

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

UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE

En vue de l'obtention d'un diplôme de Magister En électronique

Option

COMMUNICATION

Thème

Conception d'un MODEM de la quatrième génération (4G) des réseaux de mobiles à base de la technologie MC-CDMA.

Présenté par : **MERAH Hocine**

Soutenu le : 11 / 09 / 2012

Devant le Jury :

A. KHELLAF
D. SLIMANI
F. DJAHLI
H. KARMED

Professeur à l'université Ferhat Abbas de Sétif
MCCA à l'université Ferhat Abbas de Sétif
Professeur à l'université Ferhat Abbas de Sétif
MCCA à l'université Ferhat Abbas de Sétif

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur

Remerciements

Ce travail de recherche s'est déroulé à la Faculté des Sciences et de l'Ingénieur de Sétif au sein du laboratoire du Docteur Mr. D. SLIMANI.

D'abord, nous remercions Dieu le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu le foie et la force pour accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Mr. D. SLIMANI, Docteur à l'université de Sétif, pour ses précieux conseils, ses incessants encouragements et surtout sa grande disponibilité tout au long de la réalisation de ce travail. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Mes remerciements les plus vifs, vont également à mes parents qui m'ont donné un environnement idéal durant toute mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté avec lesquelles j'ai essayé de mener à terme ce travail scientifique.

Finalement, je remercie tous les enseignants qui ont participé à ma formation au département d'électronique et tout le personnel administratif de la faculté des sciences de l'ingénieur.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre 1 : Technologie des Réseaux de Mobiles de La 4G

1.1 Évolution des Réseaux de Mobiles	04
1.2 La 4 ^{ème} génération des réseaux de mobiles.....	05
1.2.1 Définition de la quatrième génération.....	05
1.2.2 Les conditions techniques pour réaliser la quatrième génération de mobiles.....	05
1.2.3 Caractéristiques des systèmes sans fil 4G.....	06
1.2.4 Qualité de Service (QoS)	07
1.3 Technologies 4G.....	07
1.3.1 Réseau WLAN.....	07
1.3.1.1 IEEE 802.11.....	07
1.3.1.2 IEEE 802.11 ^e	08
1.3.2 Réseau WiMAX.....	09
1.3.2.1 Introduction.....	09
1.3.2.2 Couches Protocolaires.....	09
1.3.2.3 QoS dans le WiMAX.....	11
1.3.2.4 WiMAX mobile.....	11
1.3.2.5 Architecture du WiMAX	12
1.3.2.6 Mobilité dans l'IEEE 802.16 ^e	14
1.3.2.7 IEEE 802.16m.....	16
1.3.2.8 La norme IEEE 802.20 (Wireless Wide Area Network).....	17
1.3.2.9 La norme 802.21 : Handover vertical.....	17
1.3.3 Long Term Evolution (LTE).....	18
1.3.3.1 Introduction.....	18
1.3.3.2 Accès radio LTE.....	18
1.3.3.3 Réseau global EPS.....	18
1.3.3.4 Le Handover dans LTE.....	20

1.3.4 L'UMB.....	21
1.3.4.1 Introduction.....	21
1.3.4.2 Architecture de l'UMB.....	21
1.3.4.3 Mobilité dans l'UMB.....	22
1.4 L'objectif de la 4G.....	22
1.5 Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Canal de propagation radioélectrique

2.1 Le canal radio mobile	25
2.1.1 Analyse physique.....	25
2.1.2 Modélisation statistique du canal de propagation	28
2.1.3 Description des canaux théoriques.....	28
2.1.3.1 Distribution gaussienne.....	28
2.1.3.2 Distribution de Rayleigh.....	29
2.1.3.3 Distribution de Rice.....	30
2.1.4 Les dispersions temporelles.....	30
2.1.5 Les dispersions fréquentielles.....	31
2.2 Influences sur les systèmes de radiocommunications.....	33
2.2.1 La notion de sélectivité.....	33
2.2.2 La notion de diversité.....	33
2.3 La modulation OFDM	34
2.3.1 Principe des modulations multi porteuses.....	34
2.3.2 Le signal OFDM.....	34
2.3.3 L'insertion de l'intervalle de garde.....	35
2.4 L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC).....	37
2.5 Conclusion.....	39

Chapitre 3 : Les Modulations MC-CDMA

3.1 Introduction.....	41
3.2 Les systèmes MC-CDMA.....	41
3.2.1 La technologie MC-CDMA.....	41
3.2.2 Les code de Walsh-Hadamard.....	42

3.2.3 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA.....	43
3.2.3.1 L'émetteur.....	43
3.2.3.2 Le récepteur.....	46
3.2.4 L'estimation de canal.....	48
3.2.5 Les détecteurs mono-utilisateurs.....	49
3.2.5.1 Le détecteur optimal en contexte mono-utilisateur : le filtre adapté ou MRC.....	50
3.2.5.2 Le détecteur à combinaison à gain égal EGC.....	50
3.2.5.3 Le détecteur à combinaison et à restauration d'orthogonalité ORC.....	50
3.2.5.4 Le détecteur à combinaison à erreur quadratique moyenne minimale MMSE.....	50
3.3 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA.....	51
3.3.1 Les paramètres caractéristiques du canal de propagation.....	51
3.3.2 Les contraintes liées au contexte de développement.....	51
3.4 Résultats de simulation.....	52
3.3.1 Résultats sur le canal Gaussien.....	55
3.3.2 Résultats sur le canal de Rayleigh.....	56
3.3.3 Résultats sur le canal de Rice.....	58
3.4.4 L'effet Doppler.....	62
3.5 Conclusion.....	63

Chapitre 4 : Les codes correcteurs d'erreurs : Turbo code et LDPC

4.1 Introduction.....	65
4.2 Turbo-Codes (TC).....	65
4.2.1 Entrelacement.....	66
4.2.2 Les codes systématiques récurrents (RSC).....	66
4.2.2.1 Le codeur RSC.....	66
4.2.2.2 Décodeur RSC (L'algorithme aller-retour ou MAP)	67
4.2.3 Codeur TC.....	69
4.2.4 Décodeur TC (Le décodage itératif).....	70
4.3 Résultats de simulation.....	72
4.3.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien.....	72
4.3.2 Résultats dans le cas d'un canal de Rayleigh.....	73
4.3.3 Résultats dans le cas d'un canal de Rice.....	75
4.4 Le code LDPC.....	76

4.4.1 Définition et paramétrisation.....	76
4.4.2 Algorithmes de décodage des codes LDPC.....	77
4.5 Résultats de simulation.....	80
4.5.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien.....	81
4.5.2 Résultats dans le cas d'un canal de Rayleigh.....	82
4.5.3 Résultats dans le cas d'un canal de Rice.....	84
4.6 Le système TC-LDPC- MC-CDMA.....	85
4.7 Conclusion.....	91

Chapitre 5 : Méthodes de réduction du PAPR

5.1 Introduction.....	93
5.2 Le PAPR des systèmes MC-CDMA.....	93
5.3 Conséquences d'un fort PAPR pour l'amplification de puissance.....	97
5.4 Méthodes de réduction du PAPR.....	98
5.4.1 Méthode du clipping itérative inversible.....	98
5.4.2 Méthode proposée.....	105
5.5 Conclusion.....	112
Conclusion générale.....	113

ANNEXE

ANNEXE A.....	115
ANNEXE B.....	117
ANNEXE C.....	119
ANNEXE D.....	122
ANNEXE E.....	124

Bibliographie.....	128
---------------------------	------------

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Architecteur des réseaux de mobiles de La 4G.....	04
Figure 1.2 Les différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.....	05
Figure1.3 Mode Infrastructure du WIFI.....	08
Figure 1.4 Pile protocolaire de WiMAX.....	10
Figure 1.5 Architecture du WiMAX mobile.....	14
Figure 1.6 Intra-ASN Handover.....	15
Figure 1.7 Intra-ASN Handover.....	16
Figure1.8 Architecture de l'EPS.....	19
Figure 1.9 Architecture de l'UMB.....	22
Figure 2.1 Transmission en voie descendante et montante dans un contexte deux-utilisateurs.....	25
Figure 2.2 Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale).....	27
Figure 2.3 Les différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile.....	27
Figure 2.4 Fonction de densité de probabilité gaussienne.....	29
Figure 2.5 Fonction de densité de probabilité de Rayleigh et de Rice ($\sigma_p^2 = 1$ et $\nu = 1,5$).....	30
Figure 2.6 Spectre Doppler associé au $p^{\text{ème}}$ trajet ($\sigma_p^2 = 1$ et $f_d = 1$).....	32
Figure 2.7 Schéma synoptique des modulations OFDM.....	36
Figure 2.8 Spectres des différentes porteuses.....	36
Figure 2.9 Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	37
Figure 2.10 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.....	38
Figure 2.11 Schéma synoptique des modulations CDMA.....	39
Figure 3.1 Schéma synoptique des modulations MC-CDMA.....	42
Figure 3.2 Schéma de transmission Multi-utilisateur en MC-CDMA.....	44
Figure 3.3 Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur.....	47
Figure 3.4 Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles MC-CDMA.....	48
Figure 3.5 Signal temporel de MC-CDMA pour la modulation 16-QAM.....	53
Figure 3.6 Densité spectrale de puissance d'un signal MC-CDMA.....	54
Figure 3.7 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA sur canal Gaussien pour différentes modulations.....	55

Figure 3.8 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA sur canal gaussien pour différentes modulations.....	56
Figure 3.9 BER en fonction de SNR, Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rayleigh.....	57
Figure 3.10 BER en fonction de E_b/N_0 , Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rayleigh.....	58
Figure 3.11 BER en fonction de SNR, Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rice.....	59
Figure 3.12 BER en fonction de E_b/N_0 , Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rice.....	59
Figure 3.13 Comparaison des performances de la technique MMSE sur les trois canaux étudiés.....	60
Figure 3.14 Comparaison des performances de la technique ORC sur les trois canaux étudiés.....	61
Figure 3.15 Comparaison des performances de la technique MRC sur les trois canaux étudiés.....	61
Figure 3.16 Comparaison des performances de la technique EGC sur les trois canaux étudiés.....	62
Figure 3.17 Performance du système MC-CDMA sur canal gaussien avec l'effet Doppler pour différentes valeurs de $f_d T_s$	63
Figure 4.1 Exemple de codeur RSC.....	66
Figure 4.2 Exemple de codage d'une séquence par le codeur de la Figure 4.1.....	66
Figure 4.3 Codeur pour le turbo-codage.....	69
Figure 4.4 Schéma de principe d'un turbo-décodeur.....	70
Figure 4.5 Chaîne de transmission de système TC-MC-CDMA.....	72
Figure 4.6 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA sur avec turbo code canal Gaussien pour différentes modulations avec.....	73
Figure 4.7 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA sur canal avec turbo code Gaussien pour différentes modulations.....	73
Figure 4.8 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	74
Figure 4.9 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	74
Figure 4.10 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec	

turbo code sur canal Rice pour différentes modulations.....	75
Figure 4.11 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rice pour différentes modulations.....	75
Figure 4.12 Graphe factoriel d'un code LDPC régulier ($N=9$, $t_c=2$, $t_r=3$) de rendement $R=1/3$	76
Figure 4.13 illustration du data pass.....	77
Figure 4.14 illustration du check pass.....	77
Figure 4.15 Transformation du graphe factoriel d'un nœud de contrôle par transformée de Fourier.....	78
Figure 4.16 Chaîne de transmission de système LDPC-MC-CDMA.....	78
Figure 4.17 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Gaussien pour différentes modulations.....	81
Figure 4.18 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Gaussien pour différentes modulations.....	82
Figure 4.19 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	83
Figure 4.20 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	83
Figure 4.21 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.....	84
Figure 4.22 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.....	85
Figure 4.23 Chaîne de transmission de système TC- LDPC-MC-CDMA.	85
Figure 4.24 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal gaussien pour différentes modulations..	86
Figure 4.25 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal gaussien pour différentes modulations.....	86
Figure 4.26 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal gaussien..	87
Figure 4.27 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	87
Figure 4.28 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.....	88
Figure 4.29 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal Rayleigh.	88

Figure 4.30 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.....	89
Figure 4.31 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.....	89
Figure 4.32 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal Rice.....	90
Figure 4.33 Comparaison entre la performance de système TC-LDPC-MC-CDMA dans différents canaux.....	90
Figure 5.1 Comparaison des fonctions de répartition complémentaire du PAPR dans le deux cas théorique et simulation à N=256 porteuses.....	95
Figure 5.2 Facteur de crête d'un signal MC-CDMA.....	96
Figure 5.3 Fonction de répartition du PAPR complémentaire d'un signal MC-CDMA à N=256 porteuses pour différentes valeurs de facteurs de suréchantillonnage.....	96
Figure 5.4 Bilan de puissance d'un amplificateur de puissance et courbes de gain/rendement.....	97
Figure 5.5 Ecrêtage inversible : masquage de l'amplificateur de puissance.....	98
Figure 5.6 principe de la méthode de l'écrtage inversible.....	99
Figure 5.7 Principe de la méthode itérative de l'écrtage inversible.....	100
Figure 5.8 de la méthode itérative de l'écrtage inversible.....	101
Figure 5.9 filtrage de type FFT\IFFT.....	101
Figure 5.10 Réduction du PAPR en utilisant la méthode itérative de l'écrtage inversible.....	102
Figure 5.11 BER en fonction de SNR, l'influence de la méthode itérative de l'écrtage inversible sur la performance du système MC-CDMA.....	103
Figure 5.12 BER en fonction de E_b/N_0 , l'influence de la méthode itérative de l'écrtage inversible sur la performance du système MC-CDMA.....	103
Figure 5.13 l'influence de la méthode itérative de l'écrtage inversible sur le signal temporel MC-CDMA (A : sans clipping, B : 1itération, C : 2itération, D : 3itération, E : 4itération, F : 5itération).....	104
Figure 5.14 Densité Spectrale de Puissance (DSP) des signaux MC-CDMA avant et après réduction du PAPR par la méthode itérative de l'écrtage inversible.....	105
Figure 5.15 la méthode proposée appliquée sur l'émetteur MC-CDMA.	106
Figure 5.16 la méthode proposée appliquée sur la récepteur MC-CDMA.....	107
Figure 5.17 Réduction du PAPR en utilisant la méthode proposée.....	108
Figure 5.18 BER en fonction de SNR, l'influence de la méthode proposée sur	

la performance du système MC-CDMA.....	109
Figure 5.19 BER en fonction de E_b/N_0 , l'influence de la méthode proposée sur la performance du système MC-CDMA.....	109
Figure 5.20 l'influence de la méthode proposée sur le signal temporel MC-CDMA.....	110
Figure 5.21 DSP des signaux : MC-CDMA, MC-CDMA avec la méthode itérative de l'écrêtage inversible et MC-CDMA avec la méthode proposée.....	110
Figure 5.22 Comparaison des CCDF pour "la méthode itérative de l'écrêtage inversible" et "la méthode proposée".....	111
Figure 5.23 Comparaison des BER pour " la méthode itérative de l'écrêtage inversible " et "la méthode proposée".....	111

LISTE DES TABLEAUX

TAB 1.1 Les comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G.....	06
TAB 3.1 : Paramètres de dimensionnement de système MC-CDMA pour la 4G.....	53
TAB 3.2 : Les types de modulation pour le système MC-CDMA.	53
TAB 3.3 : Valeurs des paramètres utilisés pour les canaux (Rayleigh, Rice).....	56
TAB 5.1 : comparaison entre les deux méthodes étudiées.....	112

Liste des abréviations

2G (2^{ème} génération): technologies de communication radio mobile de 2^{ème} génération.

3G (3^{ème} génération): technologies de communication radio mobile de 3^{ème} génération.

4G (4^{ème} génération): prochaine génération prévue pour les technologies de la communication radio mobile.

AAA (Authentication Authorization Accounting): protocole d'authentification, d'autorisation et de traçabilité.

Ad-Hoc: version du WIFI permettant l'échange direct des informations entre les stations.

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line.

AP (Access Point): borne émettrice du réseau WIFI.

ASN (Access Service Network): partie de l'accès radio du réseau WiMAX.

ASP (Access Service Provider): fournisseur de service d'application.

ASN-GW (Access Service Network Gateway): passerelle responsable du lien entre la partie radio et le réseau cœur WiMAX.

ATM (Asynchronous Transfer Mode): protocole réseau de niveau 2 à commutation de cellules.

BS (Base Station) : borne émettrice du réseau WiMAX.

BSS (Basic Service Set): type d'architecture du WIFI.

BE (Best Effort): classe de service dans le WiMAX pour des flux qui ne nécessitent pas la QoS.

CS (Convergence Sublayer): 1ère sous couche MAC du WiMAX responsable de l'interfaçage avec les couches supérieures et les réseaux externes.

CSMA/CA (Carrier sense multiple access with collision avoidance): méthode d'accès au media.

CDMA (Code Division Multiple Access).

CSN (Connectivity Service Network): réseau cœur du WiMAX.

CP (Contention Period): période définie dans l'IEEE 802.11e.

CFP (Contention Free Period): période définie dans l'IEEE 802.11e.

CMIP (Client Mobile IP): nommé aussi MIP est un protocole de Handover en macro mobilité.

CDMA 2000 (Code Division Multiple Access 2000): technologie de communication radio mobile de troisième génération.

CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function

DS (Distribution System): système de distribution.

DCF (Distributed Coordination Function): fonction de coordination distribuée dans le WIFI.

DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol): assure la configuration automatique des paramètres IP d'une station.

EDCF (Enhanced DCF): mécanisme défini dans l'IEEE 802.11e.

ESS (Extended Service Set): type d'architecture WIFI.

ENodeB (Evolved NodeB): borne émettrice dans le réseau LTE.

EPDG (Evolved Packet Data Gateway): entité physique du réseau LTE.

EPS (Evolved Packet System): réseau LTE + réseau SAE.

FBSS (Fast Base Station Switching): mécanisme de Soft Handover.

FDM (Frequency Division Multiplexing).

FDD (Frequency Division Duplex): technique de multiplexage.

FFT (Fast Fourier Transform)

GPC (Grant per Connection): classe des stations abonnées dans le WiMAX.

GPSS (Grant per SS): classe des stations abonnées dans le WiMAX.

HA (Home Agent): routeur localisé dans le réseau d'attachement d'une station.

HSS (Home Subscriber Server): entité physique du réseau LTE.

IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers): organisation internationale qui établit des normes.

IEEE 802.11e: version du WIFI dédiée à la QoS.

ISP (Internet Service Provider): fournisseur du service Internet.

IEEE 802.16m: version améliorée du WiMAX assurant la rétro-compatibilité entre la version fixe et mobile.

IEEE 802.20 (Wireless Wide Area Network).

IEEE 802.21: architecture conçue pour le Handover entre les réseaux.

IP (Internet Protocol): protocole de communication de réseau informatique.

IPv4 (IP version 4): paquet IP codé sur 4 octets.

IPv6 (IP version 6): paquet IP codé sur 6 octets.

IDLE: inactif.

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform.

LDPC (Low Density Parity Check): technique de codage.

LTE (Long Term Evolution): technologie de communication radio mobile de longue portée.

MAC (Media Access Control): sous couche inférieur de niveau liaison selon l'IEEE 802.x par rapport au modèle OSI, et elle est responsable du contrôle d'accès au support physique.

MAC CPS (MAC Common Part Sublayer) : 2ème sous couche MAC du WiMAX responsable de l'allocation des ressources et de l'établissement et les maintiens des connexions.

MC-CDMA : Multi-Carriers Code Division Multiple Access.

MPEG (Moving Picture Experts Group): norme de codage vidéo.

MS (Mobile Station): station mobile.

MIP (Mobile IP): protocole de Handover en Macro mobilité.

MDHO (Macro Diversity Handover): mécanisme de Soft Handover.

MME (Mobility Management Entity): entité physique du réseau LTE.

NAP (Network Access Provider): fournisseur de l'accès radio WiMAX.

NRTPS (Non Real Time Plling Service): classe de service dans le WiMAX pour des flux non temps-réel.

NSP (Network Service Provider): fournisseur d'accès IP au WiMAX.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing): procédé de codage des signaux numériques.

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access): méthode d'accès à la couche physique.

PAPR: Peak to Average Power Ratio

PCF (Point Coordination Function): fonction dans le WIFI permettant l'accès au médium sans fil.

PCRF (Policy & Chaging Rules Function): entité physique du réseau LTE.

PDA (Personal Digital Assistant): appareil numérique portable.

PDN (Packet Data Network): réseaux basés sur la commutation de paquets.

PHY : Physical layer

PMIP (Proxy Mobile IP): protocole de Handover en macro mobilité.

QoS (Quality of Service): qualité de service.

QAM (Quadrature Amplitude Modulation): méthode de modulation.

QPSK (Quadrature phase-shift keying): méthode de modulation.

RTPS (Real-Time Plling Service): classe de service dans le WiMAX pour des flux temps-réel de paquets de taille variable.

SAE (System Architecture Evolution): réseau cœur de l'EPS et LTE.

SAP (Service Access Point): points d'accès de service.

SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access): méthode d'accès à la couche physique.

SLA (Service Level Agreement): document qui définit la QoS requise entre un prestataire et un client.

SS (Security Sublayer): 3ème sous couche MAC du WiMAX responsable de la sécurité.

TC : Turbo-Codes

TDD (Time Division Duplex): technique de multiplexage.

TDM/TDMA (Time Division Mutiplexing/Time Division Multiple Access): méthode d'accès au support physique.

UE (User equipement): équipement utilisateur.

UIT (International Telecommunication Union)

UMB (Ultra Mobile Broadband): technologie avancée de communication radio mobile de longue portée.

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System): technologie de communication radio mobile de 3^{ème} génération de longue portée.

UGS (Undolicted Grant Service): classe de service dans le WiMAX pour des flux temps-réel de paquets de taille fixe.

UWB (Ultra Wide Band, IEEE 802.15.3): technologie de communication radio de courte portée.

WIFI (IEEE 802.11): technologie de communication radio de portée moyenne.

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

WiMAX (IEEE 802.16): technologie de communication radio de 3ème génération de longue portée.

WiMAX mobile (IEEE 802.16e): version du WiMAX dédiée à la mobilité des terminaux.

WLAN (Wireless Local Area Network): réseau local sans fil.

Introduction général

Aujourd'hui, les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne et ils tendent à remplacer l'utilisation excessive des câbles. Bien que les connexions à haut-débit de type ADSL se multiplient dans le monde, elles ne permettent pas la souplesse d'utilisation que procure un réseau radio sans fil. Pour améliorer la qualité de service qu'ils offrent, les chercheurs préparent l'arrivée de la future génération baptisée 4^{ème} génération (4G) [1].

Dans le cadre des systèmes de communication radio mobiles de la 4^{ème} génération, nous sommes intéressés aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de transmission à porteuses multiples. La première proposition de la combinaison d'étalement fréquentiel avec de la transmission multi-porteuses du type OFDM « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » a fait son apparition en 1993 par Linnartz [2]. Sa proposition, appelée MC-CDMA « Multi Carrier Code Division Multiple Access », fut une étape importante dans le passage à des débits au delà de ceux proposés par la 3G puisque, avec une telle combinaison, on pourrait bénéficier de la diversité d'étalement fréquentiel et de la simplicité de la mise en œuvre des techniques multi-porteuses.

Dans le contexte des systèmes de communication sans fils des futures générations à large bandes, le système MC-CDMA attiré l'attention de beaucoup des gens y compris des chercheurs et utilisateurs. En effet, ça due essentiellement à le fait que le MC-CDMA avait plusieurs avantages comme la basse interférence entre-symboles (inter-symbol interference ISI), modulation/démodulation multi porteuses on utilisant la IFFT à l'émetteur et la FFT en récepteur moins compliqué à implémenter, un gain de diversité en temps élevé dû à l'étalement en direction de temps et évite la synchronisation des utilisateurs quand ils communiquent sur un canal asynchrone [3].

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres:

Le premier chapitre présente le concept de la nouvelle génération attendue dans le domaine des télécoms 4G. En va décrire quelques technologies de communication mobile actuelles candidates à cette nouvelle génération comme le WLAN (Wireless Local Area Network), WiMAX mobile, le LTE (Long Term Evolution) et le UMB (Ultra Mobile Broadband).

