simulations, Nous proposons dans le cadre de cette simulation, en utilisant le langage Matlab par ordre de priorité. Dans ce chapitre, on commence tout d'abord par la simulation de la technique OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de  $BER=f(SNR)$ .

On s'intéresse par la suite à la simulation de l'effet de l'amplificateur radiofréquence de puissance sur la modulation OFDM et l'influence de l'écrêtage sur un PAPR d'un signal OFDM.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on va passer à la simulation de la technique multi-accès multi porteuses MC-CDMA (CDMA+OFDM) dans un canal AWGN et Rayleigh avec les calculs des performances en terme de  $BER=f(SNR)$ . Nous finalisons notre travail par une étude sur le PAPR d'un système MC-CDMA.

Les points suivants seront pris en considération :

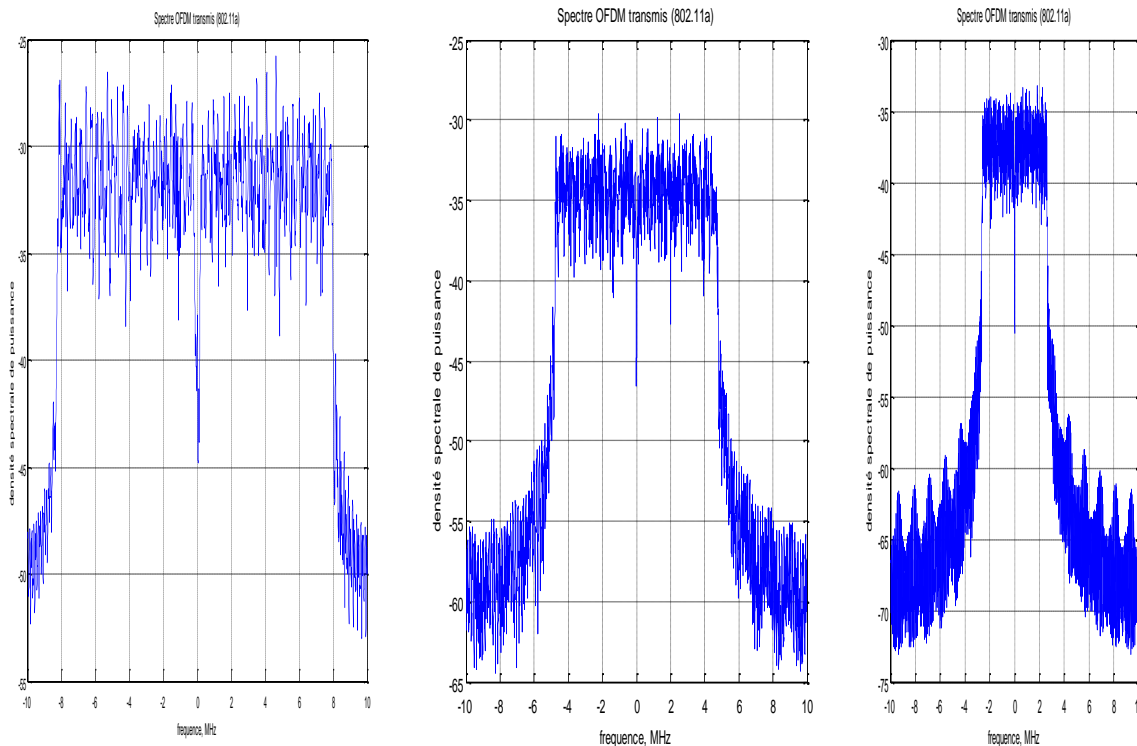
- Les techniques multi-porteuses sont très robustes au bruit blanc gaussien puisque chaque porteuse est affectée par un bruit indépendant du reste des porteuses, c'est pourquoi une perte d'un symbole due à un bruit n'affecte pas les autres symboles du signal OFDM. Permet de rendre un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence.
- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec le multiplexage fréquentiel, du fait que les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- L'OFDM présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation, puisque on a besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur. Ceci est possible dans le cas où les différents éléments du système OFDM sont correctement sélectionnés, soient le grand nombre des porteuses orthogonales, l'intervalle de garde, l'entrelacement et les caractéristiques du canal.
- L'OFDM est très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence et de synchronisation. Les erreurs de synchronisation peuvent engendrer un déphasage sur les symboles reçus et le décalage en fréquence de l'interférence entre porteuses, ce qui peut détruire l'orthogonalité entre des porteuses du signal OFDM

**V.2. Simulation de la technique de modulation OFDM dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de BER=f(SNR) :**

**V.2.1. Spectre OFDM :**

Sachant que la technique OFDM consiste à moduler chaque symbole par une sous porteuse pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , son spectre de fréquence est un sinus cardinal qui s'annule tous les multiples de  $\frac{1}{T_s}$ . L'espace entre deux fréquences adjacentes étant de  $1/T_s$  pour garantir la condition d'orthogonalité. La figure montre le spectre du signal OFDM résultant, obtenu par la somme de toutes les sous porteuses. Dans la figure, nous présentons la répartition spectrale des différentes sous porteuses ainsi que l'orthogonalité fréquentielle.

Afin de visualiser le spectre fréquentiel de la modulation multiporteuses orthogonales OFDM, nous avons changé les valeurs de plusieurs paramètres. Nous pouvons citer par exemple : la taille de FFT (64,128 ,256 ...), le nombre des bits (2500,5000 ,7500... ), le nombre des bits par symbole (52,60,66....) .A chaque fois, Nous avons essayé d'augmenter ces valeurs. Ce système utilise une modulation Bpsk.



**Figure V.1: Spectre OFDM transmis.**

Les trois figures précédentes représentent le spectre fréquentielle OFDM. Généralement, un spectre est affiché entre  $-f_s/2$  et  $f_s/2$ , dans ce cas il est affiché entre -10 et 10 MHz. À première vue, on peut clairement observer la présence d'une valeur nulle au centre du spectre du signal OFDM.

Le trou au début sera déplacé vers le centre car dans ce type d'illustration le spectre sera symétrique par rapport à l'axe de fréquence de 0.

Les sous-porteuses qui ne portent pas d'informations et qui ont été au milieu, seront déplacées vers les deux extrémités du spectre, on peut constater aussi que l'espace entre chaque sous-porteuse lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, permet d'annuler le spectre de toutes les autres.

Donc, la condition d'orthogonalité est préservée. Cette condition d'orthogonalité qui permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et d'éviter les interférences entre eux. On remarque aussi que la bande de fréquence du spectre est démunie à chaque fois, lorsque on augmente la taille de FFT et même le nombre des bits et que le spectre du signal OFDM est la somme des sous-porteuses comme il est démontré dans la figure (v.1). On remarque aussi qu'il ya une diminution de la densité spectrale de puissance en fonction de la fréquence (MHz).

### V.2 .2. Le Taux d'erreur binaire en fonction de SNR pour la BPSK :

Afin de calculer le Taux d'erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour la BPSK, en utilisant la modulation OFDM pour un canal AWGN et Rayleigh. Nous avons fixé les paramètres d'entrée comme le nombre de symbole, la taille de FFT, le nombre de bits par symbole,  $E_b/N_0$  (SNR), et nous avons essayé de modifier et augmenter le nombre de sous porteuses. Les résultats seront présentés dans les figures suivantes :



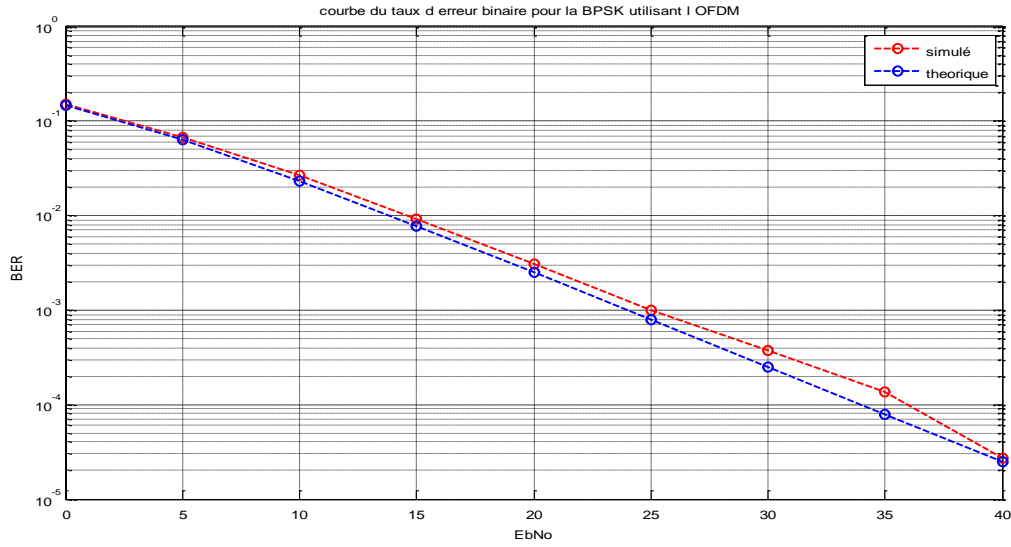


Figure V.2 : Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh,  $N=64$ .

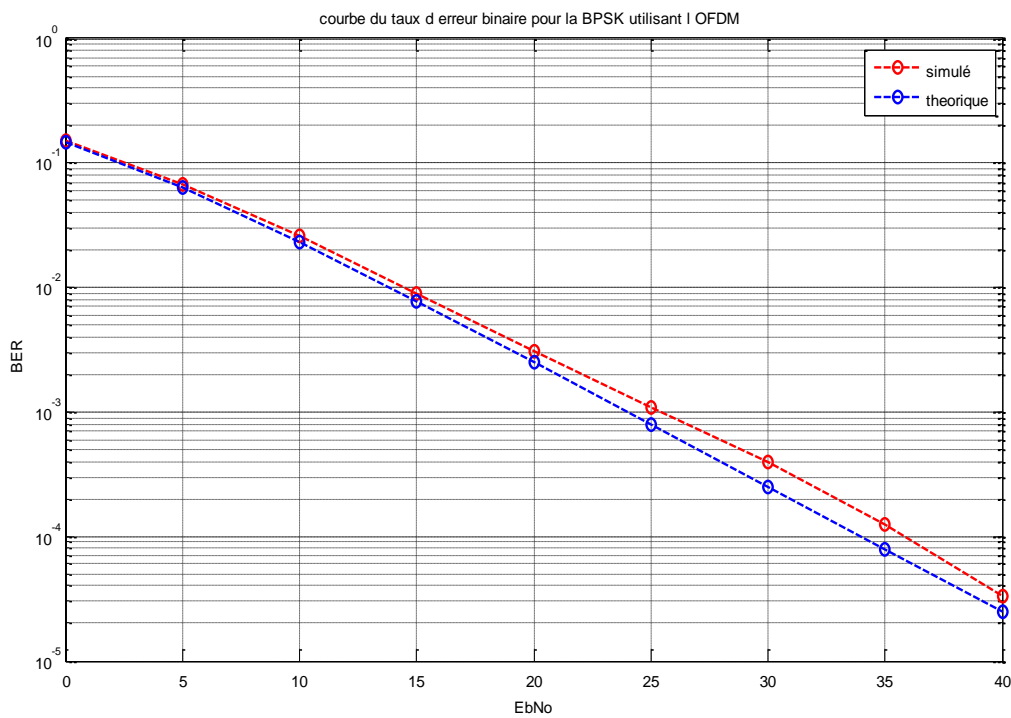
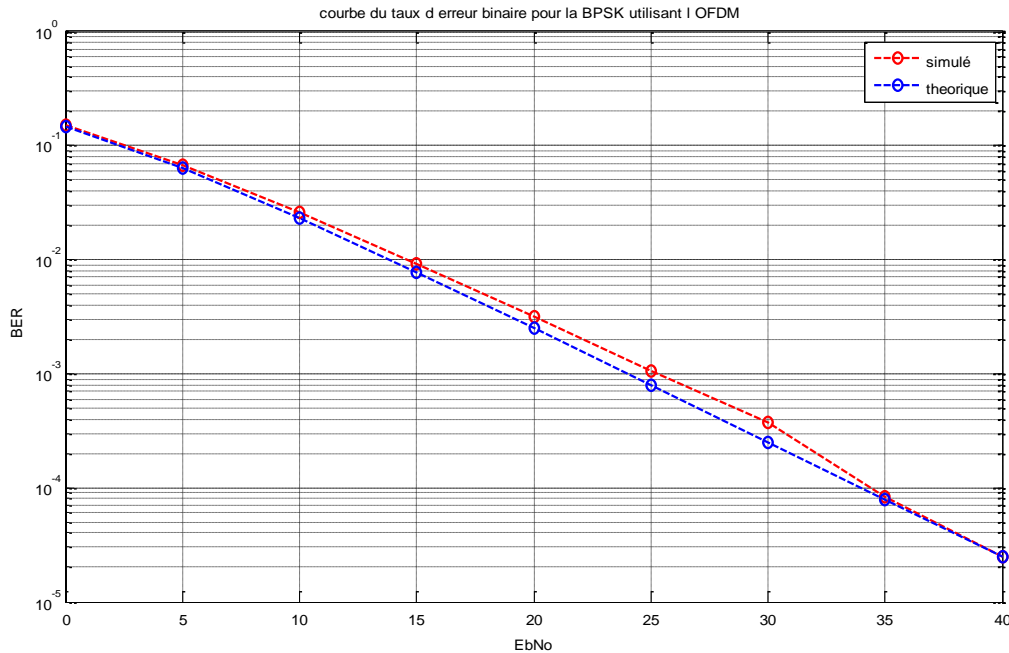


Figure V.3: Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh,  $N=256$ .