Le deuxième chapitre donne un rappel sur les problèmes de transmission en radio mobile et les différentes fluctuations que peut subir un signal transmis. On va aborder plus particulièrement le

modèle de propagation à travers un canal, les différents paramètres régissant la variation du canal de transmission et la modélisation de ces paramètres dans une chaîne de transmission. Après avoir introduit le modèle du canal, une présentation assez brève des modulations OFDM et CDMA est décrite. Du point de vue technique, ces modulations constituent la base des modulations de la 4^{ème} génération.

Le 3^{ème} chapitre présente les schémas des modulations candidats pour la couche physique des futurs systèmes de radiocommunications. Les techniques basées sur l'association des modulations à porteuses multiples et de l'étalement de spectre sont aujourd'hui reconnues comme des solutions à fort potentiel. Plus précisément, dans le cas des liaisons descendantes entre une station de base et des terminaux mobiles, la technique dite CDMA à porteuses multiples OFDM, ou MC-CDMA, est présentée. Ce chapitre est décrit les résultats de simulation où nous avons étudié la performance de système MC-CDMA dans différents environnements de canaux de communications (gaussien, Rayleigh, Rice), aussi bien que l'inclusion de l'effet de Doppler puisque notre travail repose sur les systèmes de communications mobile sans fils (radio).

Le 4^{ème} chapitre est consacré pour l'amélioration des résultats obtenus auparavant dans le chapitre précédant. Dans ce dernier, nous avons étudié la performance du système MC-CDMA dans différents canaux de communications, mais sans l'application de codage de canal. Dans ce chapitre on va appliquer le codage de canal on utilisant d'une part les turbos codes (*Turbo Coding*) et d'autre part le code LDPC (*Low Density Parity Check*). On va aller plus loin en vue d'obtenir des meilleurs résultats par l'utilisation des deux techniques simultanément, autrement-dit ; le mixage des deux codes TC et LDPC, Ce chapitre est organisé comme suite, Premièrement on va étudier la performance du système MC-CDMA avec l'application de codage de canal de type TC (*Turbo Coding*), Deuxièmement, l'application de codage de canal de type LDPC, Et finalement, l'interprétation des résultats de simulation d'utilisation simultanée des deux types de codage.

Le cinquième chapitre sera consacré sur l'étude et la réduction de PAPR d'un signal MC-CDMA, un aperçu sur l'ensemble des systèmes de réduction de PAPR est d'abord donné. Dans ce chapitre, nous abordons deux méthodes (la méthode itérative de l'écrtage inversible et la méthode que nous proposée) de réduction du PAPR.

Enfin une conclusion générale termine ce mémoire et ainsi que des futures perspectives dans ce domaine.

Chapitre1 **Technologie des Réseaux de Mobiles de La 4G**

Sommaire

1.1 Évolution des Réseaux de Mobiles	04
1.2 La 4 ^{ème} génération des réseaux de mobiles.....	05
1.2.1 Définition de la quatrième génération.....	05
1.2.2 Les conditions techniques pour réaliser la quatrième génération de mobiles...	05
1.2.3 Caractéristiques des systèmes sans fil 4G.....	06
1.2.4 Qualité de Service (QoS)	07
1.3 Technologies 4G.....	07
1.3.1 Réseau WLAN.....	07
1.3.2 Réseau WiMAX.....	09
1.3.3 Long Term Evolution (LTE).....	18
1.3.4 L'UMB.....	21
1.4 L'objectif de la 4G.....	22
1.5 Conclusion.....	22

Toujours en cours de recherche et de standardisation, le réseau 4G (4^{ème} génération) est proposé comme future génération des réseaux de mobiles après la 3G (3^{ème} génération). Ce réseau a également pour objectif d'abolir les frontières de la mobilité. Avec le réseau 4G, un utilisateur pourra se connecter où qu'il se trouve : à l'intérieur des bâtiments avec les technologies Bluetooth, UWB ou WiFi..., à l'extérieur (dans la rue et les lieux publics) avec l'UMTS ou le WiMAX... En général, le passage d'un réseau à l'autre deviendra transparent pour l'utilisateur.

Les débits supposés sont entre 20 et 100 Mb/s à longue portée et en situation de mobilité, et 1 Gb/s à courte portée vers des stations fixes. Par définition, la 4G assure la convergence de la 3G avec les réseaux de communication radio fondés sur le protocole IP. La connexion devra être possible quel que soit le mode de couverture [1].

1.1 Évolution des Réseaux de Mobiles

La première génération des systèmes de communication mobiles sans fil 1G a été introduite dans les années 70 et la deuxième génération 2G dans les années 80 ont été principalement destinée à la transmission de la voix. Les premiers systèmes avaient utilisé la modulation de fréquence analogique alors que la seconde avait utilisé des techniques de communication numérique avec multiplexage temporel (TDM), multiplexage en fréquence (FDM) ou le Code Division Multiple Access (CDMA). Les systèmes sans fil de troisième génération qui sont juste introduites dans les marchés mondiaux offrent des débits de données beaucoup plus élevés, et permet des améliorations significatives par rapport aux systèmes 2G. Les systèmes sans fil 3G ont été proposées pour fournir des services vocaux, de radiomessagerie et fournir des interactifs multimédias, y compris l'accès à l'internet, la téléconférence et d'autres services [4].

Toutefois, ces systèmes offrent un réseau (WAN) large de couverture étendue, de débit de 384 kbps à 2 Mbps. Ainsi la prestation de services à large bande serait l'un des principaux objectifs des systèmes sans fil 4G. L'architecture des réseaux de mobiles de la 4G sont illustrées ci-dessous :

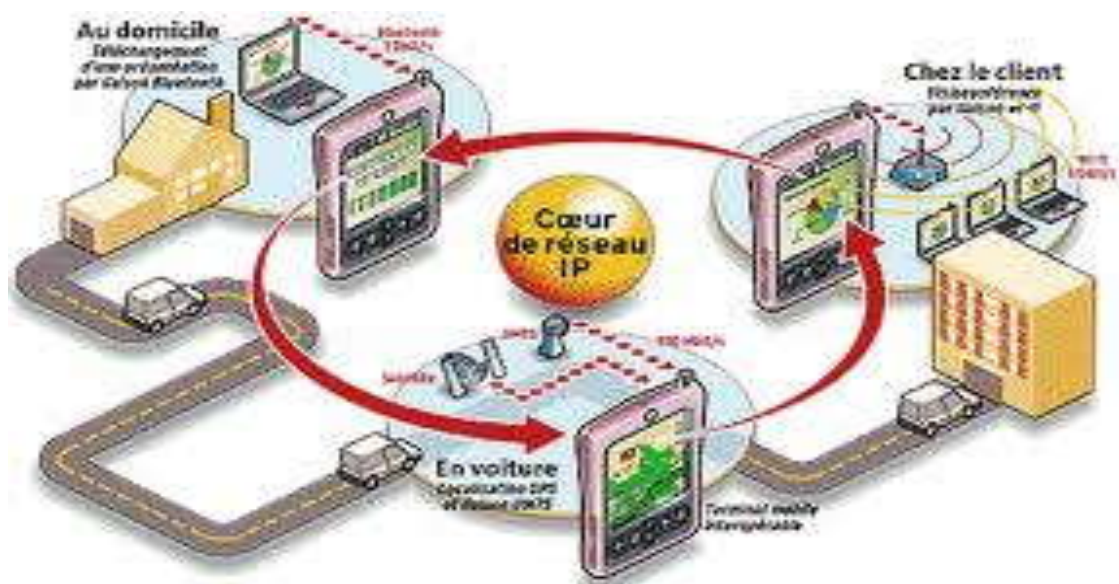


Figure 1.1 Architecture des réseaux de mobiles de La 4G.

1.2 La 4^{ème} génération des réseaux de mobiles

1.2.1 Définition de la quatrième génération

La définition de la 4G a évolué comme une nouvelle vague d'efforts de données de commercialisation des mobiles qui se déplace le terme dans l'œil du public à différencier les marques. L'union internationale des télécommunications (UIT), qui supervise le développement de la plupart des normes de données cellulaires, a récemment publié une déclaration soulignant que la 4G terme n'est pas défini. En réponse, les opérateurs mobiles avec des architectures 3G avancés a commencé la commercialisation des services «4G». De toute évidence, les ingénieurs ne veulent pas du commerçant d'usurper la vision d'une amélioration d'un ordre de grandeur à chaque génération d'architectures cellulaires, encore, les commerçants veulent tirer parti de la dernière tendance, tandis que cela semble encore ésotérique [5], les différentes technologies sans fil qui sont représentées, dans la figure suivante :

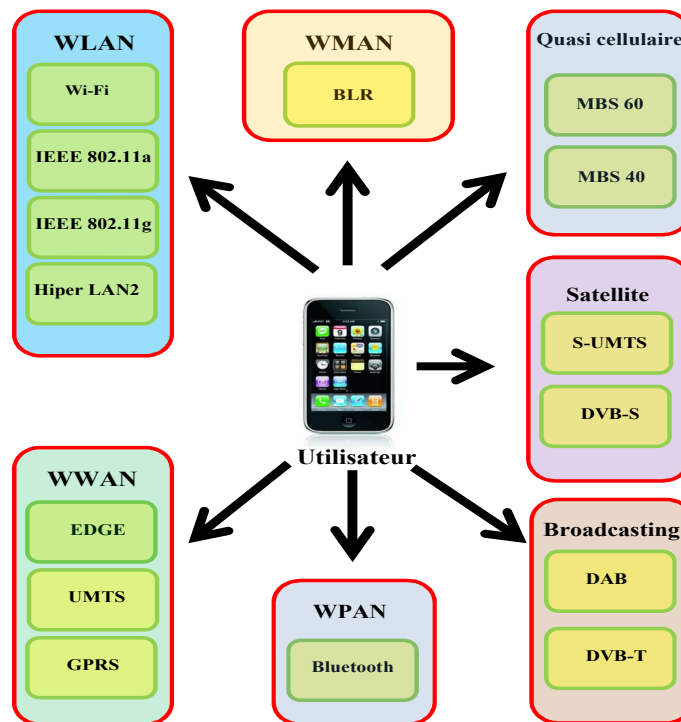


Figure 1.2 Les différentes technologies d'accès sans fil pour l'utilisateur 4G.

1.2.2 Les conditions techniques pour réaliser la quatrième génération de mobiles

Afin de répondre aux différents besoins des utilisateurs, la quatrième génération de mobiles doit satisfaire les conditions techniques suivantes :

- La majorité de personnes peut accéder à la voix ou aux bases de données de services qui sont fournis par les réseaux mobiles (ceci exige une gestion de ressources efficaces).

- Le réseau mobile peut être attaché entièrement à l'Internet en raison de son concept de base (de cette façon, la technologie IP serait employée par le réseau mobile (exemple: VoIP).
- Le réseau peut s'auto-organiser (il contrôle plusieurs backbones et il utilise le meilleur).
- Le système peut maintenir les paramètres de QoS (qualité de services).
- Le paramètre de la disponibilité de communication dans le réseau doit converger vers 100%.
- Une interface universelle de software/hardware pourrait être normalisée ce qui devrait faciliter le développement de nouveaux services sans aucun problème.

1.2.3 Caractéristiques des systèmes sans fil 4G

Voici quelques fonctionnalités possibles des systèmes 4G:

- 1- Prise en charge multimédia interactives, voix, vidéo, Internet sans fil et autres services large bande.
- 2- Haute vitesse, haute capacité et à faible coût par bit.
- 3- La mobilité mondiale, la portabilité des services, réseaux mobiles évolutifs.
- 4- De commutation transparente, la variété de services basés sur la qualité de service (QoS)
- 5- Une meilleure planification et des techniques de contrôle d'admission d'appel.
- 6- Les réseaux ad-hoc et réseaux multi-sauts.

Le tableau suivant montre les comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G possible.

	3G	4G
Bande de fréquence	1.8 à 2.5 GHz	2 à 8 GHz
Bande passante	5-20 MHz	5-20 MHz
Le débit de données	Jusqu'à 2Mbps (384 kbps WAN)	Jusqu'à 20 Mbps ou plus
Accéder	Wideband CDMA	MC-CDMA, OFDMA
Codage du canal	Turbo-codes	Turbo-codes, LDPC
Commutation	Circuit / paquet	Paquet
Mobiles des vitesses de pointe	200 km/h	200 km/h

TAB 1.1 Les comparaisons entre certains paramètres clés des systèmes 4G et 3G.

1.2.4 Qualité de Service (QoS)

Systèmes 4G sont attendus pour fournir des services en temps réel et sur Internet, comme. Les services en temps réel peuvent être classés en deux types:

- 1). Charge garantie: pré-calculée retard lié est exigé pour le service. Ex voix
- 2). Mieux-à-best effort:
 - **Prédictive:** Service doit limite supérieure de bout en bout retard.
 - **Retard contrôlée:** le service pourrait permettre retard dynamiquement variable.
 - **Charge contrôlée:** Service a besoin de ressources (bande passante et le traitement des paquets).

Des services de charge garantie et contrôlée sont proposés à apparaître dans la 4G.

1.3 Technologies 4G

1.3.1 Réseau WLAN

1.3.1.1 IEEE 802.11

IEEE 802.11 [6] ou WIFI est un standard international décrivant les caractéristiques du réseau LAN sans fil (WLAN). Il connecte des ordinateurs portables, des équipements de bureau, des équipements personnels (PDA)... en créant un réseau sans fil couvrant un rayon de dizaines de mètres et tolérant une mobilité à très petite vitesse.

IEEE 802.11 définit deux technologies, le mode infrastructure divisé en deux architectures :

- ✚ **L'architecture BSS (Basic Service Set)** : composée d'une seule cellule couverte par un seul point d'accès (AP) qui est l'intermédiaire permettant l'échange d'informations entre plusieurs stations.
- ✚ **L'architecture ESS (Extended Service Set)** : composée de plusieurs points d'accès connectés par un système de distribution, et formant un large réseau composé de plusieurs cellules.

Le deuxième mode défini par le WIFI est le mode Ad-Hoc qui permet l'échange direct des informations entre les stations sans obligation de passage par le point d'accès.

L'architecture du mode infrastructure est illustrée dans la figure ci-dessous :

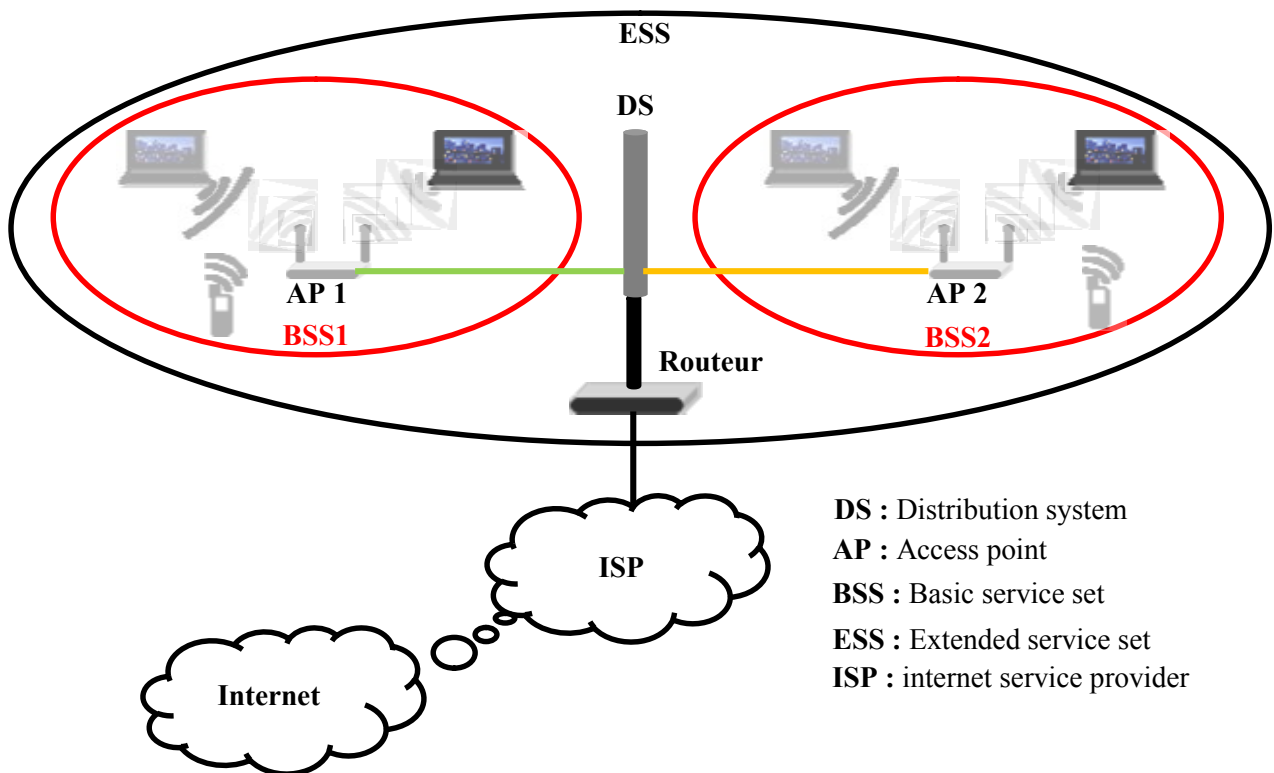


Figure1.3 Mode Infrastructure du WIFI.

1.3.1.2 IEEE 802.11^e

IEEE 802.11e est une version améliorée de l'IEEE 802.11 introduisant la QoS au niveau de la couche MAC pour le transport des trafics de type voix, audio et vidéo à travers le réseau WLAN.

Avec l'IEEE 802.11 la fonction de coordination distribuée (DCF Distributed Coordination Function) qui est une variante améliorée de la méthode d'accès CSMA/CA et qui permet d'éviter les collisions durant la transmission par le ralentissement aléatoire après chaque trame (backoff), présente quelques problèmes : elle ne prend en charge que le service Best-Effort, elle ne garantit pas le délai et la gigue, elle dégrade le débit quand la charge est grande.

Avec l'IEEE 802.11, la fonction PCF (Point Coordination Function) permettant l'accès au medium sans fil sans contrainte, présente également quelques problèmes: le schéma de Polling central est inefficace, un délai imprévisible du Beacon Frame due à la coopération incompatible entre les modes CP (Contention Period) et CFP (Contention Free Period), et enfin un temps de transmission des stations scrutées (Polled Stations) inconnue.

L'IEEE 802.11e définit plusieurs classes de service, et définit deux nouveaux mécanismes :

- **EDCF** (Enhanced DCF) qui définit différents paramètres pour différentes catégories de trafic et remplace DIFS (DCF Inter Frame Space) par AIFS (Arbitration IFS) ($AIFS > DIFS$), sachant que AIFS est plus court pour les trafics audio et vidéo.
- **HCF** (Hybrid CF) qui fournit le Policing, détermine l'accès au canal en contrôlant le canal à travers le HC (Hybrid Coordinator) et fonctionne avec les modes CFP et CP.

1.3.2 Réseau WiMAX

1.3.2.1 Introduction

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [7], est une solution pour des réseaux MAN sans fil. En utilisant un accès WiMAX, on peut atteindre théoriquement un débit jusqu'à 70 Mb/s avec une distance de 50 km. WiMAX se sert de la technologie micro-onde avec plusieurs bandes de fréquences, par rapport au modèle OSI, IEEE 802.16 se focalise comme tous les standards IEEE sur les couches 1 et 2. WiMAX prend en charge les transferts de type ATM et IP, pour cela il utilise une sous-couche de convergence qui permet la conversion des informations afin de les rendre exploitable par la couche MAC. WiMAX couvre des zones géographiques importantes sans la contrainte d'installation d'infrastructures coûteuses pour faire parvenir la connexion jusqu'à l'utilisateur. Le premier élément de l'architecture WMAN est la station de base (BS) qui couvre une certaine zone géographique où se situent des utilisateurs immobiles ou en mouvement relativement lent qui communiquent avec la BS selon le principe du point à multipoint. Ce réseau peut fournir des débits importants et un passage à l'échelle en raison des capacités de canal flexibles. Il offre une couverture importante, des services avec des exigences de QoS, ainsi qu'une sécurité importante. Le standard IEEE802.16 couvre l'utilisation des bandes de fréquences de 10 à 66 GHz.

1.3.2.2 Couches Protocolaires

Dans la structure de la pile protocolaire du WiMAX, il existe une couche physique et trois sous-couches MAC [1] :

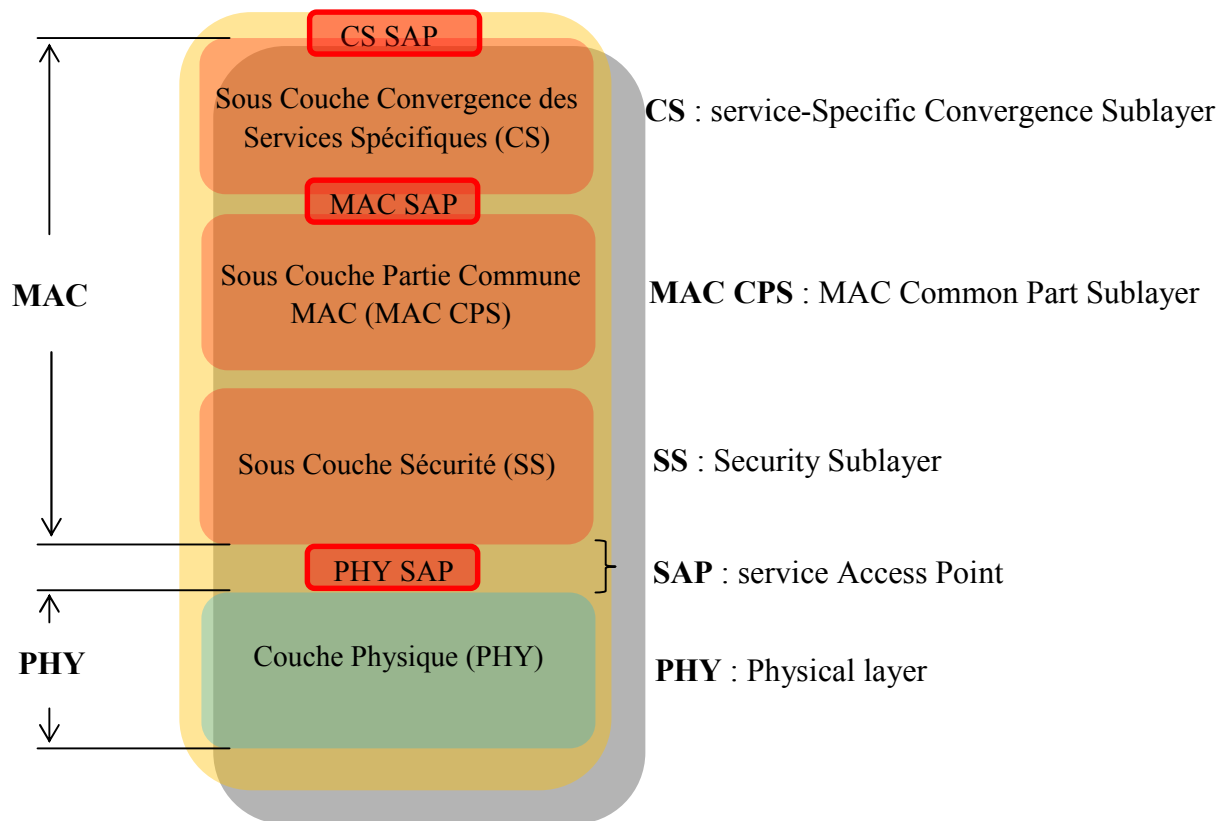


Figure 1.4 Pile protocolaire de WiMAX.

1-Service Specific Convergence Sublayer (1ère sous couche MAC)

Joue le rôle d'interface avec les couches supérieures ou bien avec les systèmes externes. Elle a entre autre la charge de classer les paquets selon leur provenance et leur destination afin de les répartir sur la bonne connexion MAC.

2-Common Part Sublayer (2ème sous couche MAC)

Contient les fonctions clés de la couche MAC. Elle détermine de quelle manière le médium va être partagé. C'est le cœur de la couche MAC à savoir qu'elle s'occupe de l'allocation de ressource, de l'établissement et de la maintenance des connexions, etc...