**Figure V.4 :** Probabilité d'erreur pour les deux canaux AWGN et Rayleigh,  $N=1024$ .

Les figures (V.4) ci-dessus présentent la comparaison entre les deux cas : théorique et simulation de TEB en fonction  $E_b/N_0$  (SNR) avec  $N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et  $E_b$  l'énergie moyenne par bit du signal modulé. Le signal dans un canal de Rayleigh est affecté par les évanouissements en plus du bruit blanc gaussien pour les faibles SNR ce qui nous donne un BER élevé et il diminue progressivement pour des SNR croissants. Les deux courbes sont confondues pour une valeur de  $E_b/N_0$  égale 5 dB pour  $N=64$ ,  $N=256$ ,  $N=1024$ . On peut constater aussi que le TEB simulé est toujours supérieure au TEB théorique pour un  $SNR \geq 5dB$ .

### V.3. Simulation de l'effet de l'ampli radiofréquence de puissance sur la modulation OFDM :

#### V.3.1. L'effet de l'ampli radiofréquence sur l'OFDM avec les canaux AWGN et Rayleigh :

Cette étude nous permet de savoir l'effet de l'ampli radiofréquence sur l'OFDM avec les canaux AWGN et Rayleigh pour une modulation de type QAM (4-QAM, 16-QAM, 32-QAM). Il est important de s'avoir que le nombre de sous porteuse utilisées dans cette simulation est de 64, 128, 512 par ordre, nous pouvons les remarquer sur les spectres ci-dessous.

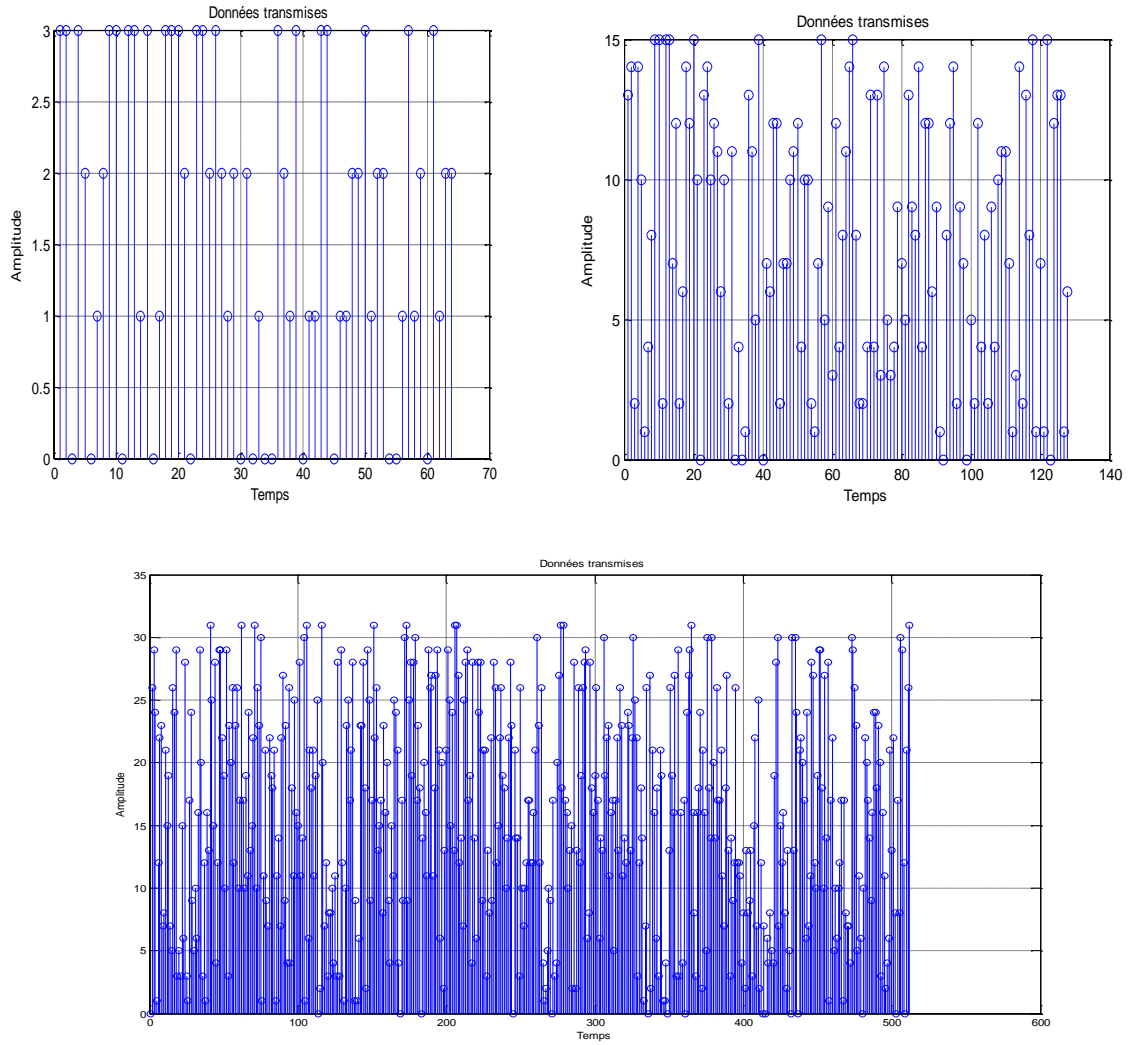


Figure V.5: Train de symbole décimales :  $N=64$  ,  $128$  ,  $512$ .

Nous réalisons une modulation 4-QAM ,16-QAM ,32-QAM aux données provenant de la source binaire. Nous obtenons le résultat suivant :

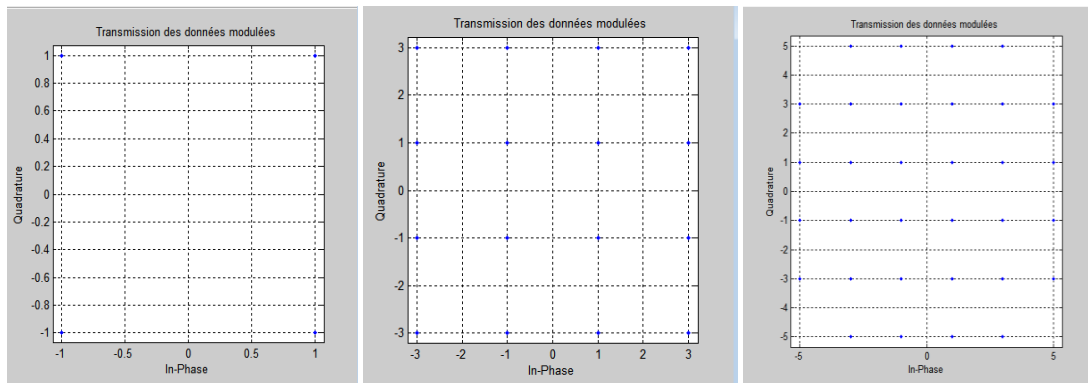
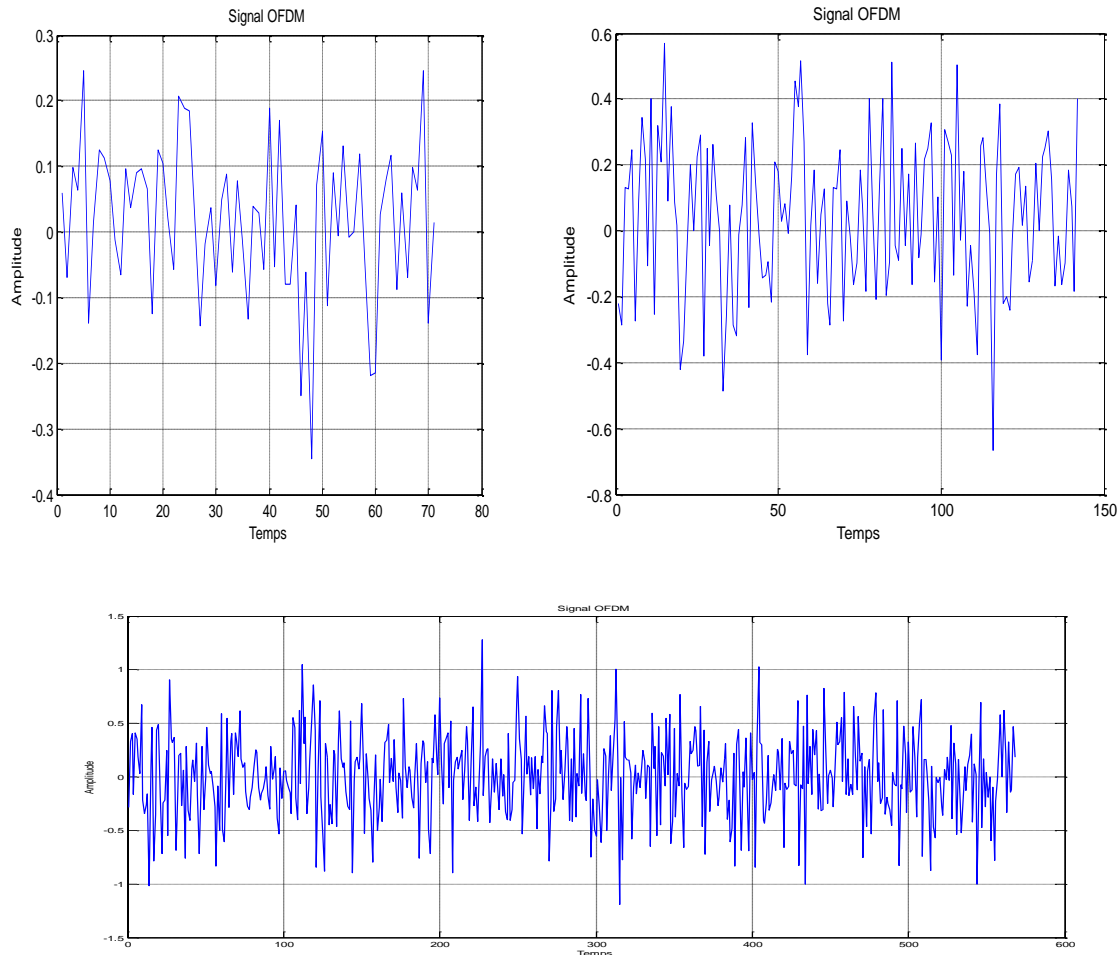


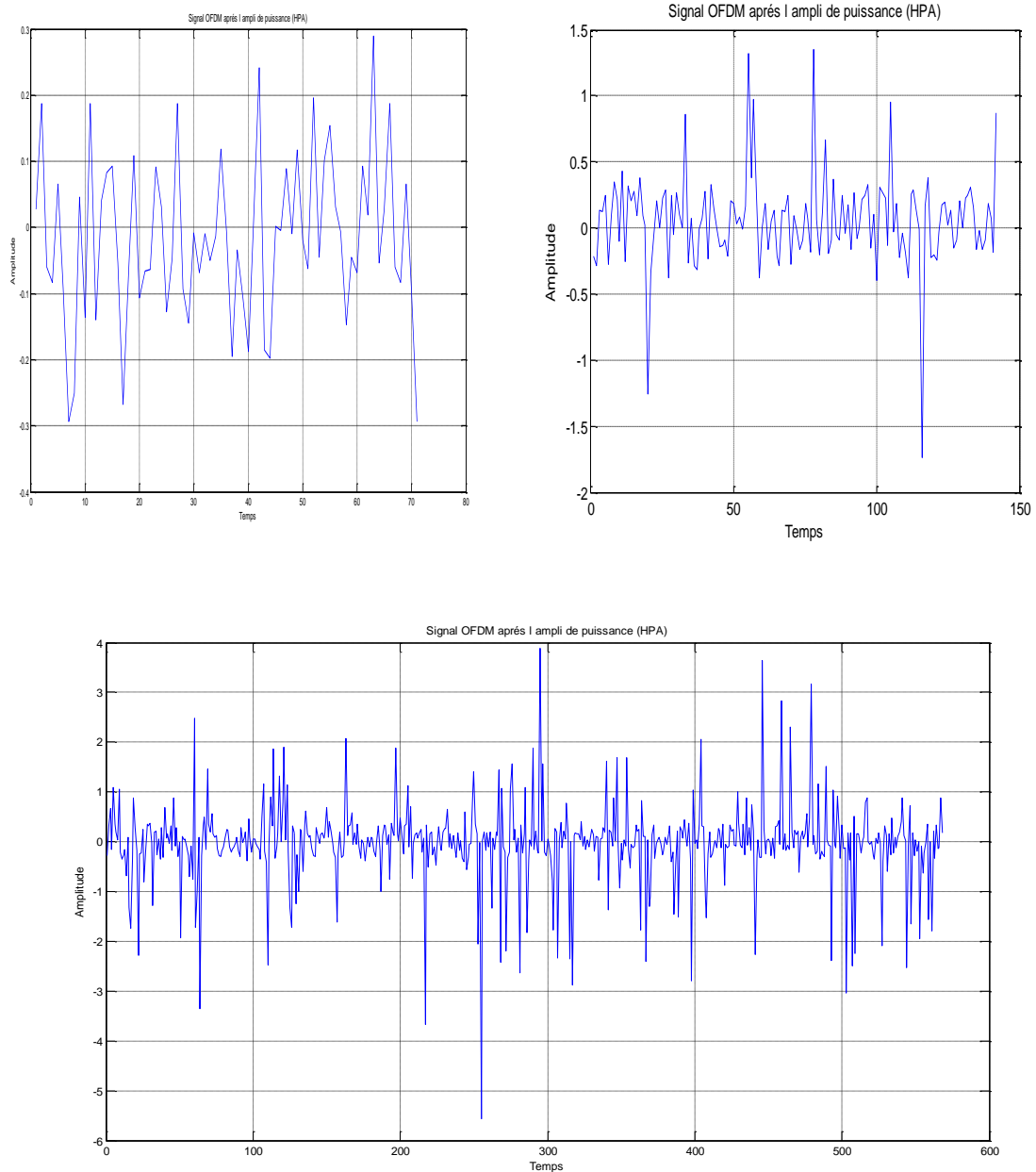
Figure V.6 : Transmission des données modulées.

La figure (V.6) présente une constellation pour une modulation 4-QAM ,16-QAM ,32-QAM en émission en présence d'un canal AWGN.



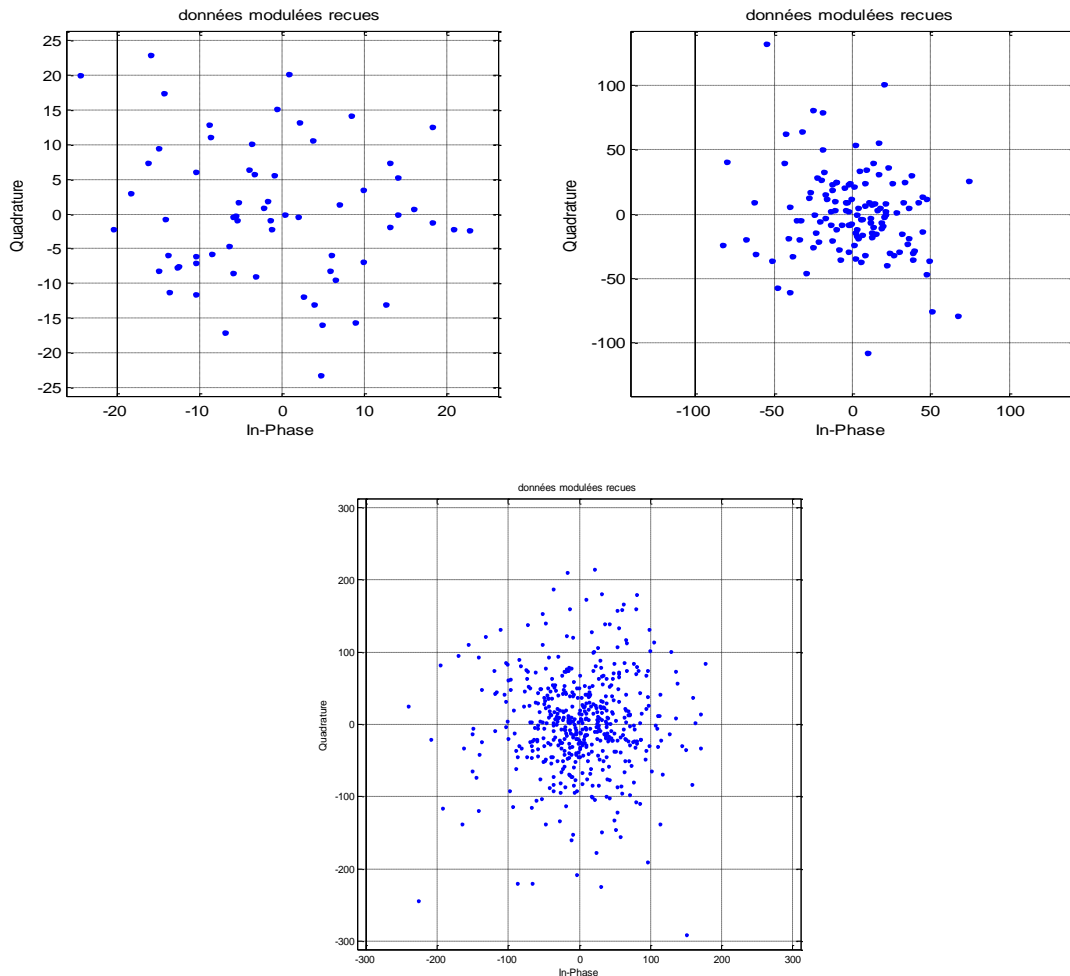
**Figure V.7:** Signal temporelle de l'OFDM pour les modulations 4-QAM ,16QAM,32-QAM.

Le signal OFDM peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier inverse (IFFT). Le fait de transmettre sur  $N$  porteuses orthogonales augmente bien évidemment la résistance de l'OFDM aux parasites, brouilleurs et nombre  $N$  est en pratique assez élevé (la norme de télévision numérique DVB par exemple permet d'utiliser jusqu'à 8192 porteuses). D'autre part la présence de l'intervalle de garde permet d'éviter les interférences entre symboles qui pourraient provoquer des pertes d'information dans notre exemple nous avons choisi une transmission à 256 fréquences porteuses.



**Figure V.8 :** Effet de l'amplification sur le signal OFDM pour une modulation de type 4-QAM ,16-QAM ,32-QAM.

La figure (V.8) présente l'effet de l'amplification sur le signal OFDM précédent (figure V.7) pour la modulation 4-QAM, tandis que pour les autres différentes modulations de 16-QAM, 32-QAM. Cet effet est démontré sur l'amplitude de ces signaux qui est diminuée par rapport à l'amplitude des signaux temporels de l'OFDM.



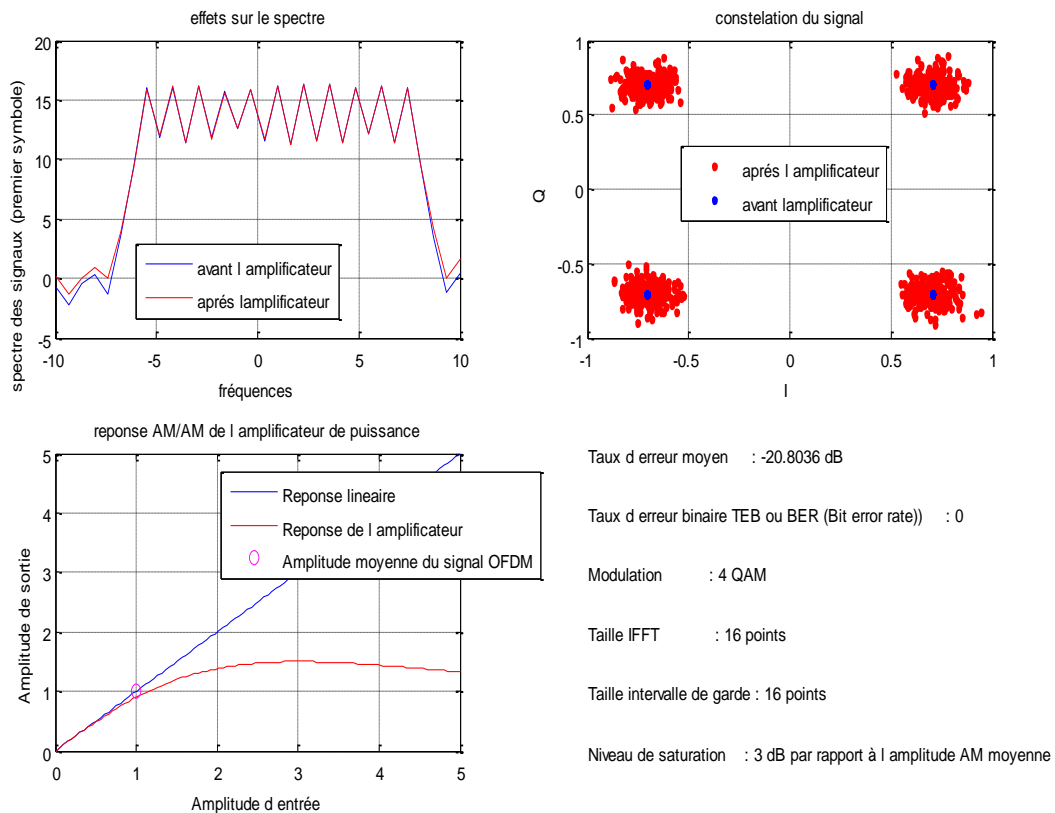
**Figure V.9:** données modulées reçues ,4-QAM ,16-QAM ,32-QAM.

La figure (V.9) représente une constellation pour une modulation 4-QAM ,16-QAM ,32-QAM ( $M=4$  ,  $M=16$ , $M=32$ ) en réception en présence d'un canal multi-trajet et un bruit AWGN . Puisque l'amplification agit sur le signal, il a un effet direct sur la constellation comme nous le montre la figure. On remarque que les point dans la constellation ne sont plus fixe dans une coordonnées spécifique mais dans un intervalle. Cela arrive car le bruit ajouté déforme le signal.

### V.3.2. L'effet de l'ampli radio fréquence de puissance sur la modulation OFDM dans un canal idéal :

Cette étude nous permet de voir l'effet de l'amplificateur radio fréquence de puissance sur la modulation OFDM dans un canal idéal. C'est-à-dire sans le bruit AWGN et sans le canal multi-trajets ou Rayleigh. L'effet de l'amplificateur est très claire surtout sur la constellation du signal, le spectre de signal OFDM, réponse AM /AM de l'amplificateur de puissances, en utilisant différentes modulation 4-QAM, 64-QAM et 256-QAM et une bande

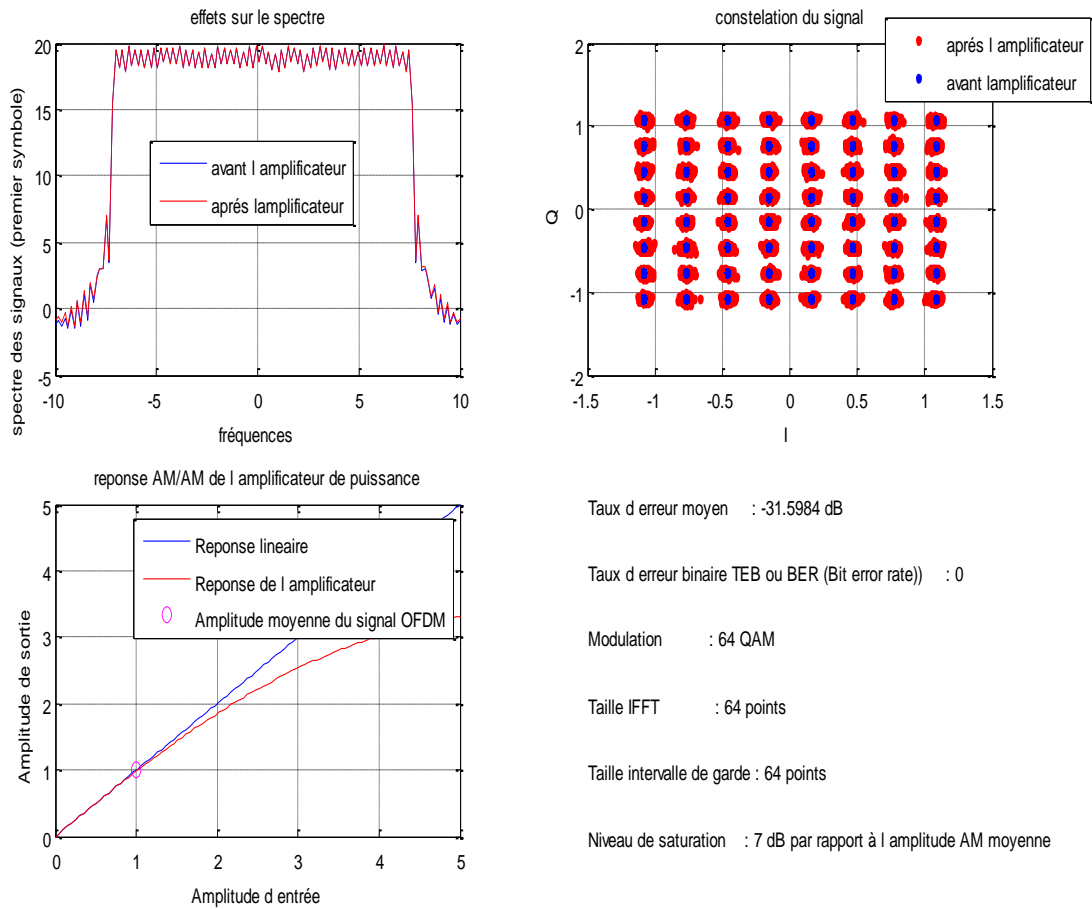
de fréquence de 20MHz. Pour obtenir un bon résultat, on va varier plusieurs paramètres comme la taille de IFFT, l'intervalle de garde, niveau de saturation de l'amplificateur.



**Figure V.10 :** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 4-QAM.

Nous remarquons également un effet direct sur la constellation car les points de la constellation sont sous forme des pics bleus avant l'ajout d'amplificateur et sous formes des taches rouges après avec un taux d'erreur binaire moyenne de - 20 ,8036 dB et un BER égale 0, avec un niveau de saturation de 3 dB par rapport à l'amplitude moyenne.