3-Sous couche de protection (3ème sous couche MAC)

Contient les informations d'authentification et de cryptage. Elle s'occupe aussi du cryptage des données, de l'échange des clefs, etc...

4-Couche physique

- ✓ **Modulation :** Selon les besoins, différentes couches physiques peuvent être utilisées par la couche MAC. Au niveau physique, on utilisera par exemple différentes méthodes de modulation (QPSK, QAM 16, QAM 64) pour gérer l'envoi des bits sur le support.

- ✓ **Multiplexage** : Pour gérer le partage des porteuses sur les voies montantes et descendantes, des techniques de multiplexage sont utilisées: TDD (Time Division Duplex) et FDD (Frequency Division Duplex).
- ✓ **Méthodes d'accès** : Il est nécessaire de partager un support unique entre plusieurs utilisateurs. Une politique d'accès au support est donc mise en place, en l'occurrence, le WiMAX utilise TDM/TDMA (Time Division Multiplexing / Time Division Multiple Access).

1.3.2.3 QoS dans le WiMAX

Le WiMAX a été conçu dès le début pour prendre en charge la Qualité de Service (QoS). La couche MAC permet de différencier deux classes de stations d'abonnées (SS):

- ❖ **GPC (Grant per Connection)** : Où le débit est alloué explicitement par la BS à une connexion, et la SS emploie les ressources seulement pour cette connexion.
- ❖ **GPSS (Grant per SS)** : Où l'allocation de débit par la BS est faite par station d'abonné SS. Elle va ensuite répartir ses ressources entre les différentes connexions.

Le WiMAX propose des classes de services pour offrir une QoS différente entre les communications. Les classes de QoS sont [8] :

- ❖ **Unsolicited Grant Service (UGS)** : Ce type de service est utilisé pour des flux temps réel générant des paquets de taille fixe et de façon périodique comme de la transmission de voix sans suppression de silences.
- ❖ **Real-Time Polling Service (rtPS)** : Ce service concerne les flux temps réel générant périodiquement des paquets de taille variable comme de la vidéo encodée en MPEG.
- ❖ **Non-Real-Time Polling Service (nrtPS)** : Ce service est conçu pour les flux ne nécessitant pas de temps réel, utilisant des paquets de taille variable.
- ❖ **Best Effort (BE)** : Ce service est le plus simple de tous, il est utilisé pour tous les flux ne nécessitant pas de qualité de service particulière.

1.3.2.4 WiMAX mobile

Le WiMAX mobile (Standard IEEE 802.16e) [9] est la version qui apporte la mobilité au WiMAX fixe tout en restant interopérable avec celui-ci. A partir d'une station de base (BS) vers des clients mobiles (MS) se déplaçant à moins de 120 km/h en passant d'une antenne à l'autre, l'IEEE 802.16e prévoit la transmission de données à des débits allant jusqu'à 30 Mb/s sur une zone de couverture d'un rayon inférieur à 3,5 km. Pour bénéficier des services de cette technologie, les équipements mobiles devront intégrer un composant dédié. Au niveau de l'interface physique, IEEE 802.16e utilise la méthode d'accès **OFDMA** (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) qui permet d'adapter les canaux de manière dynamique.

1.3.2.5 Architecture du WiMAX

L'architecture du WiMAX [9] est composée de terminaux mobiles (MS) qui communiquent via un lien radio avec une station de base (BS) qui joue le rôle d'un relais avec une infrastructure terrestre fondée sur le protocole IP. Les BSs sont connectées à un élément du réseau appelé ASN-GW utilisé comme passerelle (Gateway) pour gérer le raccordement des BSs avec le réseau IP.

L'IEEE 802.16e est composé aussi du NAP (Network Access Provider) qui est l'entité responsable de fournir l'infrastructure nécessaire pour l'accès radio à un ou plusieurs fournisseurs de services. Elle contrôle un ou plusieurs ASN (Access Service Network) qui est formée d'une ou plusieurs BS, et d'un ou plusieurs ASN-GW.

La dernière composante de l'IEEE 802.16e est le NSP (Network Service Provider). Cette entité fournit l'accès au réseau IP et offre aux abonnés l'accès aux services réseau. Le NSP Contrôle un ou plusieurs CSN (Connectivity Service Network) qui est le cœur du réseau WiMAX. Les fonctions des différents éléments formant l'architecture du réseau WiMAX mobile sont décrites ici :

- ❖ **Network Access Provider (NAP) :** Une entreprise qui fournit l'infrastructure d'accès radio à un ou plusieurs fournisseurs de services de réseau.
- ❖ **Network Service Provider (NSP) :**
 - ✚ Une entité qui fournit la connectivité IP et les services réseau aux abonnés compatibles avec le niveau de service établi. Pour fournir ces services, un NSP établit des ententes contractuelles avec un ou plusieurs programmes d'action nationaux.
 - ✚ Un NSP peut également établir des accords de Roaming avec d'autres fournisseurs de services réseau et des ententes contractuelles avec des tiers fournisseurs de l'application (par exemple ASP) pour fournir des services IP aux abonnés.
- ❖ **Connectivity Serving Network (CSN) :** Représentation logique des fonctions du NSP, par exemple :
 - ✚ Raccordement à Internet.
 - ✚ Authentification, autorisation et gestion.
 - ✚ Gestion de l'adresse IP.
 - ✚ Mobilité et Roaming entre ASNs.
 - ✚ Gestion de la politique et de la QoS fondée sur le SLA (Service Level Agreement).Elle contient des éléments de gestion comme le DHCP, l'AAA, l'HA, etc.

- ❖ **Access Serving Network (ASN) :** Représentation logique des fonctions du NAP, exemple :

- ✚ Interface d'entrée au réseau 802.16.
- ✚ Gestion des ressources radio et contrôle d'admission.
- ✚ Gestion de la mobilité.
- ✚ QoS et politique de renforcement.
- ✚ Acheminement pour la sélection de CSN.

Elle contient une ou plusieurs stations de bases responsables de la communication avec les abonnés, et un ou plusieurs ASN-GW qui constituent une passerelle qui assure la connexion des BSs avec le CSN.

- ❖ **ASN Gateway (ASN GW) :**

Elément du réseau WIMAX qui agit comme une entité logique dans le système WIMAX. Il sert à représenter une agrégation du plan de contrôle des entités fonctionnelles avec la fonction correspondante dans l'ASN ou la fonction résidente dans le CSN, ou une autre fonction dans l'ASN

- **Fonctionnalités de l'ASN GW :**

Gère la mobilité, le Handover (transfert intercellulaire) et le forwarding. Il agit comme une passerelle. Il contrôle les ressources radio. Il renforce la QoS et la classification des fonctions et se charge de la gestion et de la sécurité.

- **Fonctions de l'ASN-GW :**

- ✚ Gestion de localisation et du Paging.
- ✚ Serveur pour la session réseau et le contrôle de la mobilité.
- ✚ Contrôle d'admission et mise en cache des profils d'abonnés, et des clés de chiffrement.
- ✚ AAA (Authentication Authorization Accounting) client/proxy.
- ✚ Fournit les fonctionnalités de l'agent étranger.
- ✚ Routage IPv4 et IPv6 pour sélectionner le CSN.

- ❖ **La station de base :**

Située dans l'ASN et responsable de la communication sans fil avec les abonnés.

- ❖ **Les terminaux d'abonnés :**

Sont des équipements spéciaux équipés d'une carte WiMAX qui permet la communication avec ce réseau. Ils sont situés dans la zone de couverture d'une BS pour pouvoir communiquer avec cette dernière.

L'architecture de l'IEEE 802.16e est illustrée ci-dessous :

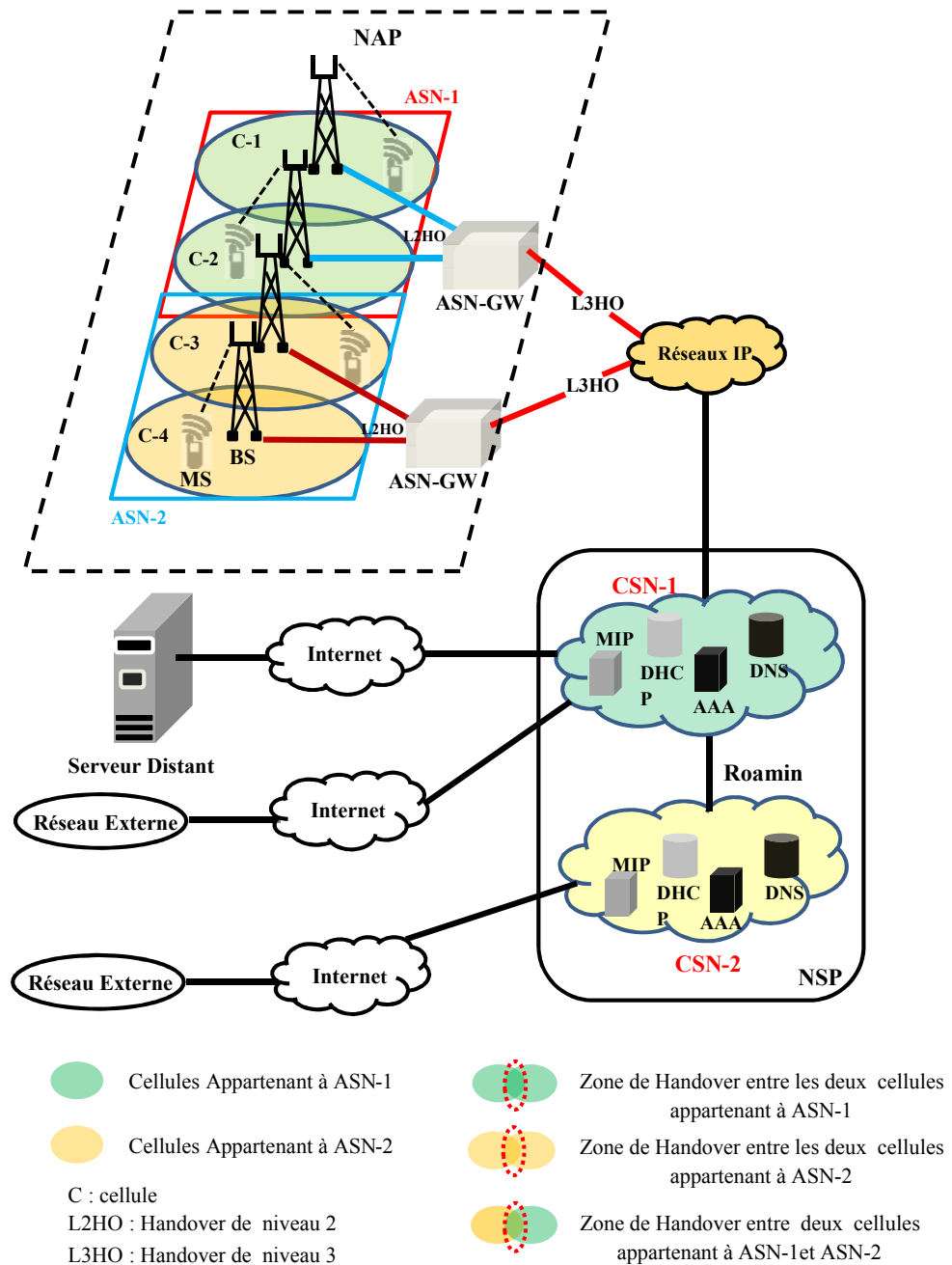


Figure 1.5 Architecture du WiMAX mobile.

1.3.2.6 Mobilité dans l'IEEE 802.16e

❖ Fonctions relatives au déplacement du MS

Il y a trois fonctions principales de gestion du déplacement de la station mobile :

- 🌐 **Data Path** : prend en charge la configuration du chemin et la transmission des données.

✚ **MS Context** : s'occupe de l'échange des informations relatives au MS dans le réseau cœur.

✚ **Handover** : c'est la fonction la plus intéressante, elle s'occupe de signalisation et prend les décisions relatives au passage entre les cellules.

❖ **Handover de niveau 2 (ASN Anchored Mobility Management)**

Mobilité Intra-ASN (entre BSs de même ASN / Handover de couche 2 du modèle OSI) :

✚ Micro mobilité.

✚ Pas de mise à jour de l'adresse IP.

Il y a Deux types de Handover :

- ✓ **Hard Handover** : Début du nouveau service avec la nouvelle BS après la déconnexion avec l'ancienne BS (délai d'arrêt). La station communique avec une seule BS.
- ✓ **Soft Handover** : Début du nouveau service avec la nouvelle BS avant la déconnexion avec l'ancienne BS (pas de délai d'arrêt). La MS communique avec plusieurs BSs en même temps, et maintient une liste de BSs active set. Il propose deux techniques : le **MDHO** et le **FBSS**.

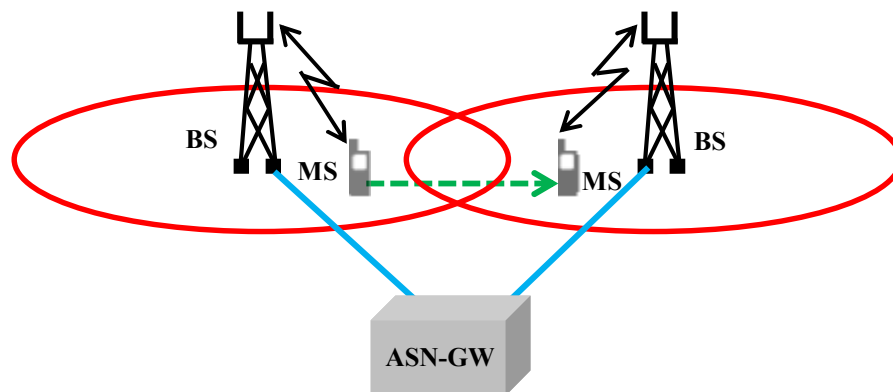


Figure 1.6 Intra-ASN Handover.

Les différentes étapes d'un Handover sont les suivantes :

- **Sélection de la cellule** : une MS doit d'abord acquérir des informations sur les BSs dans le réseau. Ces informations servent à déterminer si un Handover est possible ou non. Cela peut se produire soit en utilisant les informations déjà connues sur le réseau, soit en exigeant une scrutation (scan).
- **Décision et initialisation du Handover** : c'est la procédure de migration d'une MS à partir de l'ancienne BS vers la BS cible. La décision peut être déclenchée par la MS ou par la BS.

- **Synchronisation en voie descendante avec la BS cible** : la synchronisation est obligatoire pour établir la communication. Durant cette phase, la MS reçoit les paramètres de transmission en voie montante et descendante. Si la MS a obtenu auparavant ces paramètres de la même BS, la procédure peut être raccourcie.
- **Ranging** : lorsque la MS est synchronisée avec la nouvelle BS, il faut commencer la procédure de Ranging qui consiste en la réception de la MS des bons paramètres de la communication (exemple : décalage temporel, puissance du signal, etc.).
- **Résiliation de service** : l'ancienne BS termine la connexion associée à la MS qui vient de migrer vers une autre BS et supprime toutes les informations de sa file d'attente.
- **Annulation de Handover** : durant le processus de Handover, la MS a le droit d'annuler la procédure et de reprendre la communication avec l'ancienne à condition qu'elle ne l'ait pas annulée.

❖ Handover de niveau 3 (CSN Anchored Mobility Management)

Mobilité Inter-ASN (entre BSs de différentes ASN / Handover de couche 3 du modèle OSI)

- ✚ Macro mobilité.
- ✚ Mise à jour de l'adresse IP.
- ✚ Fondée sur MIP : Proxy MIP (PMIP) ou Client MIP (CMIP) (nous reviendrons ultérieurement sur la description de ces protocoles).

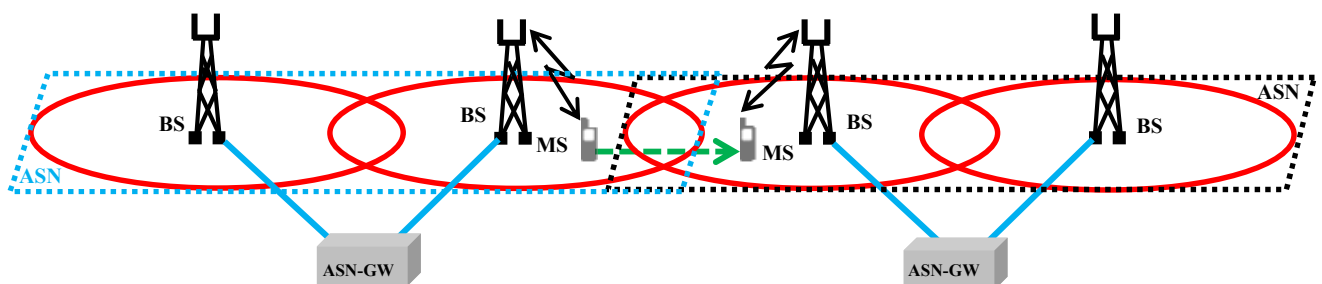


Figure 1.7 Intra-ASN Handover.

1.3.2.7 IEEE 802.16m

IEEE 802.16m [10] est une amélioration du WiMAX (802.16-2004) et du WiMAX mobile (802.16e) assurant la compatibilité avec les deux systèmes. Les débits théoriques proposés par cette version atteignent 100 Mb/s en situation de mobilité, et à 1 Gb/s quand la station abonnée est fixe. Le système 802.16m peut opérer dans des fréquences radio inférieures à 6 GHz. IEEE 802.16m utilisera la technologie MIMO (Multiple Input / Multiple Output) comme le Mobile WiMAX en proposant d'améliorer la technologie d'antenne pour obtenir une bande passante plus

grande. On peut voir le 802.16m comme une technologie qui profite des avantages de la 3G et du 802.16 pour offrir un ensemble de services à très haut débit (Streaming vidéo, IPTV, VoIP).

L'IEEE 802.16m gardera la même architecture et la même pile protocolaire que le 802.16e.

1.3.2.8 La norme IEEE 802.20 (Wireless Wide Area Network)

La norme IEEE 802.20 [11] déjà plus connue sous le nom de MBWA (Mobile Broadband Wireless Access) est en cours de développement. Elle doit permettre de créer des réseaux métropolitains mobiles qui ont pour but de permettre le déploiement mondial de réseaux sans fils haut débit à un coût accessible et disponible partout avec une connexion permanente.

De base, cette norme utilise des bandes de fréquences avec licence en dessous des 3,5 GHz. Elle doit permettre des débits maximum par utilisateur de 1 Mbit/s en descente et 300 Kbit/s en montée avec des cellules d'un rayon de 15 km maximum. Elle autorise les terminaux à se déplacer à plus de 250 km/h pour pouvoir être utilisé dans les trains à grande vitesse. D'autres versions sont prévues, utilisant un canal plus large de 5 MHz permettant des débits de 4 Mbits/s en descente et 1,2 Mbit/s en montée pour chaque utilisateur.

A l'inverse de l'UMTS qui fonctionne sur des terminaux centrés voix, cette norme est prévue pour des terminaux centrés sur les données, mais pouvant transférer voix et données. Elle devrait utiliser les technologies de FHSS, OFDM ou MIMO-OFDM. La qualité de service doit être implémentée pour le transport de la voix en utilisant une logique « pure IP ». Un réseau « Pure IP »

1.3.2.9 La norme 802.21 : Handover vertical

La norme IEEE 802.21 [12] est un standard en cours de développement. Son but est de gérer une connectivité sans discontinuité des différents réseaux sans fil. Aussi appelé Media Independent Handover (MIH), cette norme doit pouvoir gérer le Handover entre les réseaux cellulaires, la téléphonie portable, le GPRS, le WI-FI et le Bluetooth. Cette norme vise à compléter les lacunes des réseaux 802 qui sont capables de détecter et de se connecter aux points d'accès de leurs réseaux mais pas aux points d'accès des autres réseaux. Il faut donc gérer la continuité de la connexion et les paramètres de sécurité liés aux différentes normes. De plus il faut lier les différents réseaux sans fil entre eux.

Cette norme permettra aussi de pouvoir gérer le Handover diagonal. Cela consiste à changer de cellule (Handover horizontal) et en même temps à changer de technologie de transmission (Handover vertical). Par exemple, un utilisateur surfant sur Internet via un accès 802.11 (Wi-Fi) se connecte au réseau GPRS en gardant sa connexion lorsqu'il sort de sa cellule 802.11.

1.3.3 Long Term Evolution (LTE)

1.3.3.1 Introduction

LTE [13] est la norme de communication mobile la plus récente qui est proposée par l'organisme 3GPP dans le contexte de la 4G. Comme l'IEEE 802.16m, elle propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée. Théoriquement, le LTE peut atteindre un débit de 50 Mb/s en lien montant et 100 Mb/s en lien descendant.

En réalité, l'ensemble de ce réseau s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé des deux parties :

- ✚ Le réseau évolué d'accès radio LTE.
- ✚ Le réseau cœur évolué appelé SAE (System Architecture Evolution).

Le seul inconvénient de cette nouvelle technologie est l'installation de ses nouveaux équipements qui sont différents de ceux des normes précédentes, et le développement des terminaux adaptés.

1.3.3.2 Accès radio LTE

Pour offrir des débits élevés le LTE emploie la technologie OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) dans le sens descendant, et le SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) dans le sens montant [14]. Le LTE respecte les délais requis par le trafic temps-réel. Cette technologie prend en charge la mobilité des utilisateurs en exécutant le Handover à une vitesse allant jusqu'à 350 km/h.

Le LTE a pris en charge l'interconnexion et l'interopérabilité avec les normes 2G et 3G, et les réseaux CDMA-2000. Contrairement à la 3G qui nécessite d'allouer une bande de fréquence de 5 MHz, le LTE propose plusieurs bandes de fréquences allant de 1.25 jusqu'à 20 MHz. Cela lui permettra de couvrir de grandes surfaces.

1.3.3.3 Réseau global EPS

En comparant avec les normes 2G et 3G, l'architecture de l'EPS est plus simple. En particulier la nouvelle entité eNodeB remplace les fonctions des deux composants NodeB et RNC définis dans la 3G. L'EPS est composé de :

- ✚ **UE** : équipement utilisateur.
- ✚ **eNodeB** : responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE.
- ✚ **MME (Mobility Management Entity)** : MME est responsable de la gestion de la mobilité et l'authentification des utilisateurs. Elle est responsable aussi du Paging lorsque l'utilisateur est en état inactif. Elle sélectionne les composants dédiés aux types de la

communication de l'utilisateur. Elle gère le Handover inter-domaines et inter-réseaux. Et enfin elle s'occupe de la signalisation.

- ✚ **Serving GW (Serving Gateway) ou UPE (User Plane Entity) :** joue le rôle d'une passerelle lors du Handover inter-domaines et inter-réseaux, et ainsi responsable du routage des paquets.
- ✚ **PDN GW (Packet Data Network Gateway) ou IASA (Inter-Access System Anchor) :** chargé de la mobilité entre différents systèmes, il est composé de l'élément 3GPP Anchor qui permet d'exécuter la mobilité entre LTE et les technologies 2G/3G, et l'élément SAE Anchor qui permet d'exécuter la mobilité entre le système 3GPP et les systèmes non 3GPP (WIFI, WIMAX, etc.). Sachant que l'élément SAE Anchor ne prend aucune décision concernant la mobilité, il exécute seulement les décisions prises par l'UE. Il est responsable de l'attribution des adresses IP aux utilisateurs.
- ✚ **HSS (Home Subscriber Server) :** base de données, évolution du HLR de la 3G. Elle contient les informations de souscriptions pour les réseaux GSM, GPRS, 3G et LTE...
- ✚ **PCRF (Policy & Charging Rules Function) :** fournit les règles de la taxation.
- ✚ **ePDG (Evolved Packet Data Gateway) :** un élément réseau qui permet l'interopérabilité avec le réseau WLAN en fournissant des fonctions de routage des paquets, de Tunneling, d'authentification, d'autorisation et d'encapsulation / décapsulation des paquets.