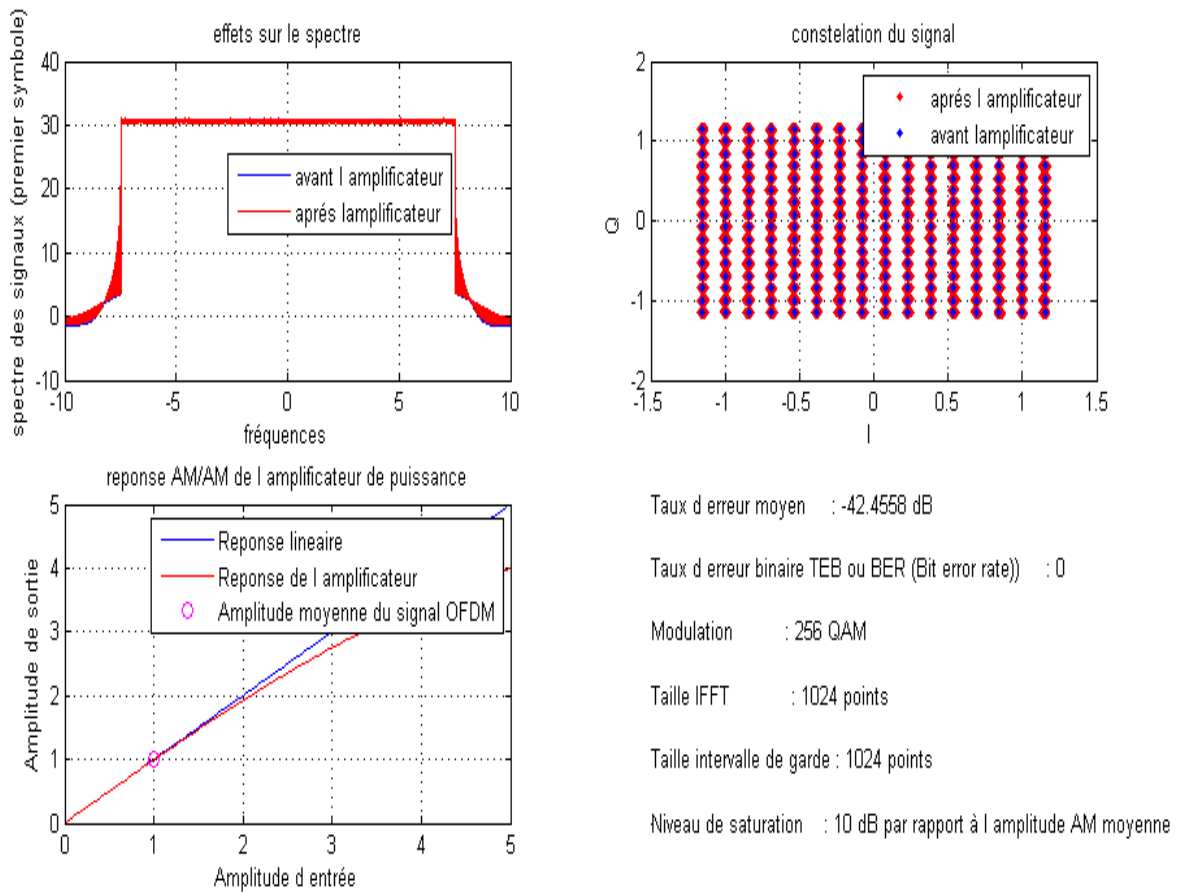
Nous observons aussi que l'amplificateur a un effet sur le spectre parce qu'il y'a une différence entre le spectre du signal OFDM avant et après l'amplificateur. Ainsi que la réponse linéaire possède une pente très importante par contre une faible pente pour la réponse de l'amplificateur et que l'amplitude moyenne du signal OFDM égale 1. Cette valeur est constante pour tous les autres cas.



**Figure V.11:** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 64-QAM.

Pour 64-QAM nous remarquons toujours le même effet de l'amplificateur sur la constellation mais dans ce cas l'ensemble des pics bleus et les taches rouges formant un rectangle avec une diminution du taux d'erreur binaire moyenne de -31,5984 dB et une augmentation au niveau de l'amplitude de spectre du signal OFDM, il est environ de 18 dB . En outre, une amélioration de la pente de la réponse de l'amplificateur.

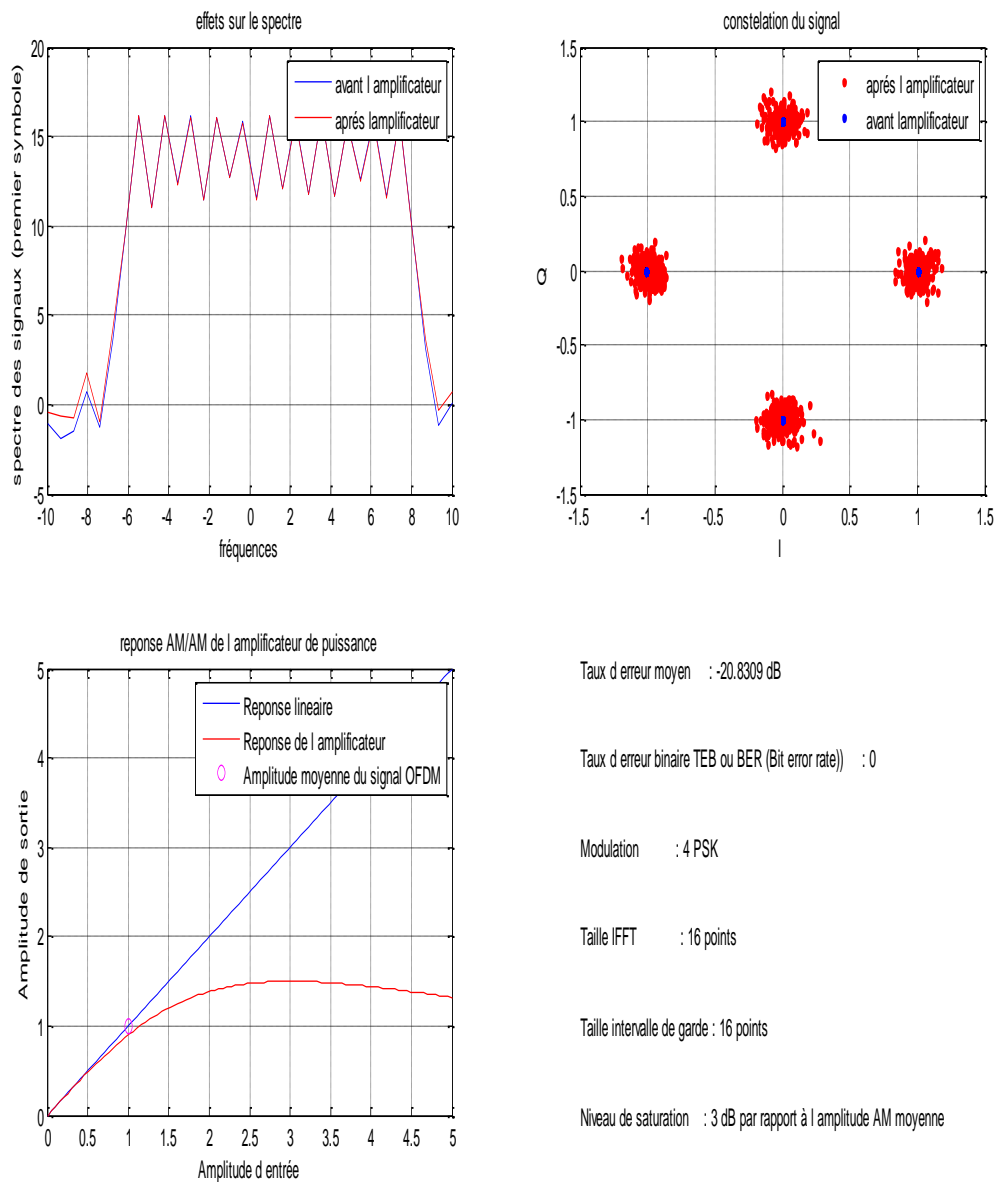




**Figure V.12 :** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 256-QAM.

La modulation 256-QAM nous montre une influence très forte de l'amplificateur radio fréquence de puissance sur la modulation OFDM. Cette fois les pics bleus et les taches rouges prennent une forme d'un rectangle plus grand par rapport au résultat précédent et une très petite valeur de taux d'erreur moyenne -42.4558 dB d'un côté, et une augmentation d'amplitude de spectre OFDM jusqu'à une valeur maximale de 30 dB et une amélioration de la pente de la réponse de l'amplitude.

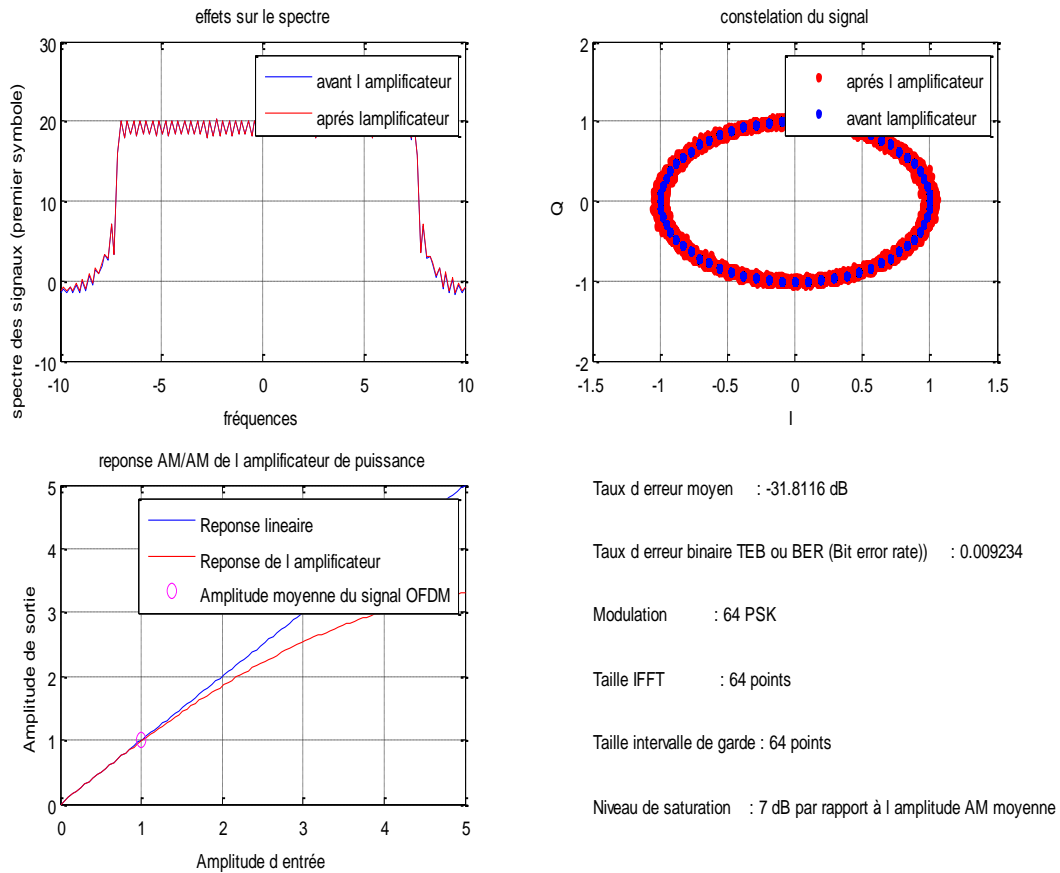
Maintenant, on va répéter les mêmes étapes précédentes. Mais cette fois, on va appliquer une modulation du type QPSK.



**Figure V.13 :** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 4-PSK.

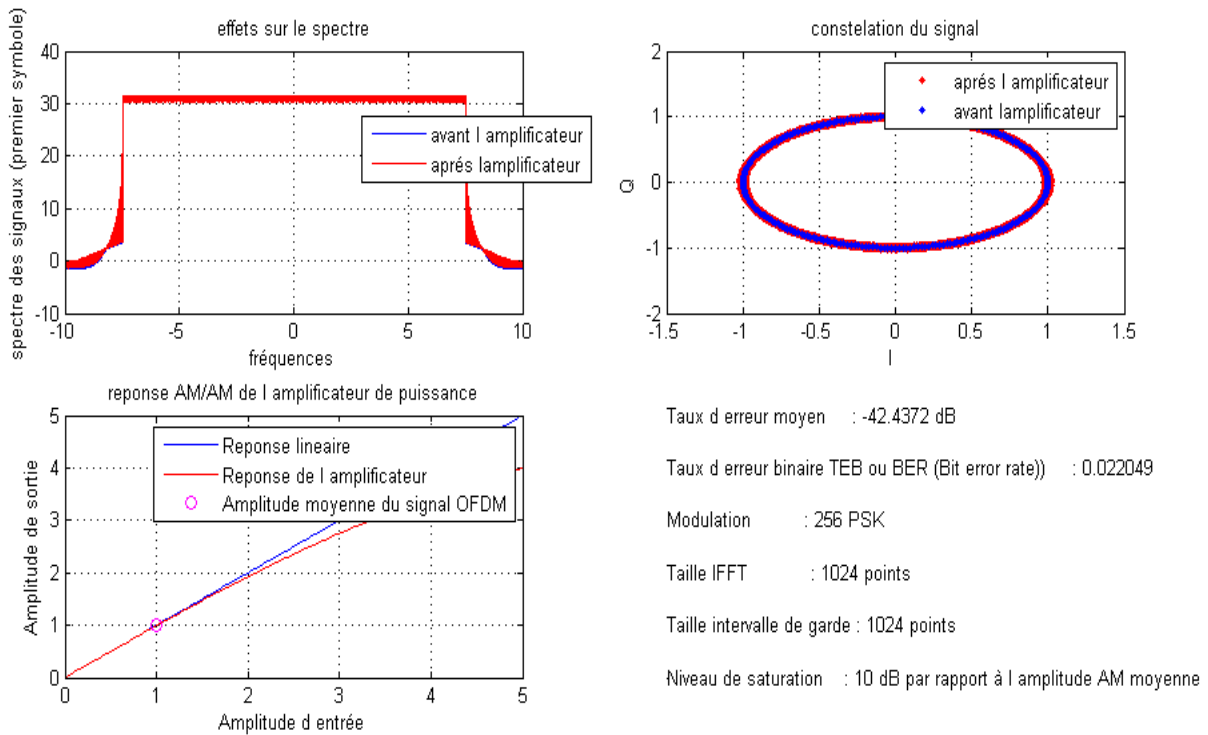
Pour la modulation 4-PSK, nous remarquons également le même effet de l'amplificateur avec la modulation de 4-QAM sur la constellation, car les points sont toujours sous forme de pics bleus avant l'ajout d'amplificateur et sous forme de taches rouges après et avec un petit taux d'erreur binaire moyenne de -20,8309 dB par rapport au premier résultat de 4-QAM et un BER égal 0, avec un niveau de saturation de 3 dB par rapport à l'amplitude moyenne.