L'architecture du réseau EPS est présentée ci-dessous :

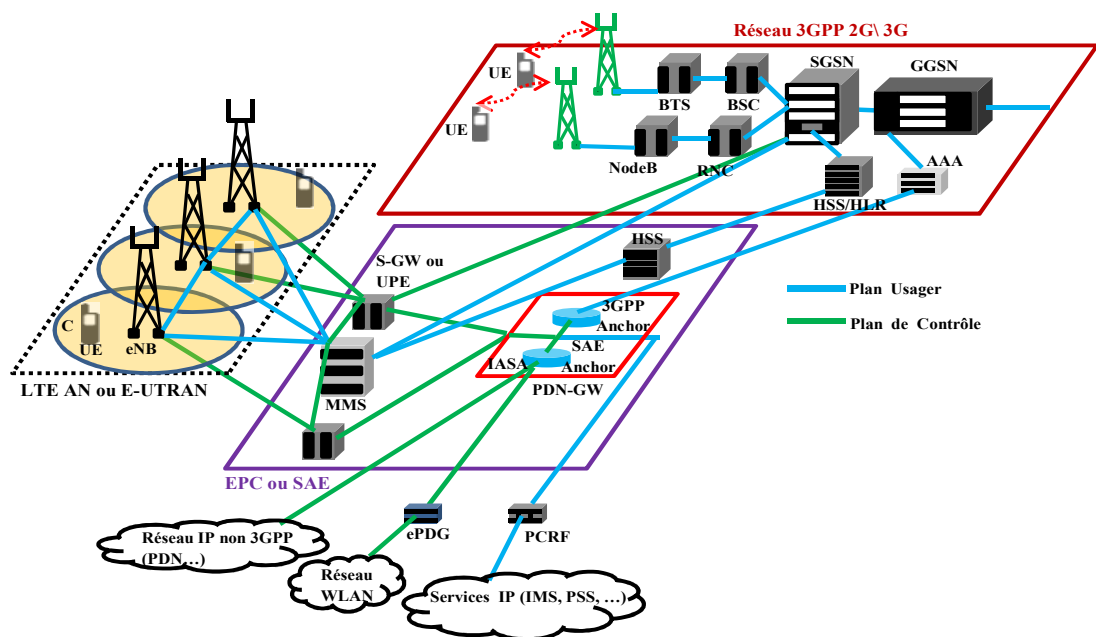


Figure 1.8 Architecture de l'EPS.

1.3.3.4 Le Handover dans LTE

Dans LTE la gestion de mobilité est distribuée, les eNodeBs prennent la décision de Handover d'une façon autonome sans implication des éléments : MME et S-GW. Les informations nécessaires au Handover sont échangées entre les eNodeBs via une interface appelée X2. Le MME et le S-GW recevront une notification avec un message complet de Handover après que la nouvelle connexion aura été attribuée entre l'UE et la nouvelle eNodeB. Après réception du message, les Gateways effectuent le chemin de commutation. Durant le Handover il y a un délai durant lequel l'UE n'est pas connecté au système. Pour résoudre cela, une solution temporaire de Forwarding des données perdues de l'ancien eNB vers le nouveau eNB est proposée. Dans ce cas il n'y a pas de mémorisation des données au niveau des Gateways. L'intérêt de cette solution est de minimiser la charge de signalisation au niveau de l'interface entre l'eNB et l'MME/S-GW.

Les principales étapes du Handover sont :

- ✚ Le Handover est déclenché par l'UE qui envoie un rapport de mesure à l'eNB source qui va décider en se fondant sur le rapport reçu et sur les informations concernant la gestion des ressources radio (RRM : Radio Resource Management).
- ✚ La phase de préparation du Handover commence par l'envoi d'une requête de Handover (HO Request) de la part de l'eNB source vers l'eNB cible. Ce message contient toutes les informations pertinentes sur le Handover (UE - RAN, PDP Context, etc.).
- ✚ L'eNB cible enregistre le contexte, prépare les couches 1 et 2 (L1/L2) pour le Handover et répond à l'eNB source par un acquittement (HO Request Ack) qui fournira les informations sur l'établissement de nouveau lien radio.
- ✚ L'eNB source transférera toutes les informations nécessaires à l'UE, et à ce moment-là, l'eNB source arrête d'envoyer et de recevoir des données avec l'UE. Il fera alors suivre les données à l'eNB cible.
- ✚ L'UE informe l'eNB cible du succès du Handover avec un message de confirmation. Jusqu'à cet instant l'eNB cible mémorise les données reçus de l'eNB source. Après avoir reçu le message de confirmation il commence à envoyer les données bufférisées à l'UE.
- ✚ L'eNB cible initie le changement de chemin de données en envoyant un « Handover Complete » aux passerelles. Les informations de localisation de l'UE seront ensuite mises à jour au niveau des passerelles qui vont effectuer le changement de chemin pour que les données soient envoyées directement vers l'eNB cible.
- ✚ L'MME/S-GW confirment le chemin par un message 'Handover Complete Ack', et dès que l'eNB cible reçoit ce message, il envoie une indication 'release Source' au eNB source pour qu'il libère définitivement la connexion avec l'UE.

1.3.4 L'UMB

1.3.4.1 Introduction

L'UMB (Ultra Mobile Broadband) [1] ou plus exactement «CDMA2000 1xEV-DO Revision C» est le nom commercial de la prochaine version de la famille CDMA. Avec la première révision A avec le CDMA, le débit offert était de 450 à 800 Kb/s vers des points fixes uniquement. Ensuite, avec la révision B il y avait une amélioration des débits jusqu'à 46,5 Mb/s. La dernière révision C proposée ajoute la gestion de la mobilité de l'utilisateur en grande vitesse et offre des débits théoriques à l'ordre de 288 Mb/s en voie descendante, et 75 Mb/s en voie montante. Elle propose aussi un environnement réseau qui se repose sur le principe de tout-IP et dispose de passerelles permettant l'interconnexion avec les réseaux de la famille 3GPP.

L'UMB repose sur une méthode d'accès de type OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) utilisant des mécanismes sophistiqués de contrôle et de signalisation, une gestion fine des ressources radio (RRM : Radio Resource Management), une gestion adaptative des interférences des liens retour (RL : Reverse Link) et la technique FDD (Frequency Division Duplex). Elle utilise aussi des techniques avancées d'antennes comme MIMO (Multiple In Multiple Out), SDMA (Space Division Multiple Access), et formation des faisceaux, tout en restant compatible avec les normes antérieures.

Parmi les caractéristiques décrites dans la spécification, nous noterons son usage polyvalent (fixe, pédestre, mobile jusqu'à plus de 300 km/h), son temps de latence de l'ordre de 14,3 ms, sa large couverture, et sa flexibilité de déploiement entre 1.25 MHz et 20 MHz.

1.3.4.2 Architecture de l'UMB

Les éléments du réseau et les interfaces formant l'architecture de l'UMB sont :

- **Access Terminal (AT)** : c'est le périphérique sans fil compatible avec l'UMB.
- **Access Gateway (AGW)** : c'est un routeur qui présente le premier point de rattachement au réseau IP.
- **Session Reference Network Controller (SRNC)** : il est responsable du maintien de la référence de la session avec l'AT. Il est responsable aussi de la prise en charge de la gestion du statut IDLE de l'AT, et de la fourniture des fonctions de contrôle de Paging quand l'AT.

L'architecture de l'UMB est présentée ci-dessous :

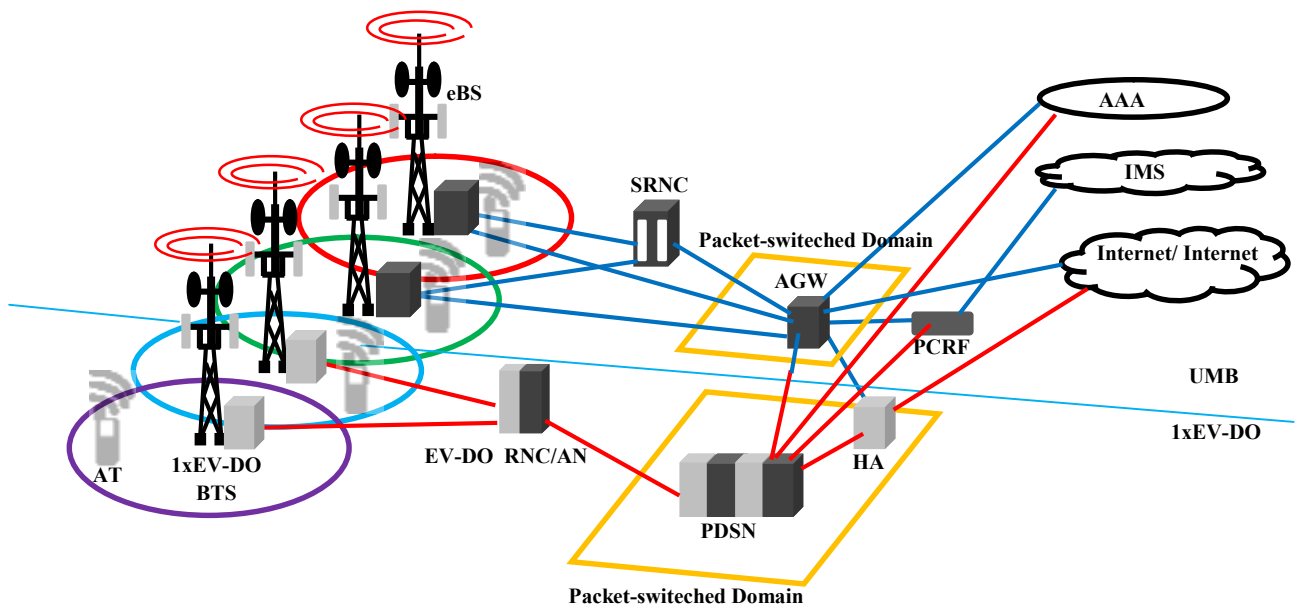


Figure 1.9 Architecture de l'UMB.

1.3.4.3 Mobilité dans l'UMB

Il y a trois types de mobilité dans l'UMB : dans un même domaine AGW, entre deux domaines AGW, et entre deux technologies différentes.

- ✚ **Handover inter-eBS** : l'AT peut changer d'eBS à travers le Handover de couche 2.
- ✚ **Handover inter-AGW** : c'est dans le cas où le mobile passe d'une cellule gérée par un AGW à une autre gérée avec un autre AGW, ce Handover est de niveau 3.
- ✚ **Handover inter-systèmes** : entre UMB et une autre technologie.

1.4 L'objectif de la 4G

La 4ème génération vise à améliorer l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi d'offrir des débits élevés en situation de mobilité et à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise à rendre le passage entre les réseaux transparent pour l'utilisateur, à éviter l'interruption des services durant le transfert Inter-cellulaire, et à basculer l'utilisation vers le tout-IP.

1.5 Conclusion

Les réseaux de quatrième génération posent une multitude de problèmes, mais comme j'ai pu voir dans cette étude bibliographique, il y a une multitude d'architectures et protocoles qui essaient les résoudre. Dans le cadre de la 4^{ème} génération de mobile (4G), plusieurs technologies d'accès sans fil sont présentées à l'utilisateur. Ce dernier veut pouvoir être connecté au mieux,

n'importe où, n'importe quand et avec n'importe quel réseau d'accès. Pour cela, les différentes technologies sans fil, doivent coexister de manière à ce que la meilleure technologie puisse être retenue en fonction du profil de l'utilisateur et de chaque type d'application et de service qu'il demande.

C

haptitre2

Sommaire

Canal de propagation radioélectrique

2.1 Le canal radio mobile	25
2.1.1 Analyse physique.....	25
2.1.2 Modélisation statistique du canal de propagation	28
2.1.3 Description des canaux théoriques.....	28
2.1.4 Les dispersions temporelles.....	30
2.1.5 Les dispersions fréquentielles.....	31
2.2 Influences sur les systèmes de radiocommunications.....	33
2.2.1 La notion de sélectivité.....	33
2.2.2 La notion de diversité.....	33
2.3 La modulation OFDM	34
2.3.1 Principe des modulations multi porteuses.....	34
2.3.2 Le signal OFDM.....	34
2.3.3 L'insertion de l'intervalle de garde.....	35
2.4 L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC).....	37
2.5 Conclusion.....	39

La communication entre deux mobiles n'est pas établie par un lien radio électrique direct ni par un système centralisé autour d'une unité de contrôle centrale gérant les différents mobiles. La zone géométrique à couvrir est divisée en cellules possédant chacune une station de base. La communication est alors assurée par des liens entre la station de base et les différents mobiles. Elle est assurée par allocation d'un canal à chaque mobile. Un canal utilise généralement deux fréquences de transmission: l'une permet de communiquer l'information de la station de base vers le mobile et s'appelle voie descendante de communication, l'autre permet de communiquer l'information du mobile vers la station de base et s'appelle voie montante qui sont illustrées ci-dessous :

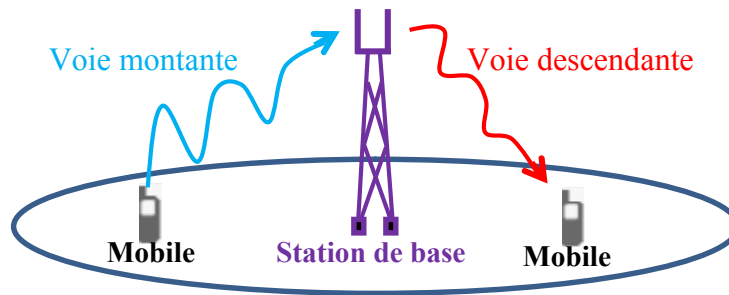


Figure 2.1 Transmission en voie descendante et montante dans un contexte deux-utilisateurs.

Le canal de transmission constitue le problème central auquel il faut faire face dans les différentes solutions de transmission proposées. Lorsqu'on envoie un symbole à travers le canal, celui-ci sera reçu sous forme de versions superposées retardées et atténuées ce qui peut générer de l'interférence entre les symboles transmis. Un remède serait alors d'augmenter l'intervalle de temps entre ces symboles mais au détriment du débit souhaité. Afin de maintenir des débits élevés et annuler l'interférence entre symboles, un remède plus sophistiqué consiste en une transmission parallèle des données ayant des durées suffisamment longues comme le réalise l'**OFDM** « Orthogonal Frequency Division Multiplexing ».

2.1 Le canal radio mobile

2.1.1 Analyse physique

La liaison entre la station de base et le mobile est dépendante du canal radio mobile. Dans une communication sur un canal radio mobile, le signal transmis est soumis à deux types de perturbations : le bruit additif et les perturbations de propagation à travers le canal [2].

Le bruit

Le premier type de perturbations provient directement de l'agitation thermique des électrons dans la matière qui ne sont pas à une température absolue nulle ($T=0^\circ\text{K}$). Cette agitation provoque un mouvement chaotique et donc des accélérations aléatoires des électrons dans toutes les directions. Ce bruit est appelé bruit thermique et possède une distribution normale. La densité spectrale de puissance de rayonnement moyenne (monolatérale notée N_0) de la distribution du bruit thermique émise par un corps porté à une certaine température a été modélisée par la loi de Planck. Aux fréquences radio, elle est approximée par $\gamma_b(f) = K_b T$ (exprimée en Watt/Hz) où K_b est la constante de Boltzmann et vaut $1.38 \times 10^{-23} \text{ Joules.K}^{-1}$ et T est la température du corps qui émet le rayonnement exprimée en Kelvins.

✚ Les perturbations de propagation

En communications numériques, un autre type de perturbations pourrait apparaître. Il correspond aux atténuations dues à la propagation et à la superposition multiple et incohérente de signaux radioélectriques en réception. Ainsi, on distingue:

- **L'atténuation moyenne (« Path loss » en anglais):** La puissance du signal reçue diminue globalement en moyenne en fonction de la distance d parcourue par l'onde électromagnétique avec une atténuation donnée sous forme d^n où n est un réel positif qui dépend de la liaison entre la station de base et le mobile. Lorsque la station de base et le mobile sont en vue directe (« Line Of Sight LOS» en anglais), la puissance moyenne du signal diminue en puissance de 2 en fonction de la distance ($n=2$). L'atténuation en puissance est alors donnée par $Att(d) = \left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)^2$ où λ est la longueur d'onde du signal transmis. Lorsque la station de base et le mobile ne sont pas en vue directe, la puissance du signal diminue avec une puissance plus grande de 2. Elle est alors comprise entre 3 et 5 suivant le type d'environnement.
- **La propagation par trajets multiples:** Elle est due aux réflexions, de diffractions et à la diffusion du signal transmis sous forme d'onde électromagnétique comme le montre la **Figure 2.2**. Ainsi, on reçoit au niveau du récepteur une multitude d'ondes arrivant avec des amplitudes, des phases et des délais différents dont l'énergie est difficile à récupérer entièrement. Cette multitude d'ondes se traduit par une sélectivité fréquentielle du canal c.à.d. ses composantes fréquentielles ne sont pas soumises au même niveau d'atténuation. Bien que cette sélectivité présente un gain de diversité fréquentiel, elle introduit une perte des propriétés du signal transmis.



L'effet

Doppler : Cet effet est dû à la mobilité du mobile et/ou des objets dans le canal radio mobile. Pour les systèmes à ondes stationnaires travaillant à une fréquence porteuse autour de quelques GHz, la distance entre un nœud et un ventre sera de quelques centimètres ce qui induit un changement rapide des amplitudes et des phases pour le moindre mouvement ce qui fait varier le canal au cours du temps. Ces fluctuations caractérisées généralement par un évanouissement rapide du canal introduisent **une sélectivité temporelle** du signal transmis mais dégradent aussi la communication. Elles seront étudiées ultérieurement en détails.

- **L'évanouissement à long terme (« Shadowing » en anglais):** Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines...) ce

qui résulte en une atténuation plus ou moins prononcée. Contrairement aux fluctuations dues aux trajets multiples, on qualifie ce type de fluctuations comme étant fluctuations à long terme comparativement à la longueur d'onde. De nombreuses études modélisent cet évanouissement comme une variable aléatoire de loi log-normale qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation.

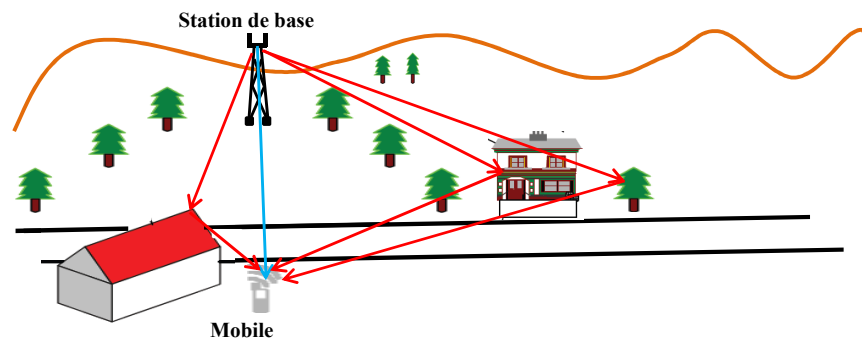


Figure 2.2 Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale).

La Figure 2.3 récapitule les différentes sources de perturbations. Généralement, les variations de la puissance reçue dues aux effets de l'évanouissement à long terme et l'atténuation moyenne sont compensées par un contrôle de puissance au niveau de l'émetteur. Elles ne sont pas étudiées dans ce document. On s'intéressera particulièrement à l'effet Doppler et à la propagation par trajets multiples. En large bande, le canal de propagation est souvent décrit par la Réponse Impulsionnelle (RI) d'un filtre sélectif en fréquence et variable en temps. La RI représente ainsi les différents échos que subit le signal en transmission. En raison du mouvement du mobile ou bien des objets environnants, chaque version retardée du signal émis subit une modulation supplémentaire correspondant à l'effet Doppler. On va voir que cette modulation parasite sera d'autant plus grande que la vitesse du mobile et/ou la fréquence porteuse sont plus grandes.

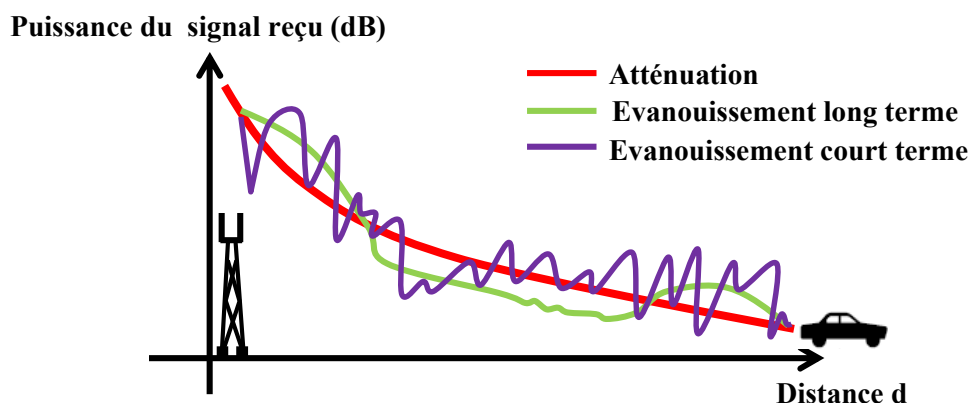


Figure 2.3 Les différents types d'atténuation en fonction de la distance du mobile.

2.1.2 Modélisation statistique du canal de propagation

La réponse impulsionnelle h du canal peut être exprimée selon l'expression (2.1) [15]. Cette expression considère des trajets fixes lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement.

$$h(t, \tau) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p(t)| e^{j(2\pi v_b \tau + \theta_p(t))} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.1)$$

Dans l'expression 2.1, P correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des P signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets, comme nous l'avons vu précédemment. Dès lors, la contribution de chaque trajet discernable peut ainsi être modélisée par une amplitude $|\beta_p|$ et un déphasage θ_p , associés au retard τ_p . Le terme v_b , utilisé dans l'expression (2.1), désigne la fréquence de décalage Doppler, décalage provoqué par les déplacements relatifs de l'émetteur et/ou du récepteur. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus r et émis s , selon les relations (2.2) et (2.3), où n désigne le terme de bruit additif gaussien.

$$r(t) = (h * s)(t) + n(t) \quad (2.2)$$

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p(t)| e^{j(2\pi v_b \tau + \theta_p(t))} s(\tau - \tau_p) + n(t) \quad (2.3)$$

2.1.3 Description des canaux théoriques

2.1.3.1 Distribution gaussienne

La distribution gaussienne possède la fonction de densité de probabilité (figure 2.4) suivante :

$$F_{n(t)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.4)$$

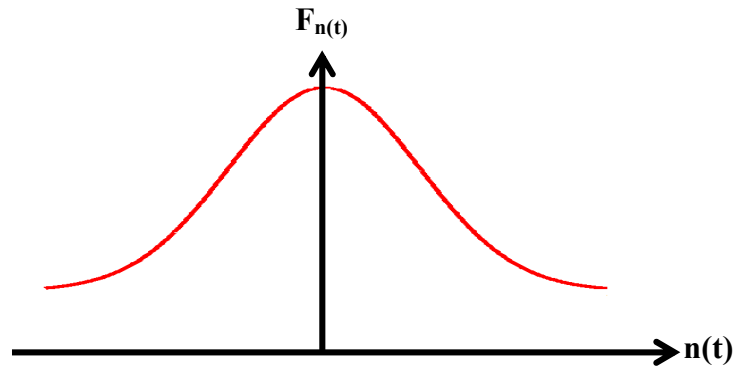


Figure 2.4 Fonction de densité de probabilité gaussienne.

avec μ et σ , respectivement la moyenne et la variance de la distribution.

2.1.3.2 Distribution de Rayleigh

La variable aléatoire $|\beta_p|$ définie comme la racine carrée de la somme des carrés de deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes n_1 et n_2 de moyenne nulle et de variance identique σ_p^2 , alors on peut montrer que $|\beta_p|$ est une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh [16] :

$$n_1 = N_1(\sigma_p^2, 0) \quad (2.5)$$

$$n_2 = N_2(\sigma_p^2, 0) \quad (2.6)$$

$$\beta_p = N_1(\sigma_p^2, 0) + jN_2(\sigma_p^2, 0) \quad (2.7)$$

$$\beta_p = |\beta_p| e^{j\theta_p} \quad (2.8)$$

La fonction de densité de probabilité de $|\beta_p|$ [17] :

$$f_{\text{Ray}}(|\beta_p|) = \frac{|\beta_p|}{\sigma_p^2} e^{-\frac{|\beta_p|^2}{2\sigma_p^2}} \quad (2.9)$$

Les phases θ_p sont, uniformément réparties sur $[0, 2\pi[$. Cependant, ce modèle n'est valable que pour des propagations sans trajet direct. Dès lors, en présence de trajet direct, il est possible de modéliser le comportement de $|\beta_p|$ comme suivant une densité de probabilité selon une distribution de Rice.