Nous observons aussi que l'amplificateur a un effet aussi sur le spectre, l'amplitude du spectre à cette modulation est : 16dB. Ainsi que la réponse linéaire possède une pente très importante



**Figure V.14:** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l'amplificateur de puissance pour une modulation 64-PSK

Pour la modulation 64-PSK, nous remarquons toujours l'effet de l'amplificateur sur la constellation mais dans ce cas les pics bleus et les taches rouges prennent une forme d'un anneau avec une diminution du taux d'erreur binaire moyenne de -31,8116 dB et un BER de 0.009234, sans oublier l'augmentation au niveau de l'amplitude du spectre du signal OFDM, il est environ de 20 dB. En outre, une amélioration de la pente de la réponse de l'amplificateur.



**Figure V.15 :** Effet sur le spectre, Constellation du signal, Réponse AM /AM de l’amplificateur de puissance pour une modulation 256-PSK.

La modulation 256-QAM nous montre une influence très forte de l’amplificateur radio fréquence de puissance sur la modulation OFDM. Cette fois les pics bleus et les taches rouges prennent une forme de deux anneaux l’un dans l’autre et une très petite valeur de taux d’erreur moyenne  $-42,4372$  dB et un BER de  $0,022049$  d’un côté, et une augmentation d’amplitude de spectre OFDM jusqu’à une valeur maximale de  $30$  dB et une amélioration de la pente de la réponse de l’amplitude d’un autre côté.

Nous concluons bien à partir de cette comparaison que l’amplificateur et le type de la modulation influent légèrement sur le signal OFDM, et que la modulation QPSK nous permet de minimiser le taux d’erreur binaire moyenne par rapport à la modulation QAM, par contre une augmentation de BER qui est restée constante pendant toutes les simulations précédentes (4-QAM, 64-QAM, 256-QAM).

#### V.4. Simulation du technique multi-accès multi-porteuses MC CDMA (CDMA+OFDM) dans un canal AWGN et Rayleigh avec calcul des performances en termes de BER=f(SNR) :

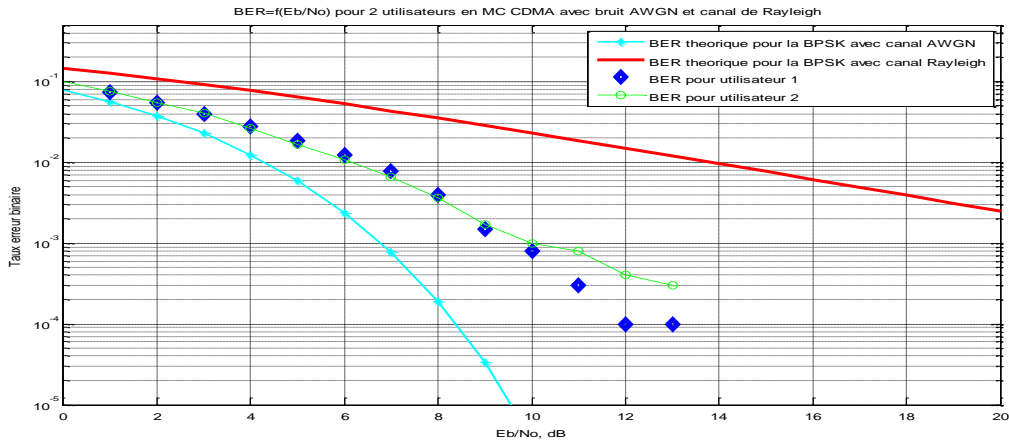
##### V.4.1. Taux d'erreur binaire pour un système MC-CDMA :

La technologie MC-CDMA est basée sur la combinaison entre les modulations à porteuses multiples et la technique CDMA. En général on peut dire que le CDMA offre une robustesse supérieure à l'OFDM d'un côté. D'un autre côté, la MC CDMA permet un débit supérieur au CDMA et permet une plus grande flexibilité et ne demande pas de contrôler de puissance. Le système CDMA doit éviter que certains utilisateurs n'émettent avec une puissance plus élevée que nécessaire afin d'éviter d'augmenter inutilement l'interférence entre utilisateurs.

La MC-CDMA ajoute une orthogonalité entre les différents utilisateurs afin de pouvoir les séparer. Du fait de l'orthogonalité entre les différents utilisateurs nous n'aurons pas besoin d'un récepteur multi-capteurs. Alors nous utilisons la MC-CDMA pour lutter contre les bruits Gaussien, les évanouissements dus à la propagation du signal, les trajets multiples et les interférences inter- symboles et inter- utilisateurs.

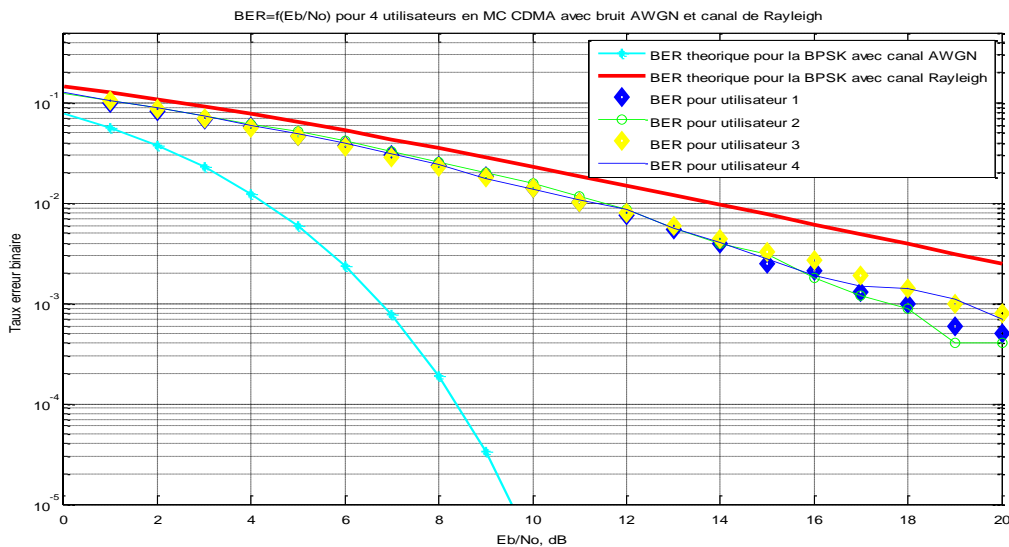
A fin de s'avoir l'influence de la sous porteuse sur le taux d'erreur binaire de chaque utilisateur en MC-CDMA avec bruit AWGN et le canal Rayleigh, On va varier le nombre de sous-porteuses. On prend par exemple les valeurs suivantes : 16, 32 pour 2 utilisateurs, 4 utilisateurs, 8 utilisateurs avec  $10^4$  bits d'information pour chaque utilisateurs.

Les bits de chaque utilisateur sont d'abord étalés en utilisant une séquence d'Hadamard. Ces bits étalés sont regroupés suivant une constellation pour former différentes symboles, et les différents symboles sont alors envoyés sur les différentes sous-porteuses d'une modulation OFDM.



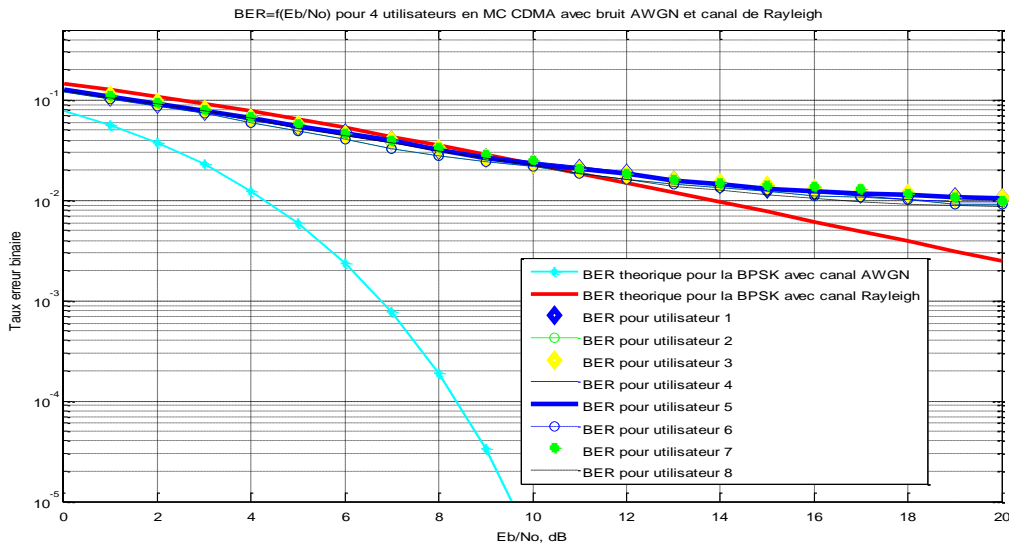
**Figure V.16:** Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 2 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 16 sous-porteuses.

La figure montre le Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 2 utilisateurs en MC-CDMA. Pour  $E_b/N_0$  égale 0 dB, nous surveillons un max de taux d’erreur binaire théorique pour la BPSK avec un canal AWGN et même pour le canal de Rayleigh, il est environ de  $10^{-1}$ . Après cette valeur, la diminution de BER pour la BPSK pour ces deux types de canaux devient très importante jusqu’à une valeur minimale de 0 qui correspond à une valeur de  $E_b/N_0$  égale 9.5 dB et pour le BER de la BPSK avec le canal de Rayleigh une valeur de  $10^{-3}$  pour un de  $E_b/N_0$  égale 20 dB. On constate aussi une diminution de BER pour les deux utilisateurs .



**Figure V.17:** Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 4 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 16 sous-porteuses.

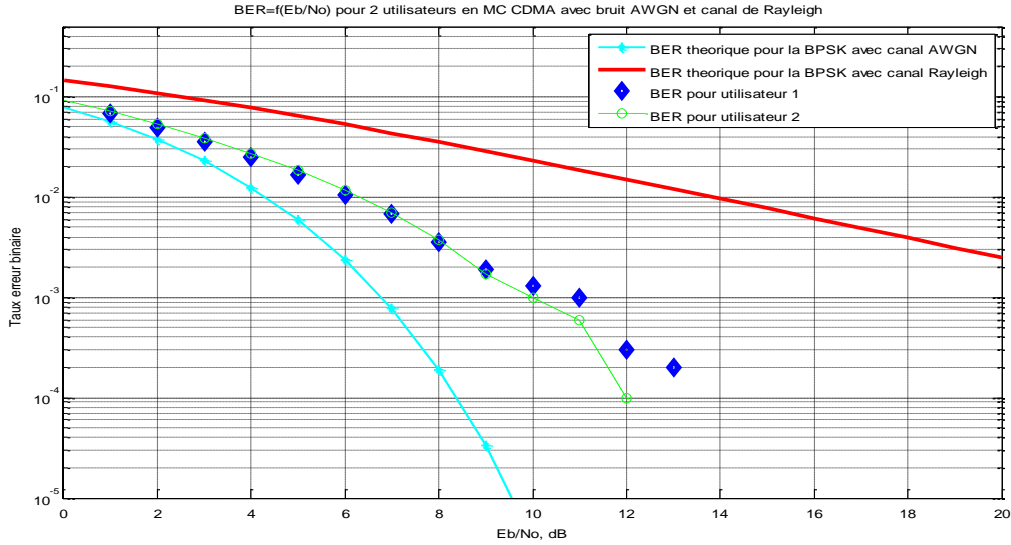
Nous remarquons qu'il y'a pas un changement entre le BER théorique pour la BPSK pour les canaux canal Rayleigh et AWGN pour 2 et 4 utilisateurs, et que le taux d'erreur binaire pour les 4 utilisateurs diminue simultanément avec l'augmentation de  $E_b/N_0$  mais lentement par rapport à au BER pour 2 utilisateurs.



**Figure V.18:** Taux d'erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 8 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 16 sous-porteuses.

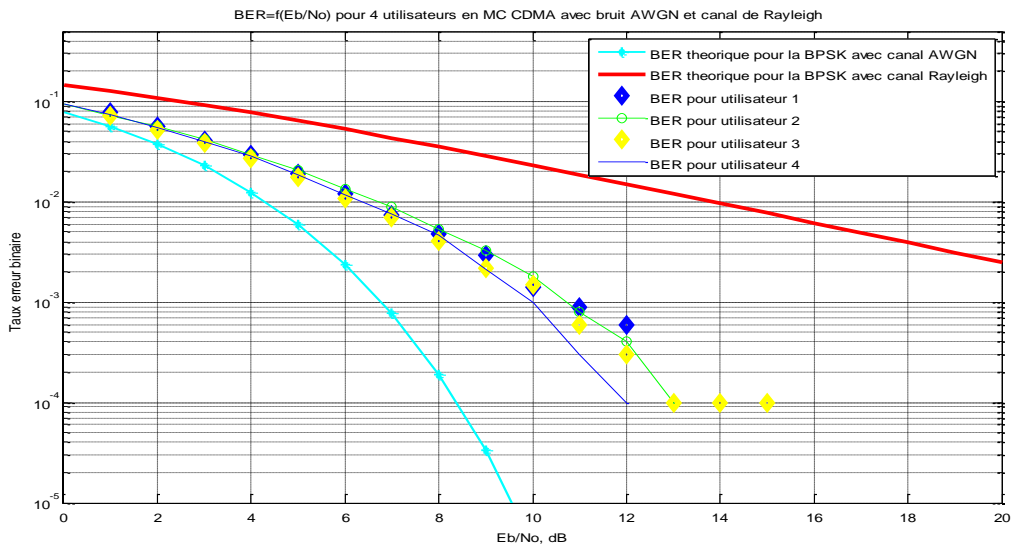
Pour les 2, 4, 8 nous ne remarquons aucun changement sur le taux d'erreur binaire théorique pour la BPSK pour les deux canaux AWGN et Rayleigh. Mais à chaque fois le Taux d'erreur binaire diminue très lentement lorsque le nombre d'utilisateurs augmente.

Maintenant, en gardant les mêmes paramètres de la simulation précédente, le seul changement est le nombre des sous porteuse qui va prendre la valeur de 32 sous-porteuses.



**Figure V.19:** Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 2 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 32 sous-porteuses.

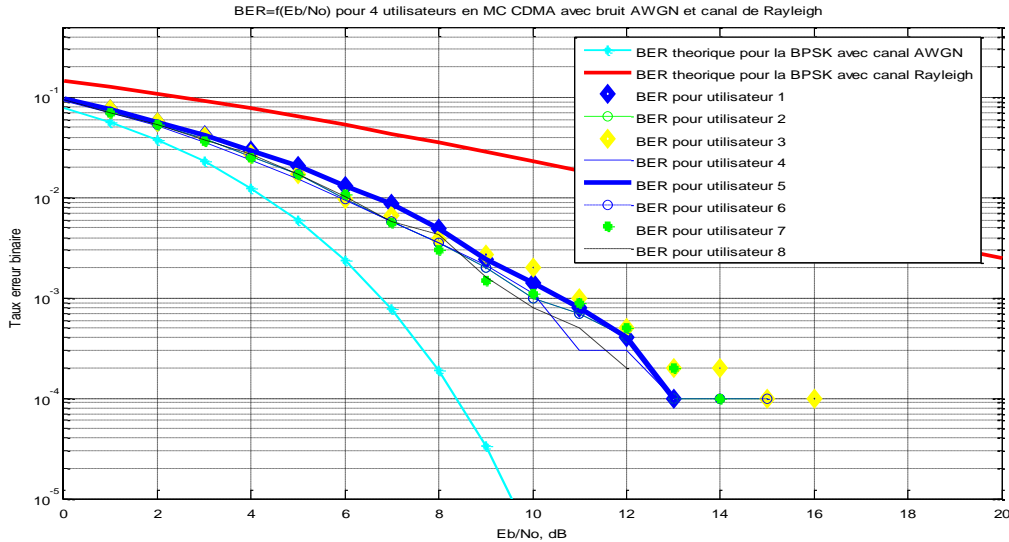
Même si on change le nombre des sous-porteuses de 16 à 32 sous porteuses, les courbes de taux d’erreur binaire pour les deux types des canaux. Nous regardons aussi que le taux pour les deux utilisateurs diminue en même temps a une valeur de  $10^{-4}$  comme le cas du premier utilisateur.



**Figure V.20:** Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 4 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 32 sous-porteuses.



Nous regardons aussi que le taux de chaque utilisateur diminue en même temps a une certaine valeur sauf le BER de le troisième (jaune) utilisateur qui diminue et reste constant à un taux de  $10^{-4}$  pour une quantité d'énergie bit entre un 14 et 16 dB.



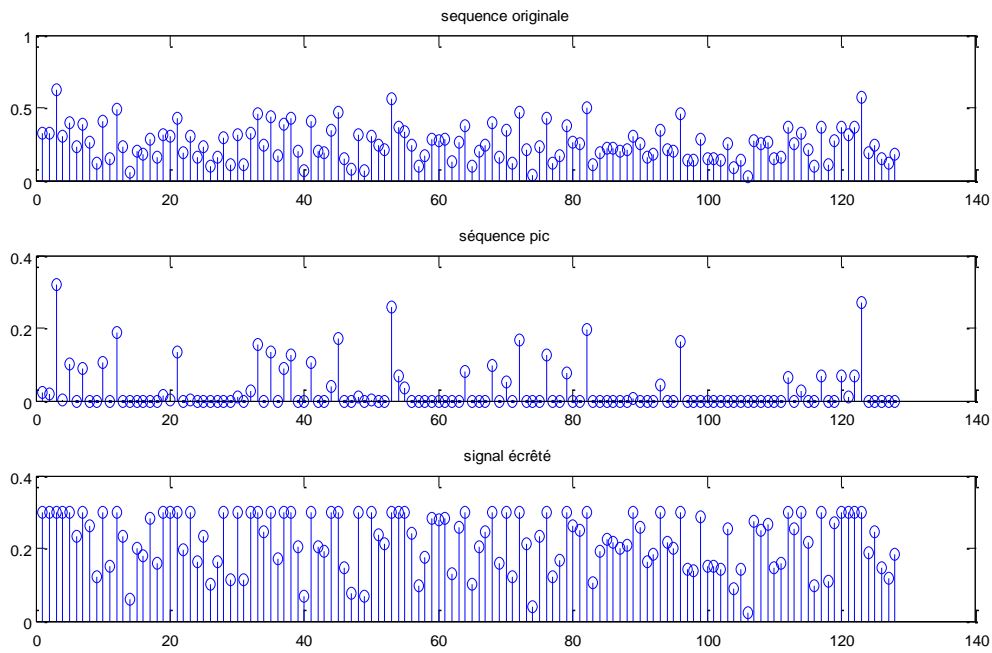
**Figure V.21:** Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  pour 8 utilisateurs en MC-CDMA avec bruit AWGN et un canal Rayleigh avec 32 sous-porteuses.

Les résultats obtenus ont montré que le nombre des sous-porteuses et le Taux d’erreur binaire en fonction de  $E_b/N_0$  en MC-CDMA sont liés directement comme le cas pour les 32 sous-porteuses qui donnent une meilleure performance et de bons résultats par rapport à un nombre de 16 sous-porteuses.

**V.4.2. La réduction de PAPR pour un signal OFDM :**

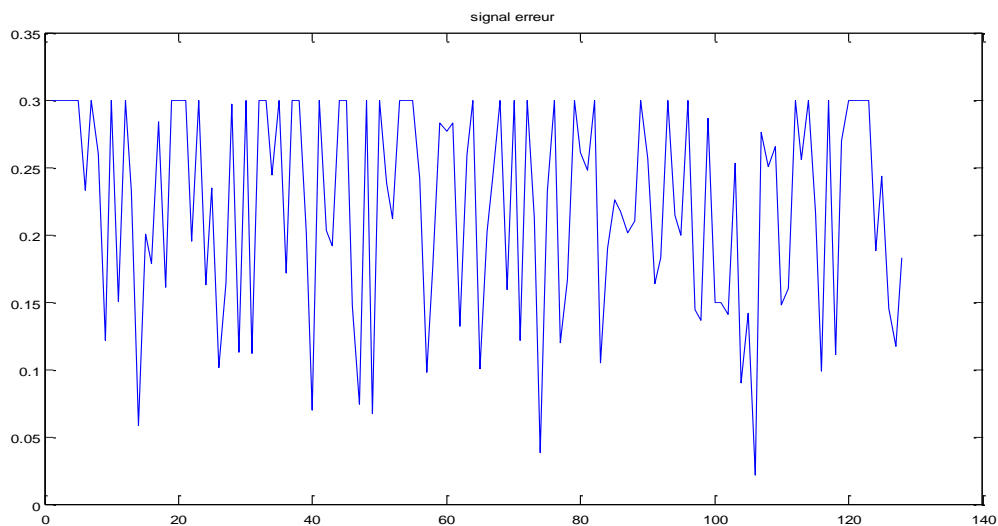
L’écritage est une technique qui a pour but la réduction du facteur de crête pour un système OFDM qui nous donne une idée sur le comportement du signal, plus précisément sur les pics d’amplitude et donc de puissance.

Afin de savoir l’effet de l’écritage et suivre la réduction du PAPR pour un signal OFDM, on va attribuer une séquence de pics pour une séquence ou un signal original qui a un PAPR de 14.6976 dB avec 128 sous-porteuses et une modulation de type 16-QAM.



**Figure V.22 :** Séquence originale, Séquence pic, Signal écrêté.

Après la simulation, on remarque une réduction phénoménale de PAPR du signal OFDM qui était au début 14.6976 dB vers une petite valeur de 4.9697 dB, tandis qu'un MMSE de 0.0059.



**Figure V.23 :** Le signal erreur.

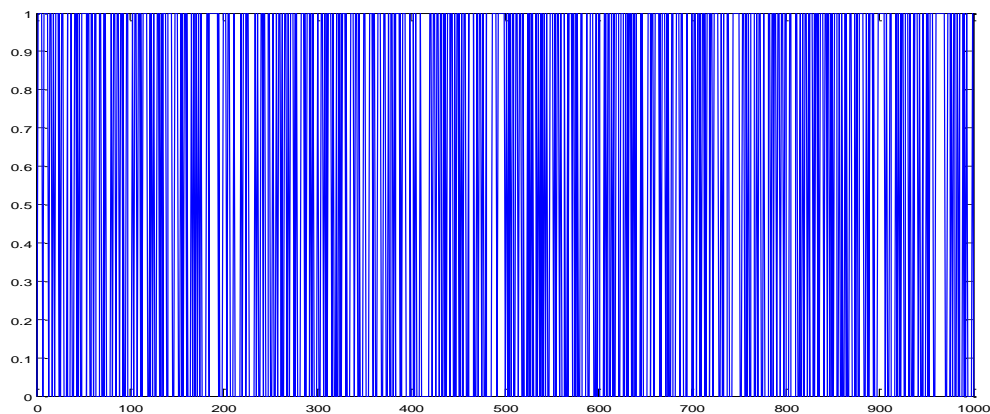
Cette figure montre le signal d'erreur issu après l'écrêtage d'un système OFDM à cause du récepteur qui ne peut pas reconstruire le signal original puisque l'opération d'écrêtage a éliminé des informations.

## V.Simulation de l'effet de l'amplificateur radiofréquence de puissance sur la modulation OFDM multiutilisateurs :

Le symbole OFDM est une variable aléatoire, par conséquent il en est de même pour le PAPR, il n'y a donc pas de valeur unique pour le PAPR qui peut être utilisée pour comparer différentes systèmes. En tant que tel, il faut considérer la notion de distribution du PAPR.

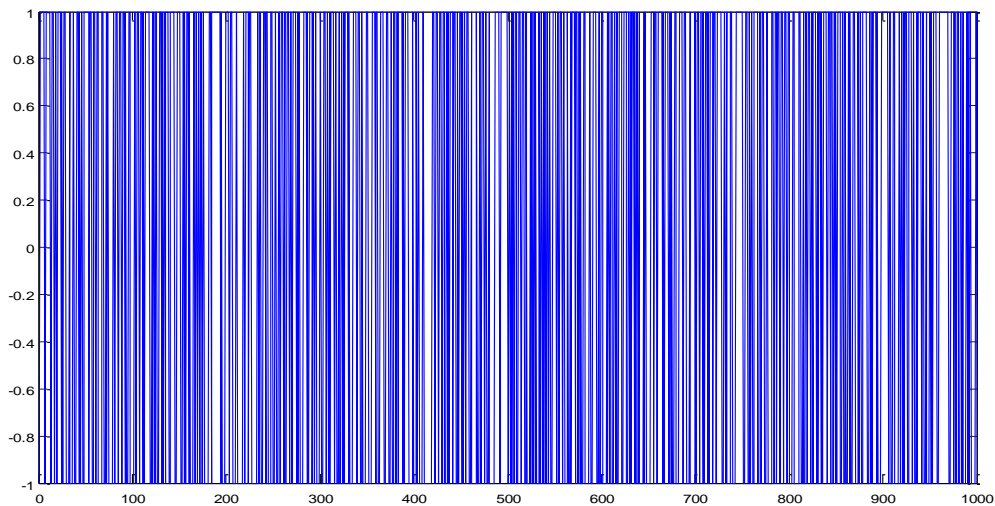
On utilise en général des méthodes numériques pour estimer le PAPR, la fonction de distribution communément utilisée est la CCDF « Complementary Cumulative Distribution Function » du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur  $PAPR_0$  :  $\Pr(PAPR > PAPR_0)$ , c'est la technique la plus répandue.