2.1.3.3 Distribution de Rice

La modélisation de coefficient d'atténuation β_p pour $p^{\text{ième}}$ trajet dans le canal de Rice est donnée par :

$$\beta_p = N_1(\sigma_p^2, v) + jN_2(\sigma_p^2, 0) \quad (2.10)$$

La fonction de densité de probabilité de $|\beta_p|$ est exprimée par la formule suivante :

$$f_{\text{Ric}}(|\beta_p|) = \frac{|\beta_p|}{\sigma_p^2} I_0\left(\frac{|\beta_p|v}{\sigma_p^2}\right) e^{-\frac{|\beta_p|^2 + v^2}{2\sigma_p^2}} \quad (2.11)$$

Avec $I_0(\cdot)$ qui est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

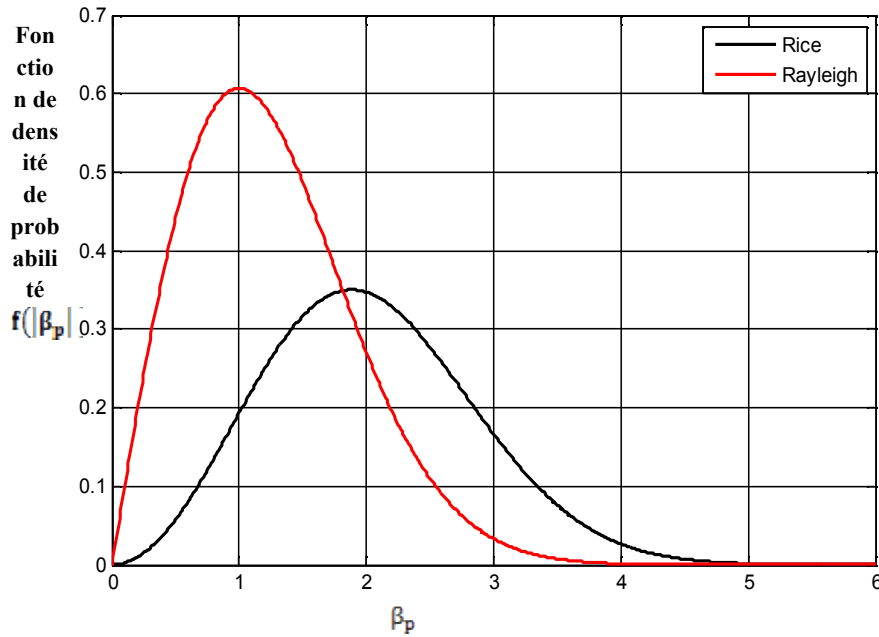


Figure 2.5 Fonction de densité de probabilité de Rayleigh et de Rice ($\sigma_p^2 = 1$ et $v = 1,5$).

2.1.4 Les dispersions temporelles

La première caractéristique des canaux de propagation est l'étalement des retards maximal noté τ_{max} , déterminé par la fonction d'étalement des retards. Ce paramètre correspond à l'intervalle de temps écoulé entre l'arrivée au récepteur du premier et du dernier trajet issus d'une même impulsion à l'émission. De cette manière, l'étude du moment d'ordre deux de la

variable aléatoire $\tau \in [0, \tau_{\max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards, noté σ_τ . Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La mesure de la bande de cohérence B_c permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus sont considérés comme décorrélés. L'expression de la bande de cohérence B_c est donnée par [15]:

$$B_c = \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.12)$$

2.1.5 Les dispersions fréquentielles

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage du spectre des signaux émis, appelés décalage Doppler, décalage d'autant plus important que la vitesse relative de déplacement est élevée. Ces décalages Doppler font que pour un signal émis à la fréquence f_c , la fréquence du signal reçu f_r sera décalée de la fréquence de décalage Doppler f_d :

$$f_r = f_d + f_c \quad (2.13)$$

f_d représente la fonction de l'angle θ d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos(\theta) \quad (2.14)$$

Où c désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage Doppler appelée également Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{d\max} \quad \text{avec} \quad f_{d\max} = \frac{vf_{d\max}}{c} \quad (2.15)$$

où $f_{d\max}$ désigne la fréquence Doppler maximale. La fonction d'autocorrélation du canal est donnée par [18] :

$$R_{\beta_p}(\Delta t) = E\{\beta_p(t)\beta_p(t - \Delta t)^*\} = \sigma_p^2 j_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (2.16)$$

Où $j_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et le module de β_p est une loi de Rayleigh, mais la phase de β_p est uniformément distribuée entre 0 et 2π . On associe un spectre Doppler du type Jakes à chaque trajet p qui peut se déduire par transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_{\beta_p}(\Delta t)$:

$$S_{\beta_p}(f) = \text{TF}_{\Delta t}[R_{\beta_p}(\Delta t)] = \text{TF}_{\Delta t}[\sigma_p^2 j_0(2\pi f_d \Delta t)] = \begin{cases} \frac{\sigma_p^2}{\pi f_d \sqrt{1 - (\frac{f}{f_d})^2}} & \text{si } |f| \leq f_d \\ 0 & \text{si } |f| > f_d \end{cases} \quad (2.17)$$

La forme de ce type de spectre est illustrée par la figure 2.6

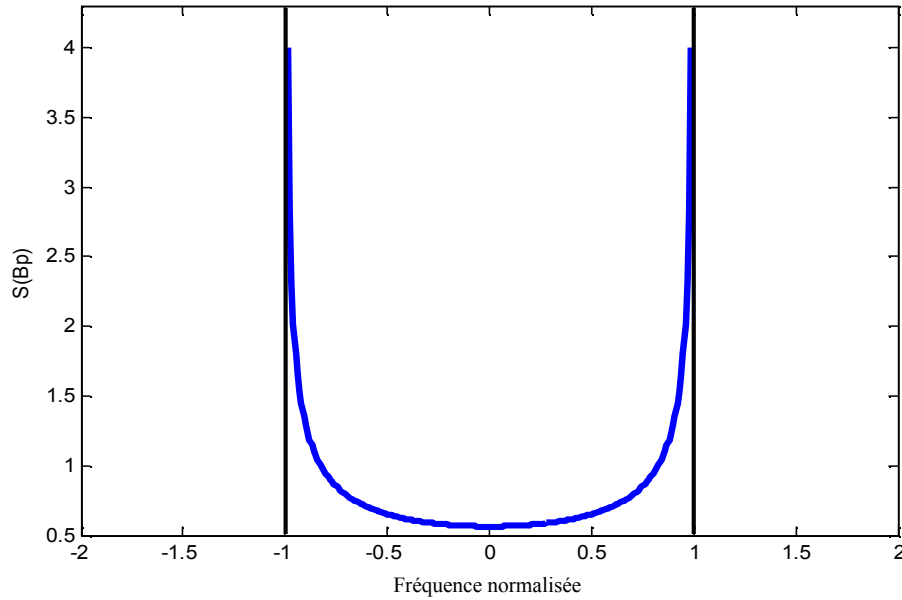


Figure 2.6 Spectre Doppler associé au p^{eme} trajet ($\sigma_p^2 = 1$ et $f_d = 1$).

Le spectre Doppler obtenu a une forme de « U » dit de Jakes. L'hypothèse sur la répartition des signaux reçus permet donc de caractériser le profil Doppler rencontré. Le temps de cohérence du canal représente l'évolution temporelle de celui-ci, il est lié aux dispersions fréquentielles. Il est alors possible d'exprimer t_c en fonction de f_d :

$$t_c = \frac{9}{16\pi f_{dmax}} \quad (2.18)$$

Les notions de bande et de temps de cohérence permettent de dégager certaines contraintes de développement pour les systèmes de radiocommunications vis-à-vis d'un canal de propagation donné.

2.2 Influences sur les systèmes de radiocommunications

2.2.1 La notion de sélectivité

Les trajets multiples ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et temporelle. Ces sélectivités sont mesurées à partir des valeurs de bande de cohérence et de temps de cohérence. La robustesse d'un signal de durée symbole T_s et de bande B_s dépendra des rapports T_s / t_c et B_s / B_c . On distingue alors quatre cas de figures [15] :

✚ $B_s \ll B_c \Leftrightarrow T_s \gg \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à « évanouissements plats ».

✚ $B_s > B_c \Leftrightarrow T_s < \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrelées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.

✚ $B_s > B_d \Leftrightarrow T_s < t_c$: si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à « évanouissements lents ». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

✚ $B_s \ll B_d \Leftrightarrow T_s \gg t_c$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à « évanouissements plats ». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

2.2.2 La notion de diversité

La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. Les grandeurs D_t et D_f représentent respectivement l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Ces grandeurs correspondent à l'ordre de diversité utilisée lors de la

transmission d'un signal d'une trame de durée T_{trame} de signaux de durée T_s , et leurs expressions sont les suivantes :

$$D_t = \frac{T_{\text{trame}}}{t_c} \quad (2.19)$$

$$D_f = \frac{B_g}{B_c} \quad (2.20)$$

2.3 La modulation OFDM

2.3.1 Principe des modulations multi porteuses

Les modulations multi-porteuses **OFDM** ont été conçues sur le principe suivant: en émission, le signal fréquentiel est transmis sur un certain nombre N d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On répartit ainsi un flux binaire (ou de symboles) à un rythme T_d sur l'ensemble de sous-porteuses ayant chacune un débit réduit. Comparativement à un système mono porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par N . On obtient un symbole **OFDM** de durée utile $T_s = N \cdot T_d$ ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'interférence entre symboles (**IES**). En réception, une opération inverse est réalisée en utilisant des mises en forme adaptées à celles de transmission. Dans le cas d'exponentielles complexes, on utilise la Transformée de Fourier Discrète Inverse (IFFT) en émission et la Transformée de Fourier Discrète (FFT) en réception [19].

2.3.2 Le signal OFDM

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles complexes C_k sur N sous-porteuses. La largeur des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement $1/T_d$ et $1/T_s$, avec $T_s = NT_d$. Les symboles complexes C_k sont issus d'un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel $[0, T_s[$ peut s'exprimer comme [20]:

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f t} \quad , \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.21)$$

Où C_k est le symbole numérique, qui été choisi de l'ensemble de constellation de la modulation numérique de technique M-QAM, modulé par la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse, Δf c'est la différence de fréquence entre les sous-porteuses et il est mis à $\Delta f = 1/T_s$ afin de de produire des sous porteuses orthogonales, où T_s est la durée de symbole OFDM. Nous avons vu qu'un signal OFDM peut

être produit par une opération de transformée de Fourier rapide inverse (**IFFT**) suivie d'une conversion numérique-analogique. Autrement-dit, on peut remplacer la variable t en (2.21) par la variable n/N , nous obtenons la relation suivante :

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f \frac{n}{N}} \quad , \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.22)$$

Où le terme en droite dans l'équation (2.22) c'est exactement l'opération IFFT. Donc elle peut être réécrite sous la forme :

$$x(n) = \text{IFFT}(C_0, C_1, \dots, C_{N-1}) \quad (2.23)$$

2.3.3 L'insertion de l'intervalle de garde

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, ou ISI pour Inter Symbol Interférence, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, l'effet Doppler ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_g + T_s$. La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale n_g et en puissance l_g . Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit [15]:

$$n_g = \frac{T_g}{T_g + T_s} \quad (2.24)$$

$$l_g = 10 \log\left(\frac{T_g}{T_g + T_s}\right) \quad (2.25)$$

En supposant que T_g est égale à 25% de T_s , la perte en efficacité spectrale est de 20%. L'insertion de l'intervalle de garde, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin

de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour Inter-Carrier Interférence. En effet, le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'ISI. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous-porteuses contenues dans la partie utile T_s de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous-porteuses.

En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM

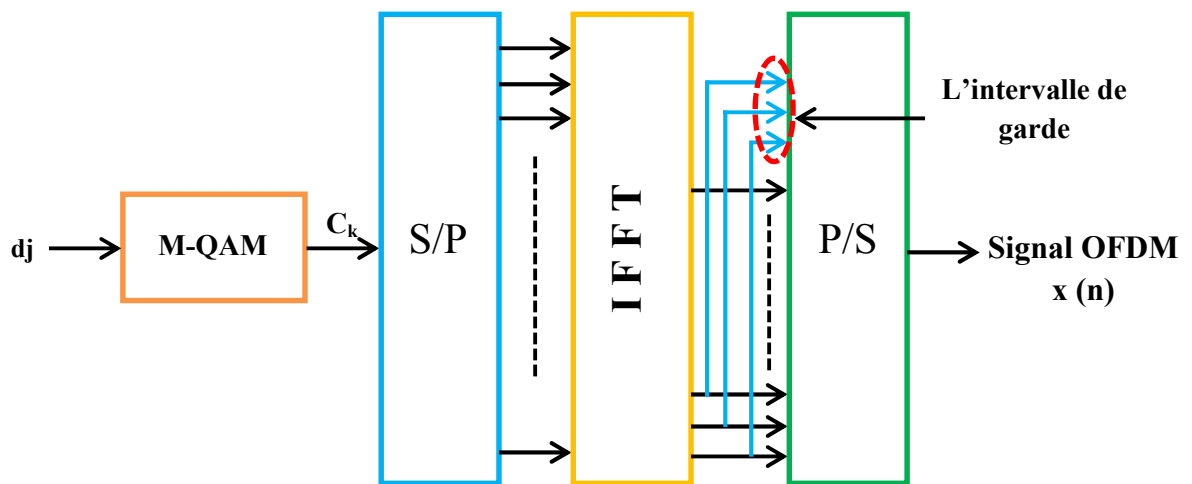


Figure 2.7 Schéma synoptique des modulations OFDM.

La figure 2.8 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité (Orthogonal d'OFDM). Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse [21].

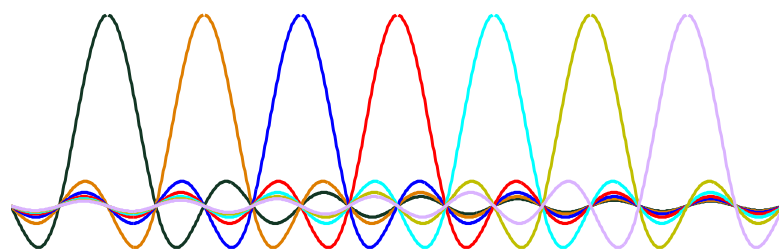


Figure 2.8 Spectres des différentes porteuses.

La figure 2.9 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_S$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_S$.

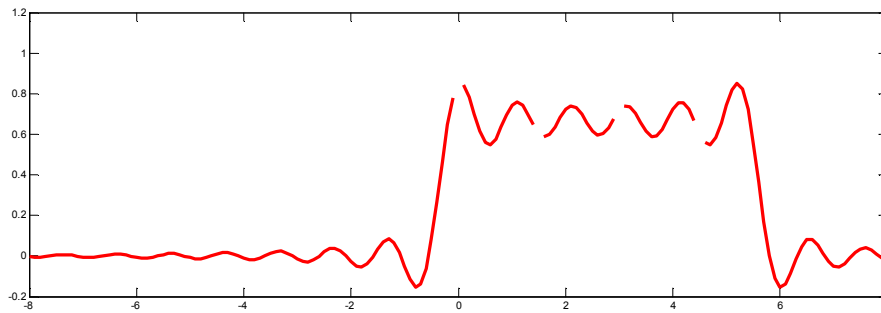


Figure 2.9 Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.

2.4 L'Accès Multiple à Répartition par Codes (AMRC)

L'AMRC [15] connu en anglais sous le nom « Code Division Multiple Access (CDMA) » est une technique de transmission dans laquelle une séquence pseudo aléatoire indépendante des données est utilisée pour étaler l'énergie du signal sur une bande de fréquence plus grande que celle des données. En réception, le signal est désétalé en utilisant une réplique synchronisée de la séquence aléatoire. La présentation traditionnelle de du CDMA consiste en la multiplication des symboles de données par une séquence pseudo-aléatoire comme le montre la Figure 2.10.

L'étalement de spectre a fait son apparition vers les années 1940. En effet, grâce à sa résistance aux interférences, il permet de combattre des brouilleurs. Cependant, aucune information n'a été dévoilée à cette époque à cause de son utilisation en domaine militaire. Le brevet d'invention a été déposé par les deux acteurs de Hollywood « Hedy Lamarr » et « George Anthel » en juin 1941.

Dans une liaison descendante, la station de base émet d'une façon synchrone des données à N_u utilisateurs communicants. Chaque symbole de donnée $a_{l,m}$ d'un utilisateur m à l'instant l_{ts} est tout d'abord étalé par la séquence d'étalement C_m de longueur N_c choisie généralement à partir d'un ensemble de codes orthogonaux. Les symboles étalés des différents utilisateurs sont alors additionnés pour permettre une liaison d'un point en multi point (Figure 2.11). Les séquences pseudo-aléatoires utilisées sont généralement périodiques de période $t_s=N_c \times T_c$ où T_c

est la période des chips. Le signal numérique étalé d'un utilisateur m s'écrit après sa mise en forme comme :

$$d_m(t) = \sum_l \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{p_m} a_{l,m} c_m[k] v(t - lt_s - kT_c) \quad (2.26)$$

Où P_m est la puissance de l'utilisateur m , $v(t)$ est la fonction de mise en forme du symbole transmis, $C_m[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ chip de durée T_c de la séquence C_m de l'utilisateur m supposée à énergie normalisée.

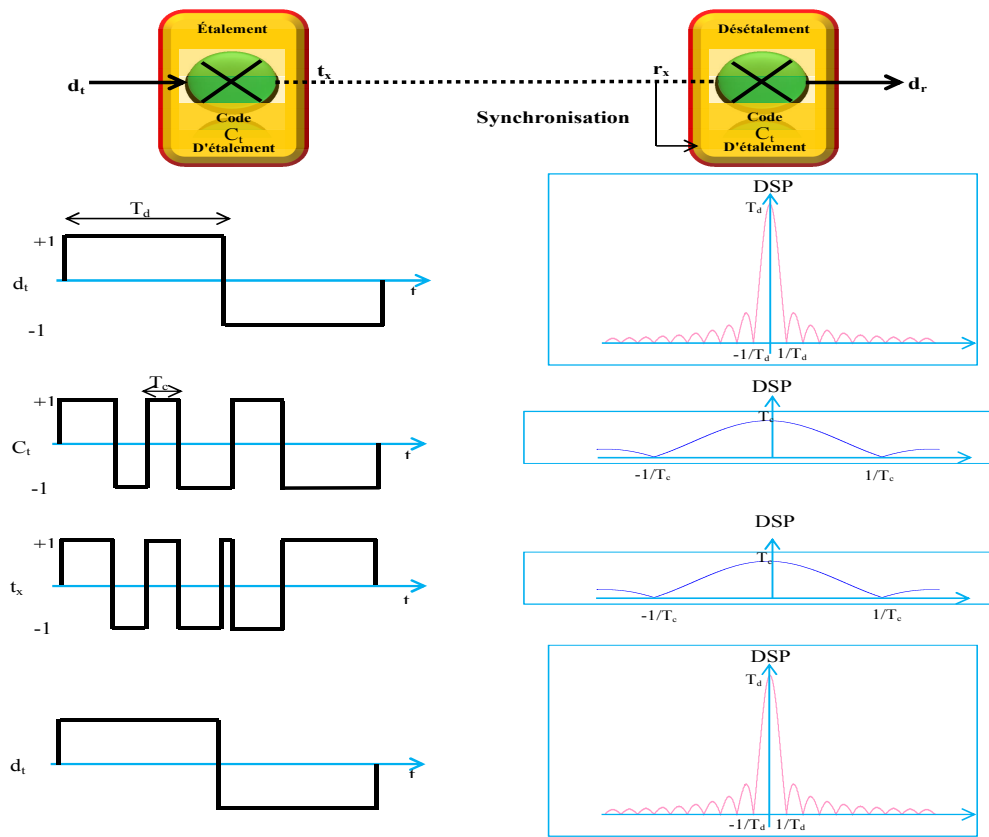


Figure 2.10 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

Le signal émis à travers le canal de transmission en liaison descendante s'écrit alors comme une superposition des signaux des différents utilisateurs :

$$x(t) = \sum_l \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_u-1} \sqrt{p_m} a_{l,m} c_m[k] v(t - lt_s - kT_c) \quad (2.27)$$

En réception, le synoptique simplifié du récepteur élémentaire en CDMA d'un utilisateur m comprend principalement la fonction de désétalement. Celle-ci consiste à multiplier le signal reçu par le code conjugué synchronisé et d'intégrer ce produit sur une durée symbole pour former la variable de décision nécessaire pour la détection de chaque symbole.

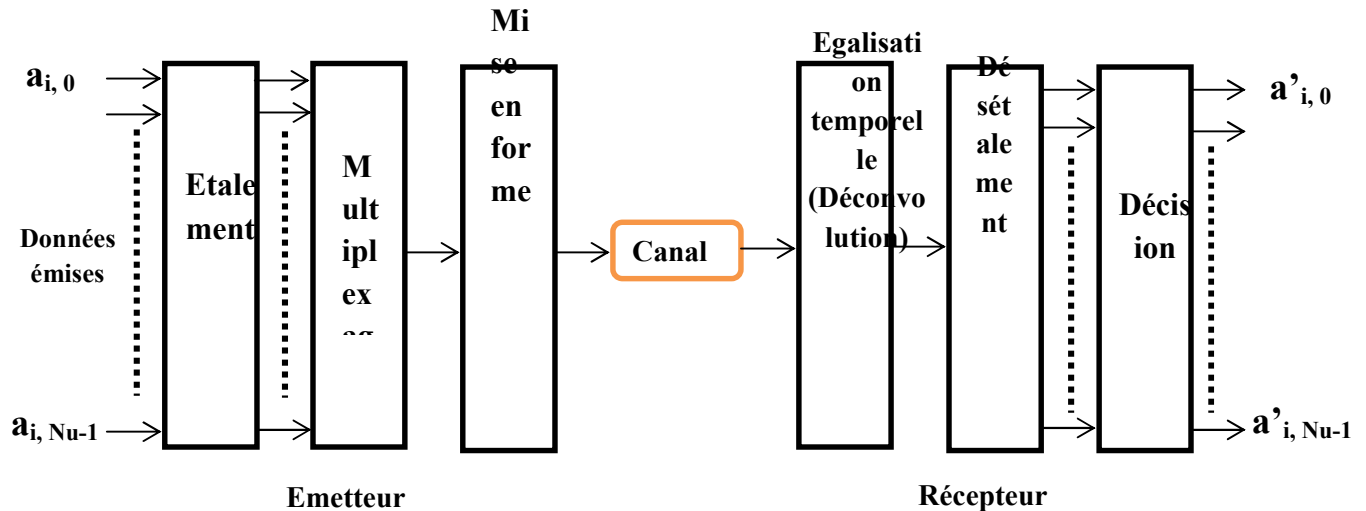


Figure 2.11 Schéma synoptique des modulations CDMA.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une introduction sur le problème de transmission dans un canal radio mobile ainsi que la modélisation du canal dans le cas où le mobile est fixe ou lorsqu'il se déplace avec grande vitesse.

Deux techniques de base envisagées pour la 4^{ème} génération ont été présentées: l'OFDM qui offre une grande flexibilité d'allocation de ressources sur les différentes sous porteuses et le CDMA qui offre une grande robustesse vis à vis des brouilleurs ainsi qu'une simplicité de gestion de l'accès multiple. En combinant ces deux méthodes d'une façon ou d'une autre, on pourrait alors bénéficier des avantages de chacune d'elles. La combinaison de ces deux techniques est présentée et étudiée dans le chapitre suivant.