Dans cette partie on va essayer d'étudier le PAPR pour un système MC-CDMA. Dans ce cas la modulation utilisée est une modulation de type BPSK, les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard avec 16 sous porteuses, 512 symboles,  $10^3$  bits et un intervalle de garde de 4 pour chaque utilisateur. Tout d'abord on va commencer par la simulation de deux utilisateurs. En suite, la simulation de 4 et 8 utilisateurs, et pour chaque utilisateur on va attribuer un train binaire pour tous les utilisateurs.



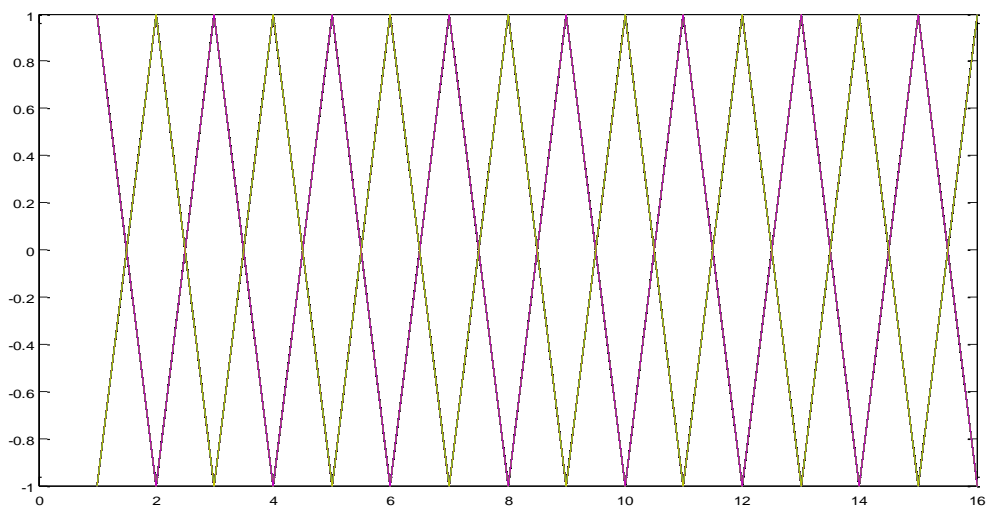
**Figure V.24 :** Train binaire du premier utilisateur.

La figure représente le train binaire pour le premier utilisateur, on peut remarquer que le nombre des bits est  $10^3$ . Tous les trains binaires des utilisateurs ont la même allure.



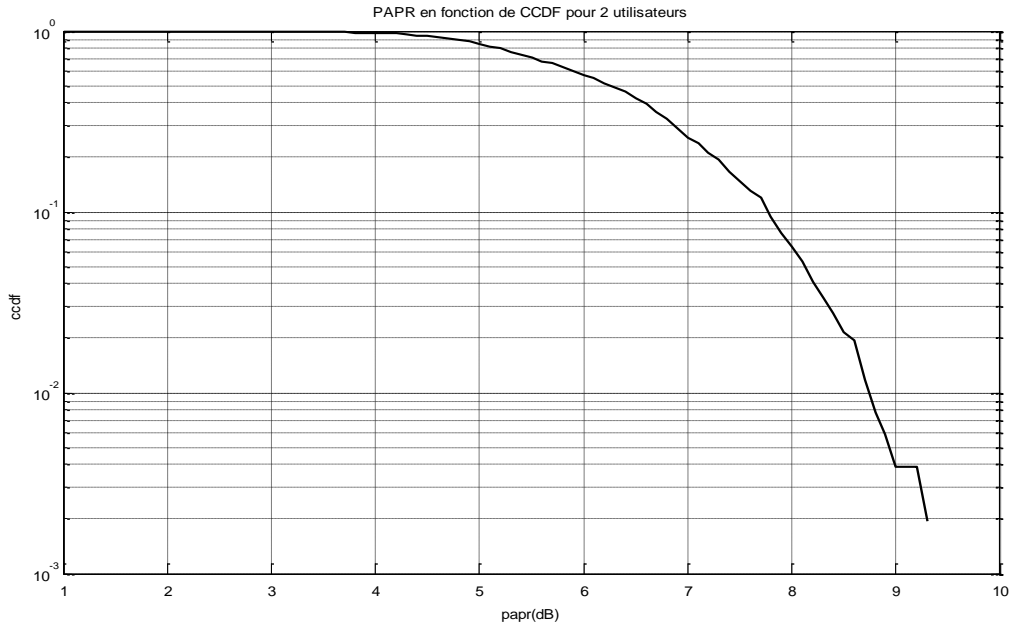
**Figure V.25:** Train de symbole BPSK du premier utilisateur.

La figure montre le train binaire modulé en BPSK (+1, -1) pour le premier utilisateur. Tous les symboles modulés en BPSK des utilisateurs ont la même allure.



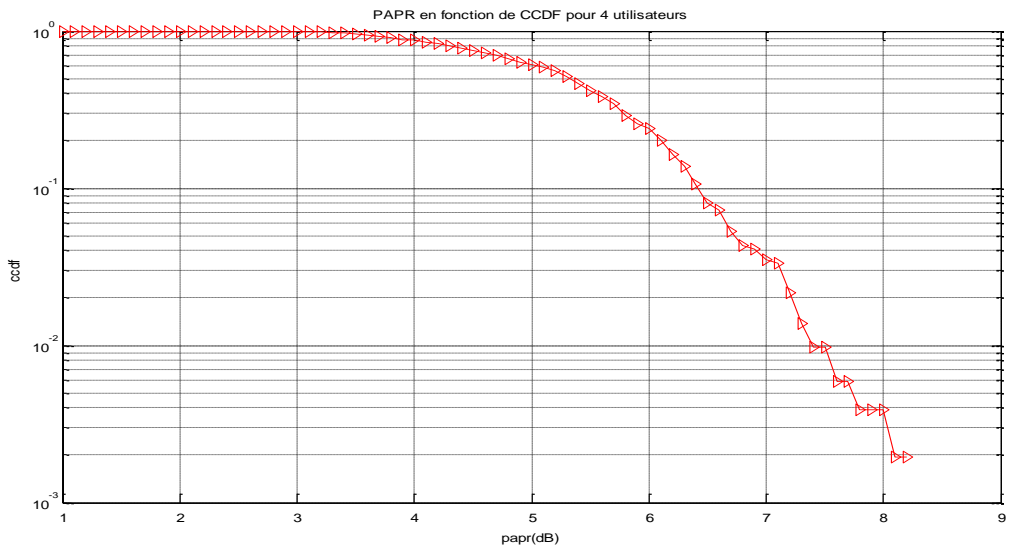
**Figure V.26:** Train de symboles étalé BPSK (+1,-1) .

Tous les symboles modulés en BPSK sont étalés par une séquence de matrice d'Hadamard et cela pour chaque utilisateur.



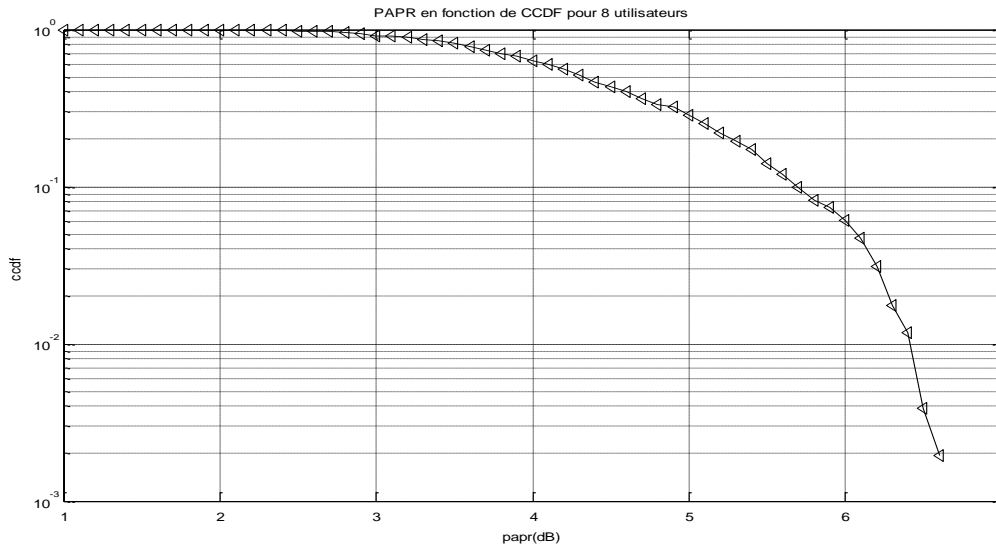
**Figure V.27:** PAPR en fonction de CCDF pour 2 utilisateurs.

La figure illustre la CCDF du PAPR de deux utilisateurs. A partir de cette figure, on peut se rendre compte premièrement que le facteur de crête influence sur la mesure de la CCDF. Nous remarquons aussi que pour un  $PAPR \in [1,4]$  la CCDF est constante, après cette valeur la CCDF diminue très rapide.



**Figure V.28:** PAPR en fonction de CCDF pour 4 utilisateurs.

La même chose pour 4 utilisateurs, nous remarquons toujours cette diminution de PAPR en fonction de CCDF.



**Figure V.29 :** PAPR en fonction de CCDF pour 8 utilisateurs.

D'après la première vue, on observe que toutes les courbes de PAPR en fonction de CCDF quel que soit le nombre d'utilisateur se composent de 2 zones, une zone où la fonction est constante au tour de  $10^0$  et une zone où elle diminue à une certaine valeur. Nous remarquons aussi, plus que le nombre d'utilisateurs augmente plus que la diminution de PAPR elle est plus vite et rapide.

Nous pouvons en déduire que l'usage de la combinaison : CDMA-OFDM dans notre système proposé a mené à une amélioration très significative des performances.

## V.6. Conclusion :

Ce chapitre a été les résultats du travail théorique décrit du chapitre 1 jusqu'à chapitre 4. Des réalisations et des résultats qui sont obtenus pour la première fois par conceptions et simulation des systèmes OFDM. Du point de vue réalisation.

On a vu aussi dans ce chapitre l'étude du PAPR des systèmes multi porteuses de type MC-CDMA, c'est la conception d'un système numérique sans fil basé sur la technique de transmission OFDM complet par le logiciel Matlab.

# Conclusion Générale

Le succès de l'utilisation de la technique OFDM, pour différentes applications telles que la radiodiffusion numérique et le vidéonumérique, a poussé plusieurs groupes de recherche affiliés à diverses entreprises et universités à approfondir l'étude des performances qui découlent de l'utilisation de cette technique pour les réseaux sans fil.

Aujourd'hui la communication, essentiellement numérique, est à la base du développement technologique que nous vivons depuis quelques décennies. Même si le principe générale des chaînes de transmission n'a pas beaucoup changé, où il s'agit toujours d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal, mais les techniques utilisées aussi bien au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur ont évolué énormément.

L'orientation des télécommunications vers les hauts-débits fait de la technique de modulation OFDM l'un des centres d'intérêts privilégiés de la recherche actuelle qui permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent les canaux multi-trajets, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale ou capacité des systèmes. Le plus grand inconvénient de l'OFDM est le PAPR assez élevé, c'est-à-dire que le signal OFDM présente des pics à la sortie de l'émetteur. La transmission de tels pics nécessite au plus d'un codeur (avec un nombre de bits assez élevé pour coder les pics, ce qui est coûteux), un amplificateur linéaire au voisinage de ces pics (pratiquement non réalisable), conduisant ainsi à une consommation de puissance élevée.

Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquence dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi-porteuse OFDM. Ce travail de mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances d'un amplificateur radiofréquence.

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne classique de transmission numérique, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissement de Rayleigh qui caractérise les communications radio mobiles. Nous avons présenté les différentes sortes de diversité susceptibles d'améliorer les transmissions sur ce type de canal.

# Conclusion Générale

Dans un second lieu, nous avons rappelé les définitions et concepts basiques de la modulation OFDM. Ces éléments ont pour but de présenter les connaissances élémentaires mais nécessaires à la compréhension de la problématique du fort niveau de PAPR des signaux OFDM. Cette technique permettant de traiter la sélectivité, due au canal multi-trajet, en augmentant la durée du symbole par rapport au retard maximum du canal. L'ajout d'intervalle de garde permet d'éliminer totalement le résidu des interférences inter-symbole.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté l'effet de la modulation OFDM sur l'amplificateur radiofréquence de puissance, une étude théorique sur cet amplificateur est faite en présentant ces caractéristiques essentielles. Enfin, nous avons décrit les méthodes de la réduction du PAPR.

Au cours de chapitre 4 nous avons donné les concepts utilisés dans les systèmes MC-CDMA, la structure du signal émis et reçu dans la voie descendante, les techniques d'étalement et les différents codes d'étalement.

Dans le cinquième et le dernier chapitre nous avons fait différentes simulation sous environnement MATLAB sur la chaîne de transmission OFDM multiutilisateur en terminant par le PAPR.