C

hapitre3

Sommaire

Les Modulations MC-CDMA

3.1 Introduction.....	41
3.2 Les systèmes MC-CDMA.....	41
3.2.1 La technologie MC-CDMA.....	41
3.2.2 Les codes de Walsh-Hadamard.....	42
3.2.3 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA.....	43
3.2.4 L'estimation de canal.....	48
3.2.5 Les détecteurs mono-utilisateurs.....	49
3.3 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA.....	51
3.3.1 Les paramètres caractéristiques du canal de propagation.....	51
3.3.2 Les contraintes liées au contexte de développement.....	51
3.4 Résultats de simulation.....	52
3.3.1 Résultats sur le canal Gaussien.....	55
3.3.2 Résultats sur le canal de Rayleigh.....	56
3.3.3 Résultats sur le canal de Rice.....	58
3.4.4 L'effet Doppler.....	62
3.5 Conclusion.....	63

3.1 Introduction

On va étudier dans ce chapitre le système MC-CDMA, qui il est composé lui-même des systèmes OFDM et CDMA que nous avons vus auparavant. Ce chapitre est divisé en deux parties principales :

- La première partie contient le prototypage de système MC-CDMA, on donnant le schéma de ce système ainsi que les différentes équations qui gèrent ce système notamment dans les environnements multi-trajet.
- La deuxième partie décrit les résultats de simulation où nous avons étudié la performance de tel système dans différent environnements de canaux de communications (**Gaussien, Rayleigh, Rice**), aussi bien que l'inclusion de l'effet de Doppler puisque notre travail repose sur les systèmes de communications mobile sans fils (radio).

3.2 Les systèmes MC-CDMA

3.2.1 La technologie MC-CDMA

La technologie MC-CDMA est basée sur la combinaison entre les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre (représenté sur la figure 3.1). Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a tout d'abord fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-CDMA [22]. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-CDMA. En plus de ces études comparatives, des travaux, principalement réalisés sur liaison descendante, ont cherché à optimiser les systèmes MC-CDMA pour améliorer leurs performances. Ainsi, les sensibilités des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des décalages Doppler ou des erreurs de synchronisation ont été évaluées. De nouvelles techniques de détection sont apparues et ont été comparées aux techniques habituellement utilisées. Lorsque les codes de Walsh-Hadamard sont choisis, il est possible de réaliser la fonction d'étalement et la transformée de Fourier en une seule opération permettant ainsi de réduire la complexité des émetteurs MC-CDMA. On va voir l'influence du codage de canal (Turbo code, LDPC) sur le système MC-CDMA dans le prochain chapitre.

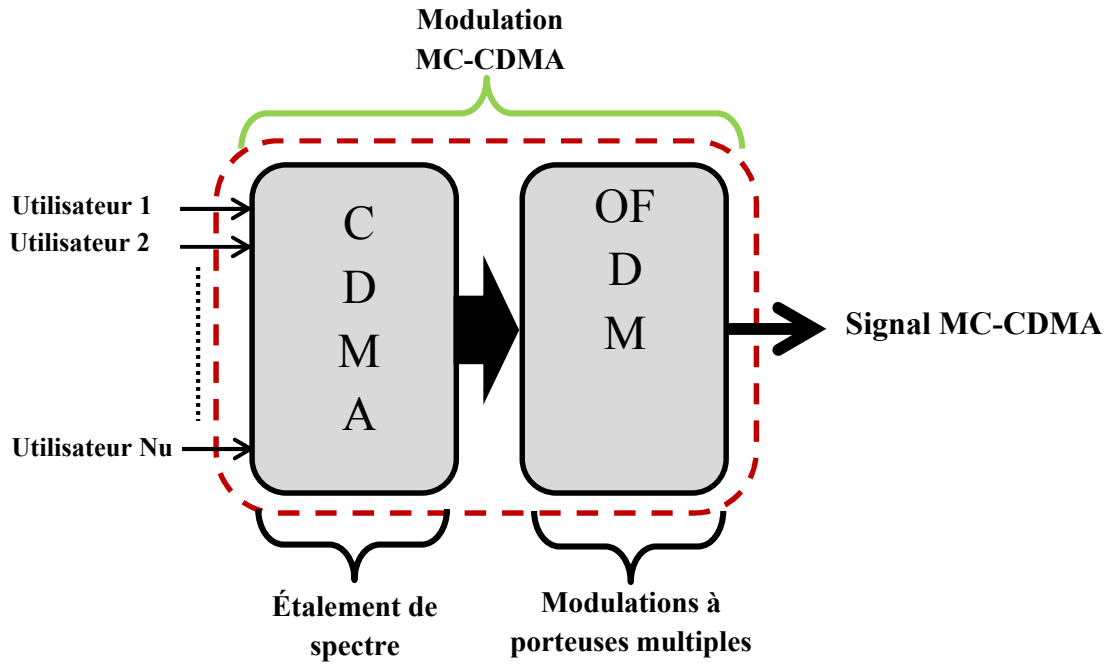


Figure 3.1 Schéma synoptique des modulations MC-CDMA.

3.2.2 Les codes de 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 ± 1 . La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille $2^n \times 2^n$ satisfait la condition suivante [23] :

$$\mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^T = m \mathbf{I}_m \quad (3.1)$$

Où \mathbf{H}_m^T est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille $m \times m$ et \mathbf{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 $L_c \times L_c$ peut être construite récursivement de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H}_1 = 1 \\ \mathbf{H}_{L_c} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{L_c/2} & \mathbf{H}_{L_c/2} \\ \mathbf{H}_{L_c/2} & -\mathbf{H}_{L_c/2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Exemple : pour $L_c = 4$

$$\begin{aligned}
 H_1 &= 1 \\
 H_2 &= \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
 \Rightarrow H_4 &= \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Ces codes sont généralement proposés pour les applications synchrones de systèmes MC-CDMA en raison de la facilité à les générer [24]. 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.

3.2.3 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA

3.2.3.1 L'émetteur

La technique MC-CDMA est basée sur la concaténation de l'étalement de spectre et de la modulation à porteuses multiples. Contrairement aux deux techniques précédentes, le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Plus précisément, le symbole complexe d_j propre à chaque utilisateur j est tout d'abord multiplié par chacun des chips $C_{j,k}$ du code d'étalement SC_j , puis appliqué à l'entrée du modulateur à porteuses multiples. Chaque sous-porteuse transmet un élément d'information multiplié par un chip du code propre à cette sous-porteuse [23]. La figure 3.2 représente le modulateur MC-CDMA, afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement Δf entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée T_s d'un symbole MC-CDMA sur chaque sous-porteuses. D'où un espacement entre sous-porteuses :

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (3.3)$$

En posant $\alpha = N/L_c$, chaque utilisateur exploite N sous-porteuses pour transmettre α données par symbole MC-CDMA.

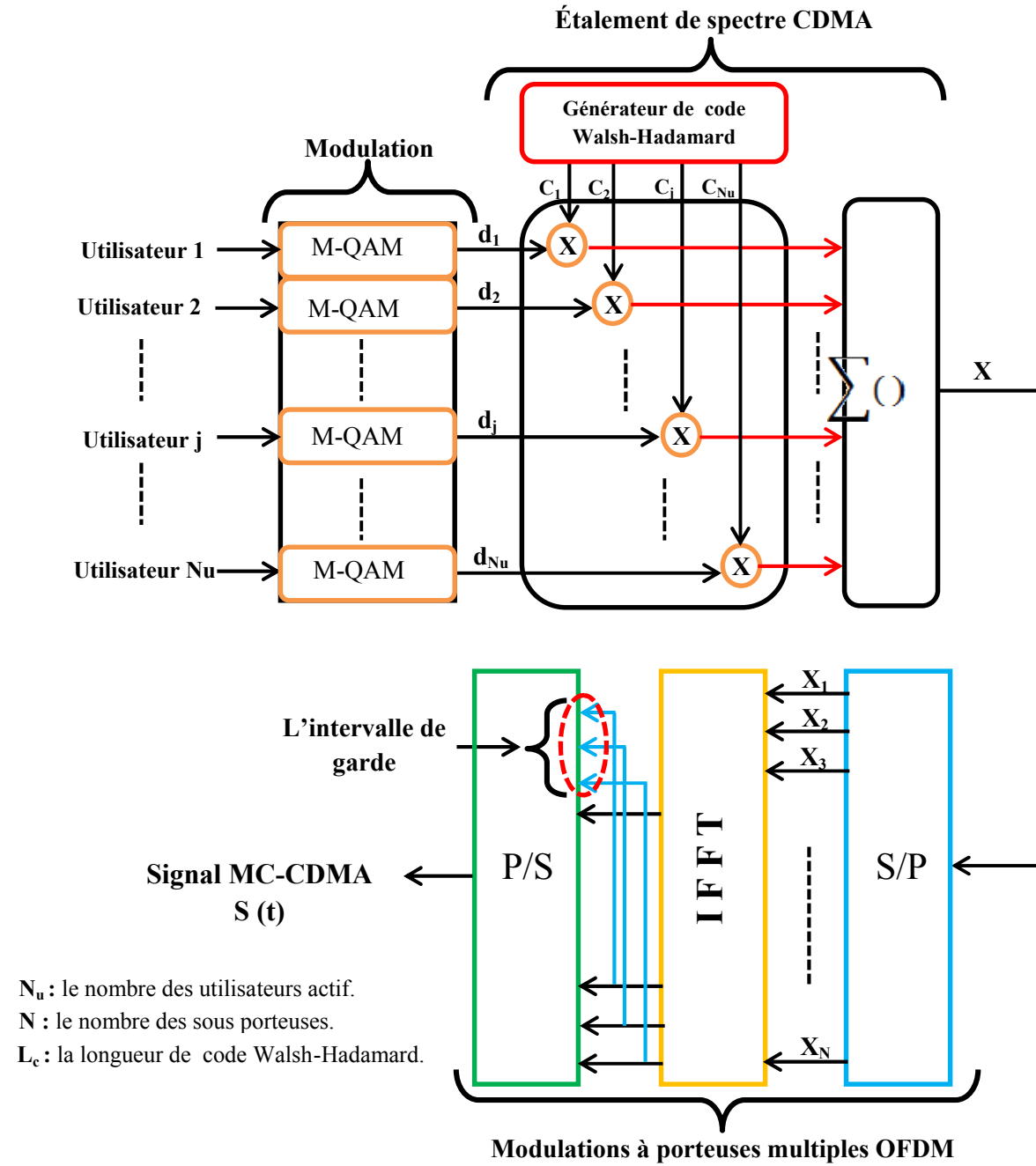


Figure 3.2 Schéma de transmission Multi-utilisateur en MC-CDMA.

Le signal X pour le $b^{\text{ème}}$ symbole CDMA est :

$$X_{(b)}(n) = \sum_{j=0}^{N_u-1} d_j[b\alpha + 1]C_j[k] \quad (3.4)$$

Avec :

$$n = k + L_c \cdot l$$

$k = 0$ jusqu'à $L_c - 1$ et $l = 0$ jusqu'à $\alpha - 1$.

Le signal transmis pour le $b^{\text{ème}}$ symbole MC-CDMA est [25] :

$$S_{(b)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(b)}(n) e^{2\pi j f_n t}$$

Avec :

$$f_n = f_0 + \frac{n}{T_s}$$

La bande de fréquence B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{N+1}{T_s} \quad (3.6)$$

L'enveloppe complexe $S_{(b)}$ du signal modulé, échantillonné à T_s/N , est donc égale à :

$$S_{(b)}\left(\frac{mT_s}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(b)}(n) e^{2j\pi n \frac{m}{N}} \quad (3.7)$$

On remplace l'équation (3.4) dans l'équation (3.7) on obtient :

$$\Rightarrow S_{(b)}\left(\frac{mT_s}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{\alpha-1} \sum_{k=0}^{L_c} d_j[b\alpha + l] C_j[k] e^{2j\pi m \frac{(k+L_c l)}{N}} \quad (3.8)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{\alpha-1} d_j[b\alpha + l] e^{2j\pi m \frac{l}{\alpha}} \sum_{k=0}^{L_c} C_j[k] e^{2j\pi m \frac{k}{N}} \quad (3.9)$$

$$= \sum_{j=0}^{N_u-1} \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}} \sum_{l=0}^{\alpha-1} d_j[b\alpha + l] e^{2j\pi m \frac{l}{\alpha}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{L_c}} \sum_{k=0}^{L_c} C_j[k] e^{2j\pi m \frac{k}{N}} \right) \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow S_{(b)}(m) = \sum_{j=0}^{N_u-1} D_{j(b)}(m) \cdot Q_j(m) \quad (3.11)$$

Avec :

$$D_{j(b)}(m) = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \sum_{l=0}^{\alpha-1} d_j[b\alpha + l] e^{2j\pi m \frac{l}{\alpha}} \quad (3.12)$$

et :

$$Q_j(m) = \frac{1}{\sqrt{L_c}} \sum_{k=0}^{L_c} c_j[k] e^{2j\pi m \frac{k}{N}} \quad (3.13)$$

Lorsqu'une séquence infinie des symboles MC-CDMA est transmise, le signal en sortie de l'émetteur est une juxtaposition des symboles MC-CDMA :

$$s(t) = \sum_{b=-\infty}^{b=+\infty} s_{(b)}(t) \quad (3.14)$$

3.2.3.2 Le récepteur

La figure 3.3 représente le récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur. Sur ce schéma, où le traitement de l'accès multiple est dissocié du traitement de la diversité et de l'égalisation de canal, la séparation des utilisateurs est faite dans le domaine fréquentiel puisque le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine. Le signal MC-CDMA reçu en voie descendante à l'entrée du récepteur est noté $r(t)$ et s'écrit [26] :

$$r(t) = (h * s)(t) + n(t) \quad (3.15)$$

On remplace l'équation (2.1) dans l'équation (3.15) on obtient :

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} |\beta_p| e^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} s(t - \tau_p) + n(t) \quad (3.16)$$

On remplace l'équation (3.5) dans l'équation (3.16) on obtient :

$$\Rightarrow r(t) = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} |\beta_p| e^{i(2\pi\nu_p t + \theta_p(t))} X(n) e^{2\pi j \frac{n}{T_s} (t - \tau_p)} + n(t) \quad (3.17)$$

Des techniques d'égalisation plus ou moins complexes associées au traitement de la diversité doivent être mises en œuvre au niveau du récepteur afin d'obtenir une estimation d_j correcte. Ces techniques sont décrites dans un prochain paragraphe.

Après les opérations de filtrage, de transposition en bande de base, d'échantillonnage et de suppression de l'intervalle de garde, l'expression d'un symbole MC-CDMA reçu peut s'écrire [27] :

$$r = H.X + n \quad (3.18)$$

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

$$\mathbf{r} = [\mathbf{r}_0 \quad \dots \quad \mathbf{r}_{N-1}] \quad (3.19)$$

et :

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0 \quad \dots \quad \mathbf{X}_{N-1}] \quad (3.20)$$

La matrice \mathbf{H} représente la matrice des coefficients complexes du canal de taille $N \times N$. Les hypothèses précédemment formulées sur le bon dimensionnement du système permettent de considérer cette matrice comme diagonale [28] :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Le vecteur \mathbf{n} représente les N composantes du bruit affectant chaque sous-porteuse et modélisables comme autant de processus gaussiens additifs :

$$\mathbf{n} = [\mathbf{n}_0 \quad \dots \quad \mathbf{n}_{N-1}] \quad (3.22)$$

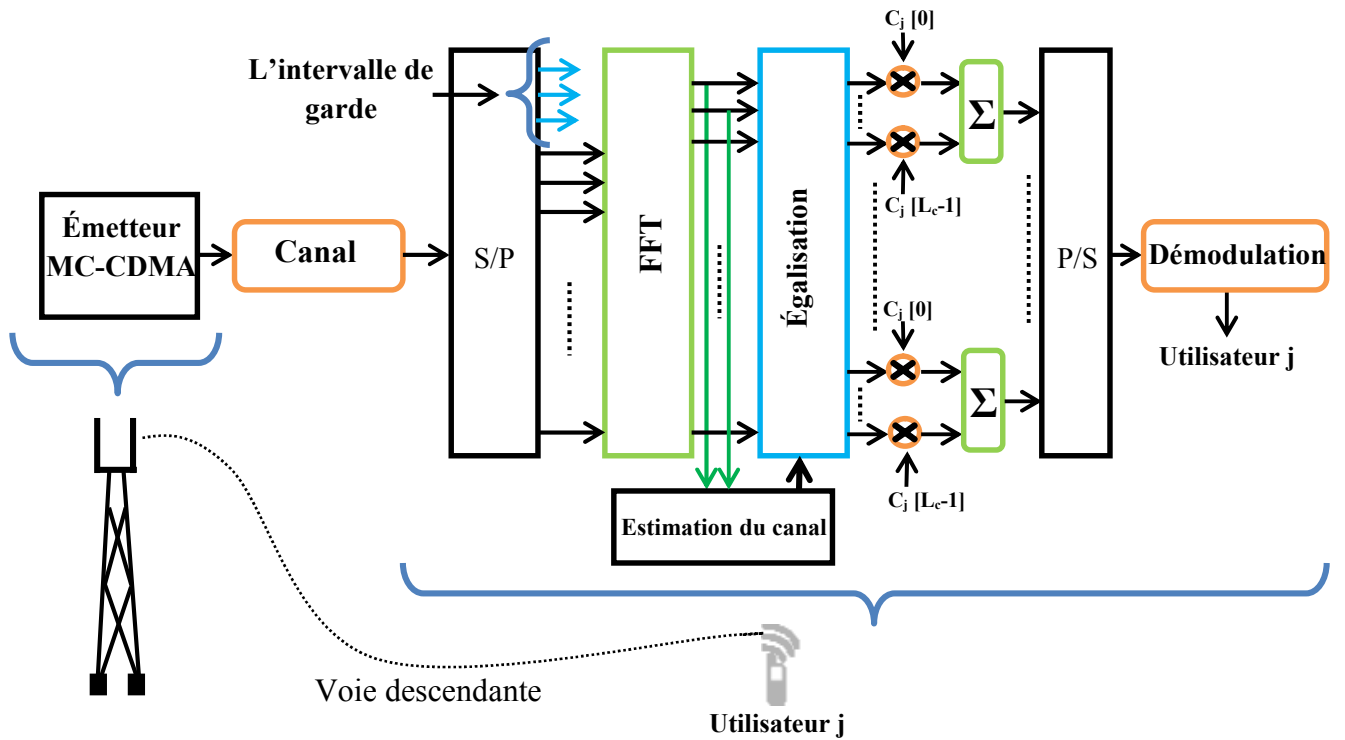


Figure 3.3 Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur.

3.2.4 L'estimation de canal

L'estimation de canal pour les modulations à porteuses multiples dépend des procédés de démodulations mis en œuvre, deux techniques principales sont utilisées [15] :

- ✚ la démodulation différentielle, suppose une quasi-invariance du canal sur une durée de deux symboles consécutifs. Cette méthode repose sur le codage de la transition d'un symbole à un autre selon les axes temporels et fréquentiels. Elle ne nécessite donc pas l'estimation du canal en tout point, néanmoins, elle ne s'applique qu'aux modulations de phase.
- ✚ la démodulation cohérente n'est pas limitée à la modulation choisie. Cependant, elle nécessite l'estimation de la réponse fréquentielle du canal sur toutes les sous-porteuses. Elle repose sur l'interpolation des coefficients du canal aux positions définies des porteuses pilotes. La possibilité d'adapter le motif de répartition de ces porteuses pilotes dans le domaine temps-fréquence en fait une solution intéressante vis-à-vis des canaux radiomobiles.

Dans le cas de la démodulation cohérente, plusieurs schémas d'insertion de porteuses pilotes peuvent être considérés suivant les caractéristiques du canal de propagation.

Par exemple, elles peuvent être introduites dans l'espace (temps-fréquence) comme représenté sur la figure (3.4).

D'après le théorème d'échantillonnage, l'espacement fréquentiel $N_f \Delta_f$ et temporel $N_t T_s$, entre deux porteuses pilotes successives, permettent de conduire à une bonne estimation si les relations suivantes sont vérifiées :

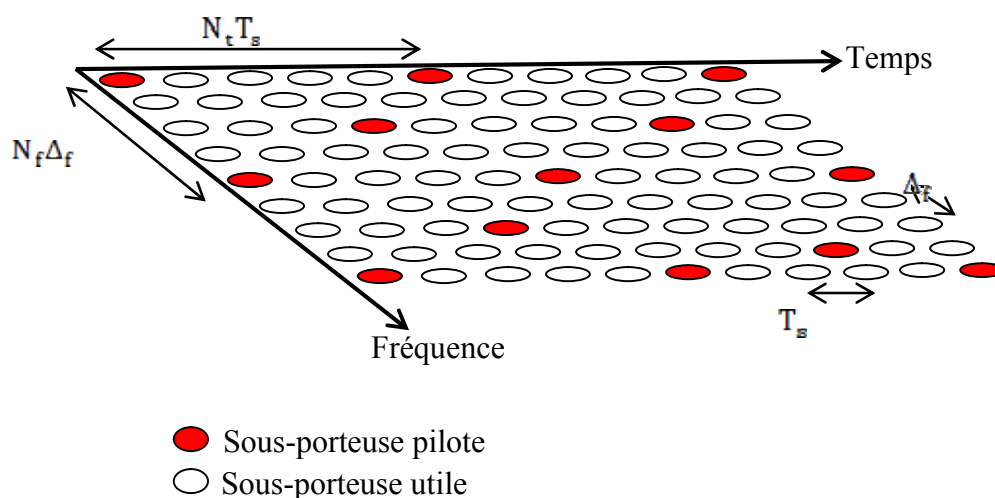


Figure 3.4 Représentation dans le domaine temps-fréquence de l'agencement des porteuses pilotes au sein d'une trame de symboles MC-CDMA.

$$N_f \Delta_f \leq \frac{B_c}{2} \quad (3.23)$$

$$N_t T_s \leq \frac{t_c}{2} \quad (3.24)$$

Les conditions (3.23) et (3.24) étant vérifiées, l'estimation, en amplitude et en déphasage, des coefficients du canal pour chaque sous-porteuse dans le domaine temps-fréquence est possible.

3.2.5 Les détecteurs mono-utilisateurs

Les détecteurs mono-utilisateurs considèrent uniquement le signal de l'utilisateur actif, les autres utilisateurs sont assimilés à des brouilleurs. Les détecteurs mono-utilisateurs classiquement rencontrés utilisent une structure d'égalisation linéaire, consistant en un égaliseur à une prise. En utilisant la notation matricielle précédente, il est possible d'exprimer \mathbf{G} , la matrice diagonale composée des coefficients \mathbf{g}_k d'égalisation [15] :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{g}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Après égalisation et désétalement selon la séquence \mathbf{c}_j de l'utilisateur considéré, l'estimation $\hat{\mathbf{d}}_j$ du symbole émis peut s'exprimer par :

$$\hat{\mathbf{d}}_j = \mathbf{C}_j \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{r} \quad (3.26)$$

On remplace l'équation (3.18) dans l'équation (3.26) on obtient :

$$\hat{\mathbf{d}}_j = \mathbf{C}_j \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{C}_j \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{n} \quad (3.27)$$

Avec la matrice \mathbf{C} représente les codes d'étalement de taille $\alpha \times N$:

$$\mathbf{C}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{c}_j[0:L_c-1] & \dots & 0 \\ & \mathbf{c}_j[0:L_c-1] & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & \dots & 0 & \mathbf{c}_j[0:L_c-1] \\ 0 & \dots & \dots & \mathbf{c}_j[0:L_c-1] \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

avec :

$$\mathbf{c}_j[0:L_c-1] = [\mathbf{c}_j[0] \quad \dots \quad \mathbf{c}_j[L_c-1]] \quad (3.29)$$

3.2.5.1 Le détecteur optimal en contexte mono-utilisateur : le filtre adapté ou MRC

Cette technique CGM ou MRC, pour "*Maximum Ratio Combining*", est optimale vis-à-vis du bruit additif en l'absence d'interférences d'accès multiples. Elle consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation g_k égal au complexe conjugué du coefficient du canal h_k , soit :

$$g_k = h_k^* \quad (3.30)$$

3.2.5.2 Le détecteur à combinaison à gain égal EGC

Cette technique CGE ou EGC, pour "*Equal Gain Combining*", repose sur la correction de la distorsion de phase introduite par le canal en appliquant un coefficient d'égalisation g_k à chaque sous-porteuse égal à :

$$g_k = \frac{h_k^*}{h_k} \quad (3.31)$$

3.2.5.3 Le détecteur à combinaison et à restauration d'orthogonalité ORC

Cette technique CRO ou ORC, pour "*Orthogonality Restoring Combining*", permet d'annuler totalement la dispersion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g_k = \frac{1}{h_k} \quad (3.32)$$

3.2.5.4 Le détecteur à combinaison à erreur quadratique moyenne minimale MMSE

Cette technique CEQMM ou MMSE, pour *Minimum Mean Square Error*, offre un compromis entre la minimisation du terme d'interférences d'accès multiples et la maximisation du rapport signal à bruit. Elle est issue de l'application du filtre de Wiener. Le calcul du coefficient d'égalisation a pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous porteuse entre le signal émis et le signal égalisé. Cette résolution conduit à l'expression des coefficients g_k [29]:

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \quad (3.33)$$

Le coefficient γ_k est calculé à partir de l'estimation du rapport signal à bruit par sous porteuse.

3.3 Méthode de dimensionnement des systèmes MC-CDMA

3.3.1 Les paramètres caractéristiques du canal de propagation

La connaissance du retard maximal τ_{\max} permet le dimensionnement de l'intervalle de garde, garantissant l'absence d'interférences entre symboles. Ainsi, la durée de cet intervalle doit respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{N_g}{f_e} \geq \tau_{\max} \quad (3.34)$$

tel que f_e est la fréquence d'échantillons.

Où N_g désigne le nombre d'échantillons copiés. Le dimensionnement du paramètre N_g contraint le nombre de sous-porteuses du système. En effet, après insertion de l'intervalle de garde, le symbole MC-CDMA est constitué de $N_g + N$ échantillons complexes. Par conséquent, l'ajout de cet intervalle de garde implique des pertes en efficacité spectrale. Afin de limiter ces pertes, on choisit N vérifiant :

$$N \geq 4N_g \quad (3.35)$$

Les distorsions d'amplitudes et de phases, introduites par le canal, pendant la durée T_s d'un symbole MC-CDMA, impliquent l'insertion d'un espacement entre sous-porteuses Δf très supérieur à la fréquence Doppler maximale $f_{d\max}$. L'espacement entre sous-porteuse Δf vérifie :

$$0.1\Delta f \geq f_{d\max} \quad (3.36)$$

3.3.2 Les contraintes liées au contexte de développement

La fréquence d'échantillonnage f_e sera déduite de la construction de la modulation OFDM :

$$f_e = \frac{N}{T_s} = N\Delta f \quad (3.37)$$

Ce critère est retenu afin de minimiser l'interférence entre sous-porteuses notamment pour des systèmes visant une grande mobilité et des fréquences porteuses élevées. Il est possible de déterminer cette valeur en prenant en considération la bande allouée à l'application et le filtrage analogique, nécessaire en sortie de la modulation à porteuses multiples afin de limiter l'occupation spectrale du signal modulé. Dès lors N sera pris égal à la valeur en puissance de 2 supérieure au nombre de sous-porteuses utiles N_{pu} . Ainsi, $N_a / 2$ sous-porteuses nulles seront insérées de chaque côté du spectre. Dès lors, N est donc égal à $N_{pu} + N_a$ et le rapport entre N_a et N vérifie :

$$0.7 \leq \frac{N_a}{N} \leq 0.85 \quad (3.38)$$

Chaque utilisateur transmet α donnée pour N_{pu} sous-porteuses. Afin d'offrir une grande flexibilité dans l'allocation des ressources spectrales, les séquences d'étalement de Walsh Hadamard sont le plus souvent considérées de par leur facilité de mise en œuvre. En conséquence, la longueur des codes d'étalement, notée L_c , vérifie :

$$N_{pu} = \alpha \cdot L_c \quad (3.39)$$

L'efficacité spectrale η du système, ainsi que le débit binaire D_u par utilisateur peuvent être estimés comme suit [15] :

$$\eta = \frac{T_s}{T_s + T_g} m \cdot R \quad (3.40)$$

$$D_u = \frac{1}{L_c} \cdot \frac{1}{T_s + T_g} N_u \cdot m \cdot R = \alpha \frac{1}{T_s + T_g} m \cdot R \quad (3.41)$$

R : le taux du codage, m : le nombre de bits par symbole, T_g : la durée de l'intervalle de garde.

3.4 Résultats de simulation

Les simulations sont réalisées sur un canal gaussien ainsi que dans les canaux Rayleigh et Rice avec des codes de Walsh-Hadamard. Le tableau 3.1 présente les paramètres de système MC-CDMA pour la 4G [30,31].

La configuration utilisée pour la modulation MC-CDMA de la 4G est 256 sous-porteuses, une fréquence d'échantillonnage de 50 MHz, la durée d'intervalle de garde prise est égale à 0.4 μ s, soit 20 échantillons, le nombre de sous-porteuses actives est de 192 et par conséquent la bande occupée est de 35 MHz. Le choix du nombre d'utilisateurs dépend des longueurs des codes d'étalement utilisés. Dans notre cas, nous considérerons des séquences orthogonales de Walsh-Hadamard. En effet, les bonnes propriétés de cette famille de codes ont été démontrées dans le cas des liaisons descendantes synchrones. La longueur L_c de ces séquences orthogonales étant en puissance de 2, nous considérerons dans le cas où L_c peut prendre la valeur 16. Ainsi, chacun des utilisateurs considérés peut, selon le cas, transmettre 12 données par symbole MC-CDMA, l'espacement entre sous-porteuses est de 195.3125 kHz.

Paramètres caractéristiques	Configuration
Fréquence d'échantillonnage f_s	50 MHz
Nombres de sous-porteuses N	256
Nombres de sous-porteuses utiles N_{utile}	192
Bande utilisée W	37.5 MHz
Durées symbole T_s	5.12 μs
Durées de l'intervalle de garde T_g	0.4 μs
Longueurs des codes d'étalement L_c	16

TAB 3.1 : Paramètres de dimensionnement de système MC-CDMA pour la **4G**.

Par l'application de l'équation (3.41) on génère le tableau suivant :

La Modulation	Le débit(Mbit/s)
16-QAM	8.6957
64-QAM	13.0435
256-QAM	17.3914

TAB 3.2 : Les types de modulation pour le système MC-CDMA.

La figure 3.5 présente le signal temporel de MC-CDMA pour la modulation 16-QAM, tandis que la figure 3.6 présente la densité spectrale de puissance d'un signal MC-CDMA pour différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM.

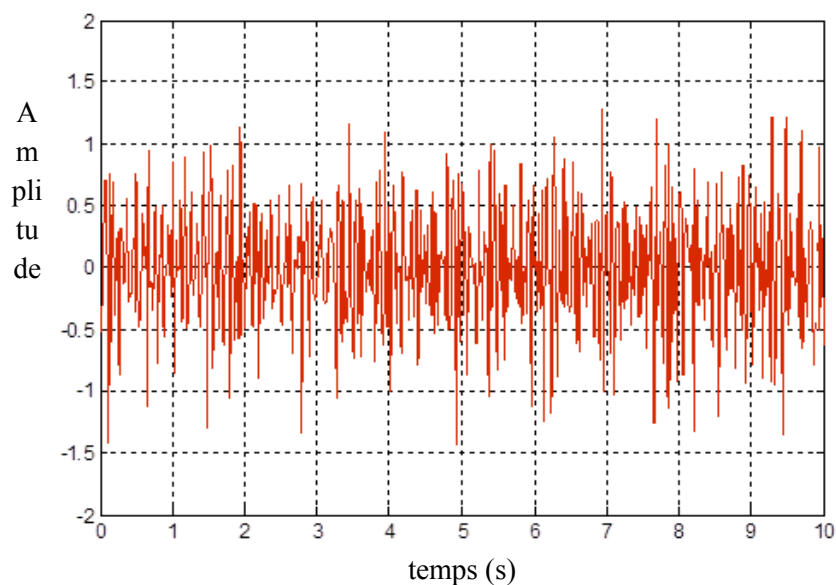


Figure 3.5 Signal temporel de MC-CDMA pour la modulation 16-QAM.

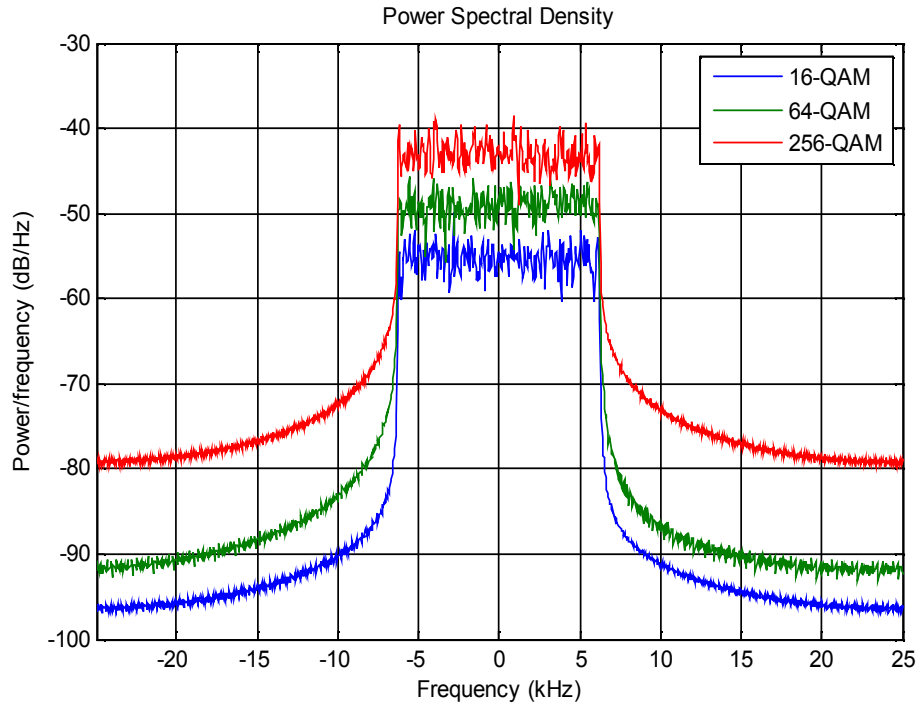


Figure 3.6 Densité spectrale de puissance d'un signal MC-CDMA.

Les différents résultats obtenus sont exprimés en fonction du rapport SNR et E_b/N_0 , où E_b est l'énergie par bit d'information utile et N_0 la DSP monolatérale du bruit. Ce rapport est déterminé par :

$$\text{SNR} = \frac{P_R}{P_B} \quad (3.42)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_R}{P_B} \frac{T_s + T_g}{T_s} \frac{N}{N_{pu}} \frac{1}{mR} \frac{1}{P_{pilote}} \frac{N_{pu}}{\alpha N_u} \quad (3.43)$$

La définition des grandeurs utilisées est :



P_R représente la puissance reçue.



P_R/P_B désigne le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit mesuré en sortie du canal.



$(T_s + T_g)/T_s$ correspond à la perte de puissance due à l'insertion d'un intervalle de garde de durée T_g .



N/N_{pu} correspond à la perte de puissance relative au nombre de sous-porteuses annulées dans le spectre OFDM.



m est le nombre de bits transmis par symbole.



R est le rendement du codeur de canal.



$1/P_{\text{pilote}}$ représente la perte de puissance due à l'insertion de porteuses pilotes servant à estimer le canal de propagation. Dans ce chapitre, nous considérerons une estimation parfaite du canal et donc P_{pilote} égal à 1.



α désigne le nombre de données étalées par utilisateur sur un même symbole MC-CDMA.



N_u représente le nombre d'utilisateurs actifs.



P_{pilote} représente la puissance des sous porteuses pilotes.

L'étude des performances que nous avons réalisée a été faite sur les canaux gaussien, Rayleigh et Rice.

3.4.1 Résultats sur le canal Gaussien

Les figures 3.7 et 3.8 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations : 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal gaussien sans codage de canal. Nous remarquons bien que les résultats obtenus par la modulation 16-QAM sont mieux que ceux obtenus par les modulations 64-QAM et 256-QAM. On peut déduire que la performance du système diminue lorsque le nombre de constellations augmente alors que son débit s'accroît (voir le tableau 3.2).

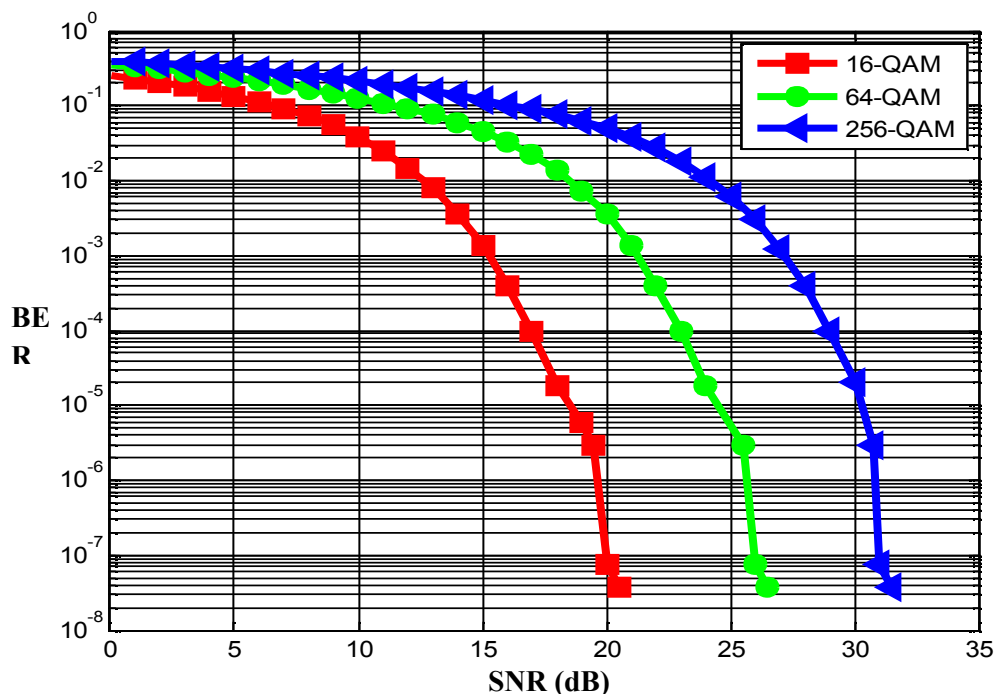


Figure 3.7 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA sur canal Gaussien pour différentes modulations.

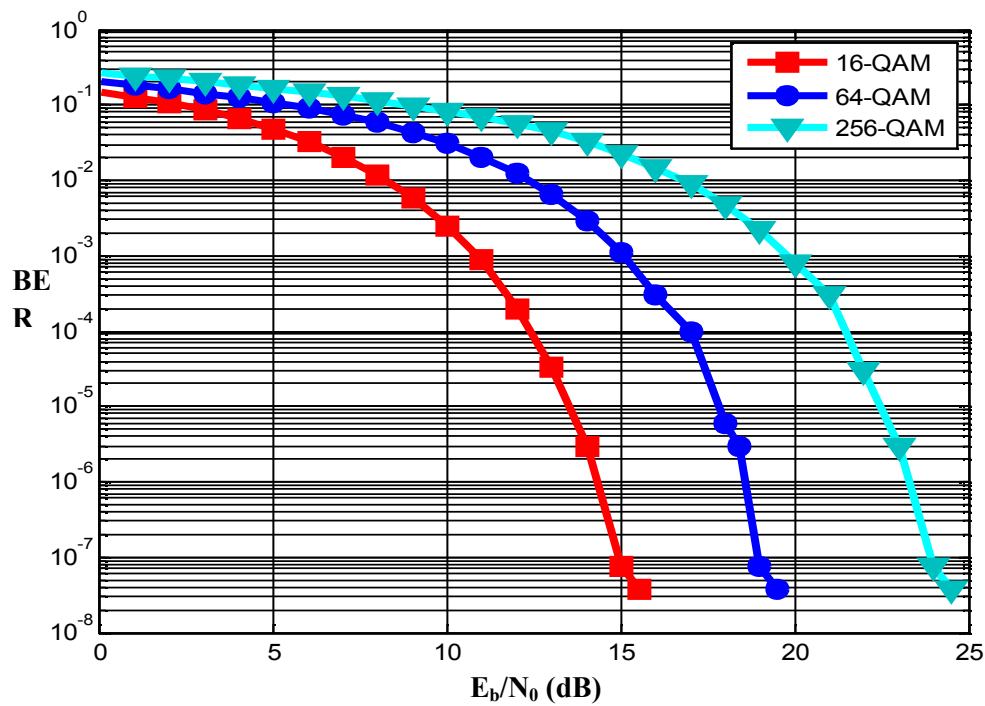


Figure 3.8 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA sur canal gaussien pour différentes modulations.

Le tableau 3.3 donne les différents paramètres du système MC-CDMA pour les deux canaux (Rayleigh, Rice). Notons que la taille de l'intervalle de garde est prise supérieure à l'étalement maximal des retards.

Canal	Rayleigh	Rice
f_c : fréquence centrale du signal émis	5.2 GHz	5.2 GHz
B : largeur du canal	50 MHz	50 MHz
T_S : durée du symbole MC-CDMA	5.12 μ s	5.12 μ s
T_g : durée de l'intervalle de garde	0.4 μ s	0.4 μ s
le nombre des trajets	18	18
l'étalement maximal des retards	0.2 μ s	0.32 μ s
D_f : diversité fréquentielle	10	16

TAB 3.3 : Valeurs des paramètres utilisés pour les canaux (Rayleigh, Rice)

3.4.2 Résultats sur le canal de Rayleigh

Les figures 3.9, 3.10 représentent les performances des techniques de détection mono-utilisateurs sans codage de canal pour un système MC-CDMA en voie descendante sur le canal

de Rayleigh. Dans le cas, la modulation utilisée est une 16-QAM, les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard et l'estimation des canaux est supposée parfaite. Les résultats obtenus pour la technique EGC montrent que cette technique ne parvient pas à supprimer toutes les MAI (interférences d'accès multiples), par conséquent, ces performances ne permettent pas de l'utiliser dans un contexte de radiocommunications. En revanche, les techniques ORC et MMSE permettent de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses, supprimant ainsi le terme de MAI. Ainsi, les performances de ces techniques sont intéressantes. Cependant, les performances limitées de la technique ORC à faible rapport E_b/N_0 , sont dues à l'amplification du bruit effectuée par cette technique pour les faibles valeurs des coefficients h_k du canal. Finalement, les meilleures performances sont obtenues par la technique MMSE.

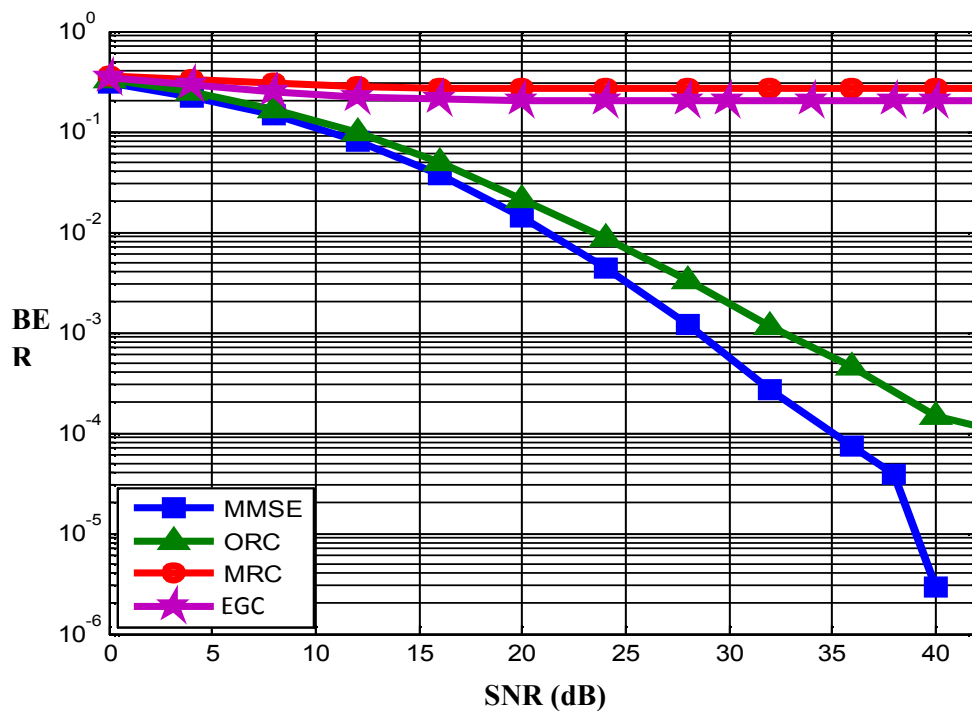


Figure 3.9 BER en fonction de SNR, Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rayleigh.

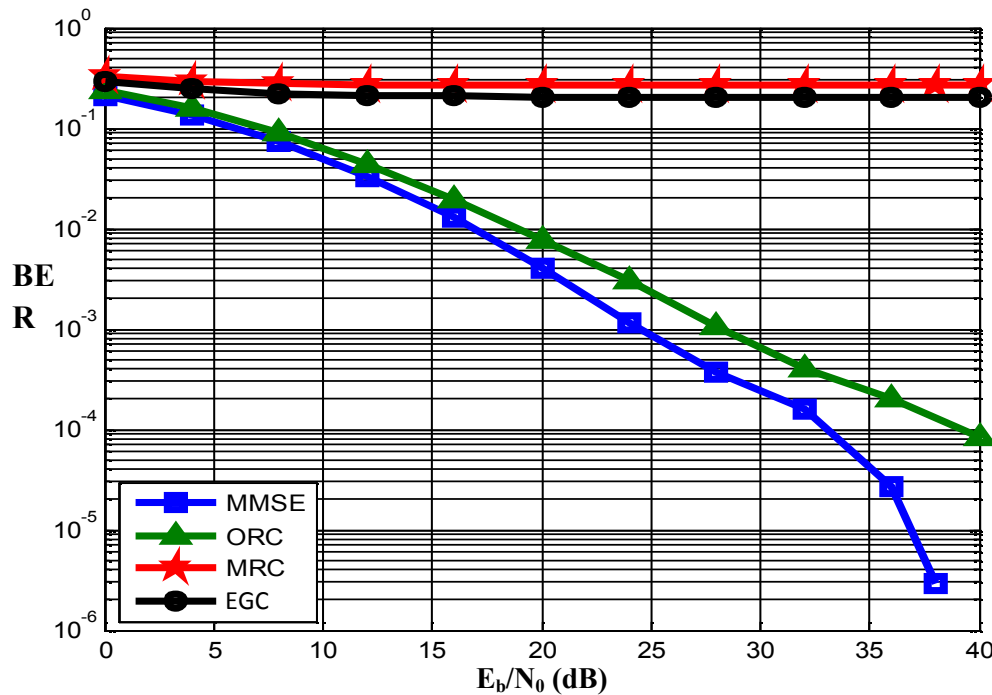


Figure 3.10 BER en fonction de E_b/N_0 , Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rayleigh.

3.4.3 Résultats sur le canal de Rice

Les figures 3.9, 3.10 représentent les performances des techniques de détection mono-utilisateurs sans codage de canal pour un système MC-CDMA en voie descendante sur le canal de Rice. Dans le cas, la modulation utilisée est une 16-QAM, les codes d'étalement sont les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard et l'estimation des canaux est supposée parfaite, on constate que les performances des différentes techniques de détection mono-utilisateurs évoluent de la même manière. La technique ORC restaure l'orthogonalité entre les signaux des différents utilisateurs évitant ainsi les interférences d'accès multiple, mais accentue l'amplification du bruit, en particulier pour les faibles valeurs du rapport E_b/N_0 . Les performances les plus mauvaises sont obtenues avec la technique MRC qui accentue les interférences entre utilisateurs. La technique EGC, quant à elle, limite bien l'amplification du bruit mais ne combat pas le terme d'interférence d'accès multiple. Ce phénomène se traduit, sur la courbe, par l'apparition d'un palier pour les fortes valeurs du rapport E_b/N_0 . La détection selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) offre les meilleurs résultats sur le canal de Rice.