Ce travail nous a permis de mieux cerner les problèmes que agissent sur la modulation multiporteuses OFDM et surtout le PAPR généré par l'ampli radiofréquence de l'émetteur. Nous avons établi aussi les méthodes existantes pour le combattre.

Pour terminer, nous espérons à l'avenir voir l'effet de ce PAPR avec une désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur.



# Annexe A

## Séquences pseudo aléatoires

Les séquences pseudo aléatoires (PN) sont une suite binaire dont l'auto corrélation sur une période peut être comparée à celle d'une séquence aléatoire.

En effet, bien que cette séquence soit déterministe, elle présente des caractéristiques similaires aux séquences aléatoires :

on

- y compte autant de zéros que de uns,
- très faible corrélation entre deux séquences décalées,
- très faible corrélation entre deux séquences différentes.

Les séquences PN sont généralement générées suivant le principe présenté à la Figure ci-dessous.

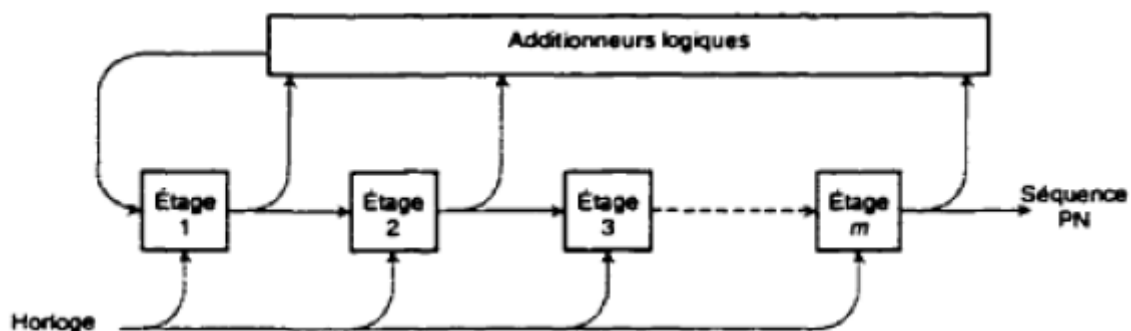
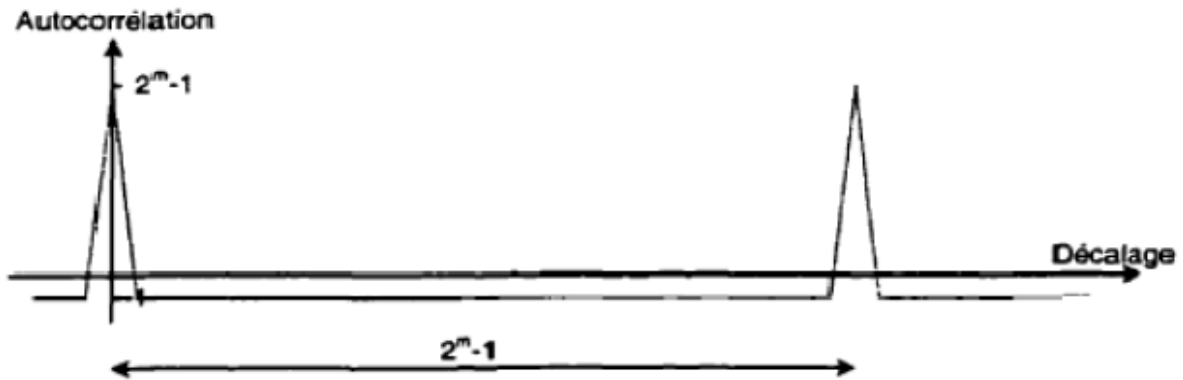


Figure A.1 : Diagramme de génération des séquences PN.

Le générateur consiste en une cascade de m registres interconnectés à des additionneurs logiques dont le résultat est ensuite réinjecté en entrée de la cascade.

Le contenu des différents registres au départ constitue l'état initial du générateur. Si tous les registres sont à zéro et que la logique d'interconnexion est linéaire (constituée exclusivement d'additionneurs), alors la séquence générée sera inlassablement des zéros. Il existe en fait  $2^m - 1$  états possibles non nuls. Une séquence qui a une période de  $2^m - 1$  bits (ou chips) est appelée séquence de longueur maximale.

Elles présentent des caractéristiques idéales en ce qui concerne l'autocorrélation Figure ci-dessous mais l'intercorrélation de deux séquences différentes peut être élevée.



**Figure A.2 :** Allure de l'autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire.

Pour obtenir des caractéristiques d'intercorrélacion plus intéressantes, on a recours à des séquences telles que les séquences de Gold. Elles sont obtenues en additionnant les sorties des deux meilleures séquences de longueur maximale de même longueur. Elles sont utilisées dans des systèmes asynchrones (typiquement sur la liaison montante base-mobile). On peut aussi mentionner que d'autres séquences, qui ne sont pas aléatoires cette fois-ci, peuvent être utilisées pour l'étalement lorsque le système est synchrone (typiquement liaison descendante base-mobile). On parle alors de codes de Walsh (ou Walsh Hadamard) qui présentent une intercorrélacion strictement nulle. Le principe de génération des codes Walsh Hadamard est récursif : la matrice  $H_{2N}$  s'obtient par répétition de la matrice  $H_N$  suivant un schéma bien précis. Les différentes lignes de la matrice obtenue sont orthogonales et servent de séquence d'étalement.

**Principe de récurrence**

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{bmatrix} \tag{A.1}$$

Avec :

$$H_1 = 0 \left( H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \tag{A.2}$$

Exemple pour  $k=4$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ donc : 4 codes orthogonaux}$$

# Annexe B

## Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Plus exactement, ils correspondent aux lignes ou aux colonnes orthogonales de cette matrice composée de  $\pm 1$ . La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille  $2^n * 2^n$  satisfait la condition suivante :

$$H_m H_m^T = mI_m$$

Où  $H_m^T$  est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille  $m \times m$  et  $I_m$  est la matrice identité de taille  $m \times m$ . Ainsi, d'après cette définition, les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'interchanger les lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice.

La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille  $L_C * L_C$  peut être construite récursivement de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_1 = 1 \\ H_{L_C} = \begin{bmatrix} H_{L_C/2} & H_{L_C/2} \\ H_{L_C/2} & -H_{L_C/2} \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

Exemple : pour  $L_C = 4$

$$H_1 = 1$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Ces codes sont généralement proposés pour les applications synchrones de systèmes MC-CDMA en raison de la facilité à les générer. De plus, la combinaison de la transformée rapide d'Hadamard assurant l'opération d'étalement et de la transformée rapide de Fourier assurant l'opération de modulations multiporteuses dans les systèmes MC-CDMA permet des économies en terme de nombre d'opérations lors de la procédure d'implantation.

# ***Bibliographie***

[1] :Philippe Gerard, " Qu'est-ce que la communication digitale ? ", 3 février 2014 (consulté le 5 octobre 2014).

[2] :Michel Volle," Transmission analogique et transmission numérique",École polytechnique,Centre national d'études des télécommunications France,2001.

[3] :Benyarou. Mourad. " Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA », Université Abou Bekr Belkaid, Thèse de Doctorat En Sciences, Laboratoire de Télécommunications-Tlemcen, Année 2012- 2013.

[4] :Borsali. "W-CDMA étude dans les systèmes multi-Antennes".

[5] :Belarbi. Mohammed. El Amin, Baroudi .Zakaria " La technologie W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes." Université Abou bekr Belkaid, Tlemcen, 2012-2013.

[6] :Assia .Lila. "Etude et simulation de system Mimo a multiplexage spatial associe a la technique MC-CDMA ", Laboratoire de Télécommunications ,Université Abou bekr Belkaid, Tlemcen, 13 février 2014

[7] Roger Dib "Conception et Validation d'un simulateur de system OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil ",École De Technologie Supérieure Université de Québec , 28 Avril 2003.

[8] :Benhammou.Fatiha, Benchikh.Dalal,"Etude d'une Chaine de Transmission Numérique En Bande Base", Université de Tlemcen, Laboratoire de Télécommunications, Année 2010-2011.

[9]:Mr.Fekar. Mohamed. Riyadh. El Mansour "Thème Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM et son application dans les systèmes de communications sans fils". Université Abou Bekr Bel Kaid Tlemcen. Laboratoire de Télécommunications, juillet 2011.

[10]: Dominique SERET, Ahmed Mehaoua ,NeilzeDorta, "Réseaux et Télécommunications", Université René Descartes, Année 2005-2006.

[11]:Jean Guillaume Dumas, Jean Louis Roch, EricTannier, SebastienVarrette " Théorie des codes(compression,cryptage,correction"

[12]: "Transmission de données - La transmission numérique de données", Juin 2014

[13]: Madjid Aksas, "Egaliseur Aveugle Linéaire Avec Recouvrement Simultané De La phase de la porteuse ", Université Québec, Le 30 Avril 2003.

[14] :Mr.Fekar. Mohamed. Riyadh. El Mansour "Thème Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM et son application dans les systèmes de communications sans fils». Université Abou Bekr Bel Kaid Tlemcen. Laboratoire de Télécommunications, juillet 2011.

[15]:Alaa .Choumane " Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité".

[16]: Boudaoud. Radhwane "Contribution à l'étude des performances et limitations d'une liaison CDMA optique haut débit", Diplôme de magister en télécommunications, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2010.

[17] :Khouni.Sadika." Simulation et Optimisation D'un Réseau GSM en utilisant la Technologie OFDM ".Université Ferhat Abbas. Sétif .03 /11/2010.

[18] :Billel .Bouchemal," Synchronisation du code PN dans les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA "Université Mentouri Constantine,2010

[19] :Bakir Hadj Ali," Exploitation de l'association des techniques MIMOOFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil ", Laboratoire de Télécommunications, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2012.

[20] :ElHadjPaul ,Dahbi Nabil, " Etude de la Technologie Wimax Mobile "Universite Paris - Sud, (France),20/01/2010.

[21] :MérouaneDebbah,"introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)", Universite Paris - Sud, Orsay (France),Jun 27, 2001

[22] : Samir. Arab, "Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM ", Université Laval, Québec,2010.

[23] :Ahmed Ahriche"Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets ",Université Laval,2008

[24] :Elhadji Mansour Fall"Conception D'un amplificateur RF Agile En CMOS Pour Les Futures Générations De La Téléphonie Mobile ", Université Québec, Mars 2012.

[25] :Yeo.Sienpégnou.Hippolyte, Alwi.Sharif, " Evaluation des performances des techniques D'accès OFDMA et SC-FDMA dans la technologie LTE", Université Tlemcen, Laboratoire STIC ,juillet 2012.

[26] : Albert Cesari Bohigas, "Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF ",Université Paul Sabatier, 19 septembre 2008

[27] : Facteur de crête, 8 mai 2015.

[28] Yvon Sosthène YAMEOGO" Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA ", Université De Rennes 1 ,Année 2011.

[29] : Stéphane Nobilet, Jean-François Hélar, " Choix des séquences d'étalement pour les systèmes AMRC à porteuses multiples" ,2011.

[30] :Abdelali El khattabi," Conception d'un system OFDM codé pour les applications a haut débit ",Université Laval, Québec, 1 février 2008.

## Résumé

L'orientation des télécommunications vers les hauts-débits basé sur la technique de la modulation OFDM l'un des centres d'intérêts privilégiés de la recherche actuelle qui permettent d'un côté de lutter contre les perturbations d'entraîner les canaux multi-trajets, d'un autre côté d'améliorer l'efficacité spectrale ou capacité des systèmes. Le plus grand inconvénient de l'OFDM est le PAPR assez élevé, c'est-à-dire que le signal OFDM présente des pics à la sortie de l'émetteur. La transmission de tels pics nécessite au plus d'un codeur (avec un nombre de bits assez élevé pour coder les pics, ce qui est coûteux), un amplificateur linéaire au voisinage de ces pics, conduisant ainsi à une consommation de puissance élevée.

Donc il faut trouver une solution intermédiaire pour combattre l'effet du canal et faire fonctionner les amplificateurs radiofréquence dans leur zone linéaire tout en gardant la modulation multi-porteuse OFDM. Ce travail de mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude de l'effet de la modulation OFDM multiutilisateurs sur les performances d'un amplificateur radiofréquence.

**Mots clés :** communication numérique, OFDM, CDMA, amplificateur radiofréquence, PAPR performance

## Abstract

The Telecommunication orientation to ward high frequency based- on OFDM modulation technique is considered as a valorized and privileged interest focusing -on actual research which permit on one side the perturbations struggle wheelrolled by multi-trajets canals ,and for the other side,the improvement of spectral efficiency ,or systems capacity .The primordial inconveniency of OFDM is the so elevated PAPR ,which means that :OFDM signal present pics on emettor end .The transmission of those kinds of pics,with a codar,(with a number of bits so elevated to code pics,whitch is costed), a linear amplificator in pics neighborhood, leading to on elevated strengthful consumption.

In fact ,we should find an intermediary solution to fight the canal effect and making into function the radiofrequencyamplificators in thier linear zone, with ultimate taking into account the multi-handling modulation OFDM .This approach and memory them has been initiated in this context,and has been improving the effect study of OFDM multiutilisators modulation on performances of a given radiofrequency amplificador.

**Key-Words :**Numerical communication, OFDM, CDMA, Radiofrequency amplificador,PAPR performance.