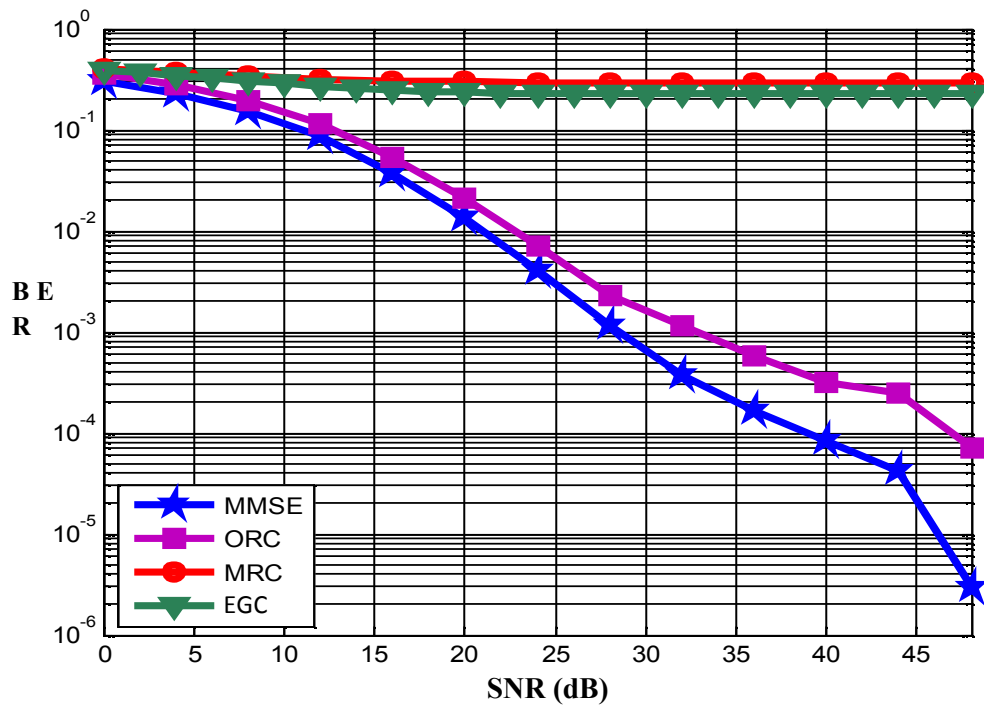


Figure 3.11 BER en fonction de SNR, Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rice.

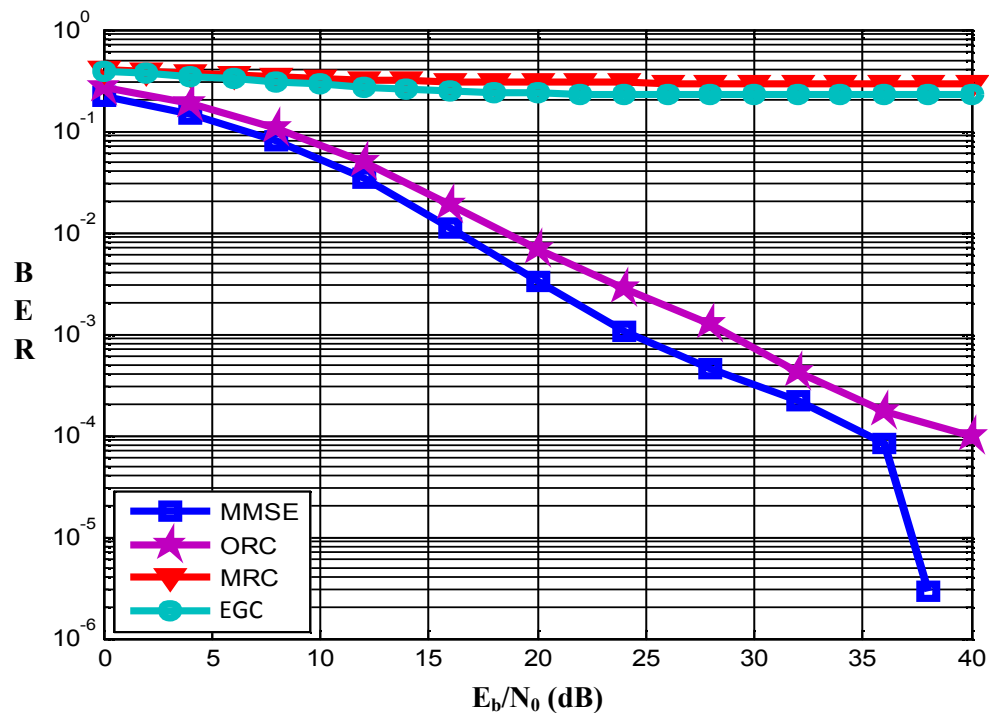


Figure 3.12 BER en fonction de E_b/N_0 , Performances des techniques de détection mono-utilisateur sur canal de Rice.

Les figures 3.13, 3.14, 3.15 et 3.16, représentant les mêmes performances que les figures précédentes, permettent d'évaluer l'influence d'une même technique de détection sur les trois

canaux étudiés. Les résultats obtenus sur les figures 3.13 et 3.14 montrent parfaitement que les techniques MRC et EGC n'exploitent pas la diversité fréquentielle offerte par les canaux de propagation. En effet, les performances obtenues avec le canal Gaussien, sont meilleures que celles obtenues avec les canaux Rayleigh et Rice offrant respectivement une diversité fréquentielle d'environ 10 et 16. Ceci est dû à la présence d'interférences d'accès multiple plus importante sur les canaux Rayleigh et Rice. En revanche, les techniques ORC et MMSE exploitent mieux la diversité fréquentielle offertes par le canal. Les performances obtenues avec la technique ORC sont cependant plus mauvaises que celles obtenues avec la technique MMSE du fait de l'amplification du bruit. En outre, les performances obtenues avec la technique MMSE sur le canal Gaussien sont bien meilleures que celles obtenues sur les canaux Rayleigh et Rice.

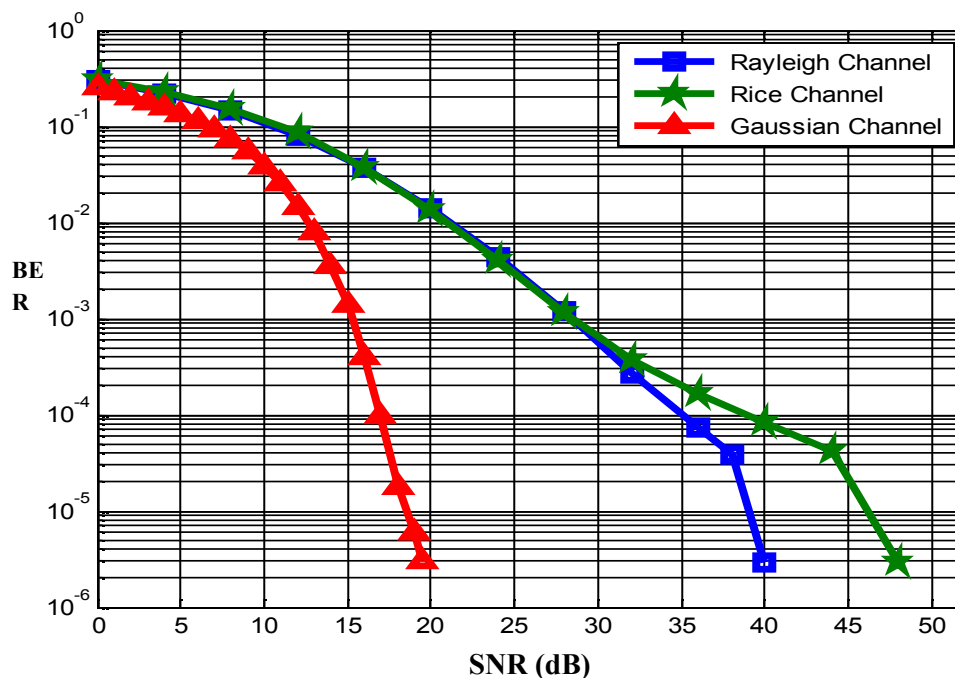


Figure 3.13 Comparaison des performances de la technique MMSE sur les trois canaux étudiés.

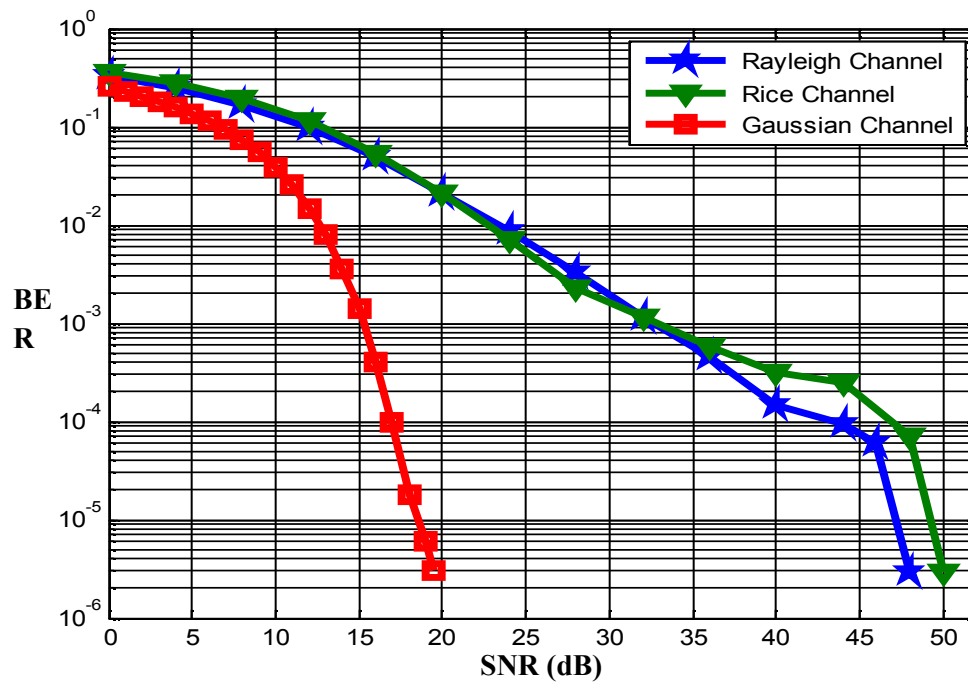


Figure 3.14 Comparaison des performances de la technique ORC sur les trois canaux étudiés.

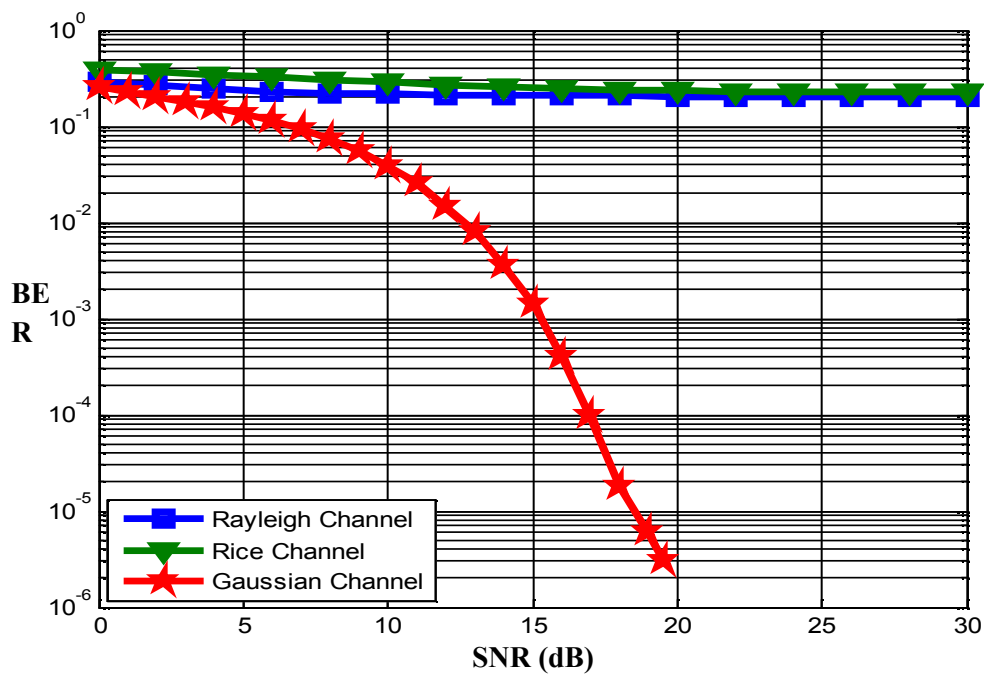


Figure 3.15 Comparaison des performances de la technique MRC sur les trois canaux étudiés.

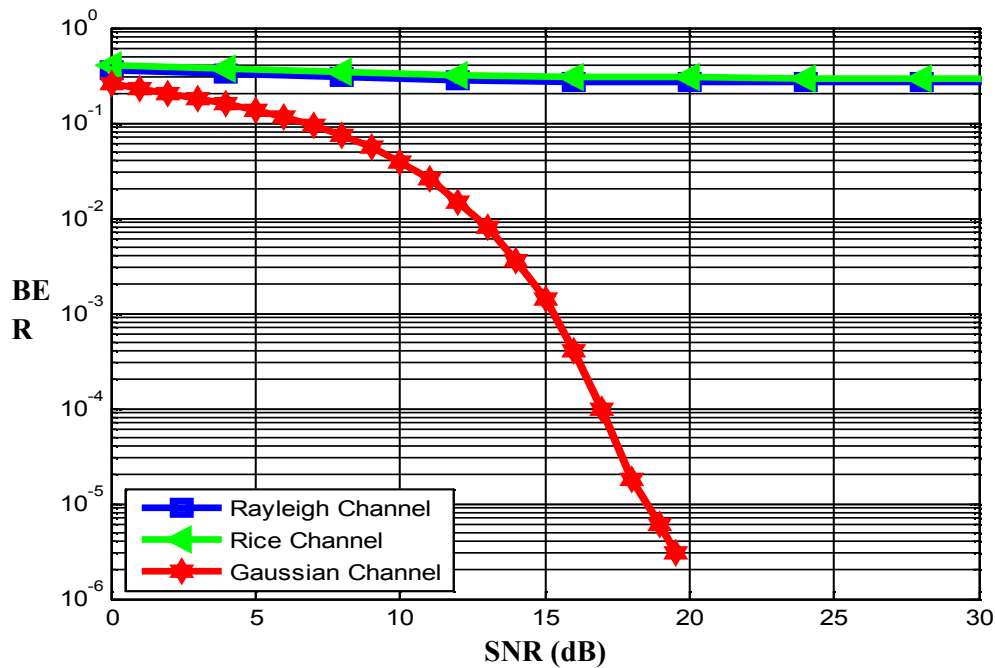


Figure 3.16 Comparaison des performances de la technique EGC sur les trois canaux étudiés.

3.4.4 L'effet Doppler

Dans cette section, on présente quelques résultats intéressants de l'effet Doppler sur les performances des systèmes d'étalement. Dans un contexte général, l'effet Doppler introduit une sélectivité temporelle du canal qui dégrade les performances.

Les résultats qu'on présente dans cette section correspondent à un canal Gaussien avec différentes vitesses du déplacement du mobile, on peut remarquer d'après la figure 3.17 que le MC-CDMA avec une constellation du type 16-QAM souffre de l'augmentation de la valeur $f_d T_s$.

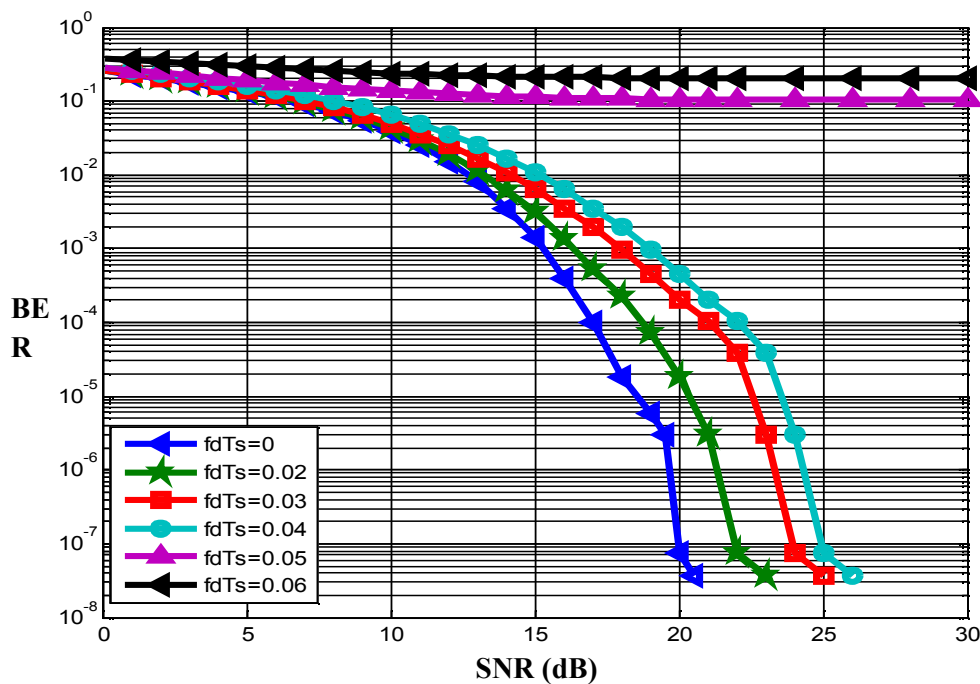


Figure 3.17 Performance du système MC-CDMA sur canal gaussien avec l'effet Doppler pour différentes valeurs de $f_d T_s$.

Finalement, on note une dégradation de 3 dB en terme du SNR pour $\text{BER} = 2.10^{-8}$ lorsque la fréquence Doppler passe d'une valeur relative $f_d T_s = 0$ à une valeur de 0.02 dans un système MC-CDMA avec une constellation 16-QAM (figure 3.17). Cette perte augmente énormément pour des valeurs de fréquence Doppler plus grandes. D'après les résultats obtenus par les valeurs $f_d T_s = 0.05$ et $f_d T_s = 0.06$, on peut conclure que l'effet Doppler est destructif pour les performances sauf dans des cas où $f_d T_s = 0.02, 0.03$ et 0.04 .

3.5 Conclusion

Ce chapitre présente le principe de la technique MC-CDMA. Cette technique se caractérise par l'ajout d'une composante CDMA aux modulations à porteuses multiples OFDM. Les avantages associés expliquent l'intérêt porté à son application dans le cas des liaisons descendantes des futurs réseaux sans fil (4G). Les différentes techniques de détection du signal MC-CDMA reçu ont été présentées. Les résultats obtenus sur les canaux Rayleigh et Ric montrent que les détecteurs basés sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, MMSE et sur la combinaison à restauration d'orthogonalité, ORC, offrent les meilleures performances quelque soit la structure du récepteur, pour le dernier résultat on peut déduire que les systèmes MC-CDMA sont plus sensibles à l'effet Doppler. Le chapitre suivant sera consacré sur l'application du codage de canal en vue d'améliorer les performances du système MC-CDMA.

Chapitre4 **Les codes correcteurs d'erreurs : Turbo code et LDPC**

Sommaire

4.1 Introduction.....	65
4.2 Turbo-Codes (TC).....	65
4.2.1 Entrelacement.....	66
4.2.2 Les codes systématiques récurrents (RSC).....	66
4.2.3 Codeur TC.....	69
4.2.4 Décodeur TC (Le décodage itératif).....	70
4.3 Résultats de simulation.....	72
4.3.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien.....	72
4.3.2 Résultats dans le cas d'un canal de Rayleigh.....	73
4.3.3 Résultats dans le cas d'un canal de Rice.....	75
4.4 Le code LDPC.....	76
4.4.1 Définition et paramétrisation.....	76
4.4.2 Algorithmes de décodage des codes LDPC.....	77
4.5 Résultats de simulation.....	80
4.5.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien.....	81
4.5.2 Résultats dans le cas d'un canal de Rayleigh.....	82
4.5.3 Résultats dans le cas d'un canal de Rice.....	84
4.6 Le système TC-LDPC- MC-CDMA.....	85
4.7 Conclusion.....	91

4.1 Introduction

Dans tout système de communication, on cherche à transmettre l'information provenant d'une source vers un récepteur, à travers un canal de transmission. Les perturbations intervenant sur celui-ci induisent des erreurs de transmission que le codage de canal s'efforce de combattre. L'objectif est alors d'assurer un taux d'erreur minimal. La solution est basée sur l'insertion parmi les éléments d'information d'éléments supplémentaires (la redondance) qui suivent une loi connue.

Ce chapitre est consacré pour l'amélioration des résultats obtenus auparavant dans le chapitre précédant. Dans ce dernier, nous avons étudié la performance du système MC-CDMA dans différents canaux de communications, mais sans l'application de codage de canal. Dans ce chapitre on va appliquer le codage de canal on utilisant d'une part les turbos codes (***Turbo Coding***) et d'autre part le code LDPC. On va aller plus loin en vue d'obtenir des meilleurs résultats par l'utilisation des deux techniques simultanément, autrement-dit ; le mixage des deux codes TC et LDPC.

Ce chapitre est organisé comme suite :

- Premièrement on va étudier la performance du système MC-CDMA avec l'application de codage de canal de type TC (*Turbo Coding*).
- Deuxièmement, l'application de codage de canal de type LDPC.
- Et finalement, l'interprétation des résultats de simulation d'utilisation simultanée des deux types de codage.

4.2 Turbo-Codes (TC)

Les turbo-codes ont été inventés en 1991, et présentés à la communauté scientifique en 1993, par une équipe de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux. Les spécialistes des codes correcteurs d'erreurs ont tout d'abord accueilli cette invention avec beaucoup de scepticisme, du fait des extraordinaires performances annoncées. Cependant, d'autres équipes, dans le monde entier, sont parvenues peu après aux mêmes résultats, ce qui a contribué au développement des turbo-codes. Ils ont été adoptés par toutes les agences spatiales mondiales, et utilisés dans la transmission des données du nouveau standard de téléphonie mobile. Toutefois, tous les résultats concernant ces codes n'ont été établis pour le moment que de manière expérimentale. C'est pourquoi l'on se contentera de constater leur efficacité, sans pouvoir la démontrer [32].

4.2.1 Entrelacement

L'entrelacement consiste à permuter une séquence de bit de manière à ce que deux symboles proches à l'origine soient le plus éloignés possibles l'un de l'autre. Cela permet en particulier de transformer une erreur portant sur des bits regroupés en une erreur répartie sur l'ensemble de la séquence.

On cherche également, en particulier pour les turbo-codes, à réaliser une permutation aussi « chaotique » que possible. Aucune règle n'existe encore ici. Le tout est de trouver l'entrelaceur qui donnera les meilleurs résultats expérimentaux.

4.2.2 Les codes systématiques récurrents (RSC)

4.2.2.1 Le codeur RSC

Un code convolutif est dit récurrent si la séquence passant dans les registres à décalages est « alimentée » par le contenu de ces registres [32]. Un exemple de codeur récurrent est représenté en Figure 4.1.

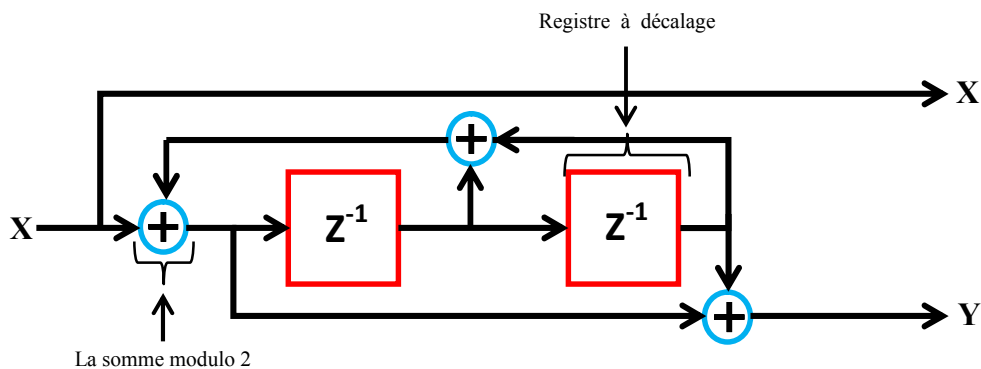


Figure 4.1 Exemple de codeur RSC.

Exemple : supposons que le codeur reçoive le message 1011, les registres étant initialement tous deux à 0. La séquence codée devient (Figure 4.2) : 11 01 10 10, et les registres seront finalement à l'état 11.

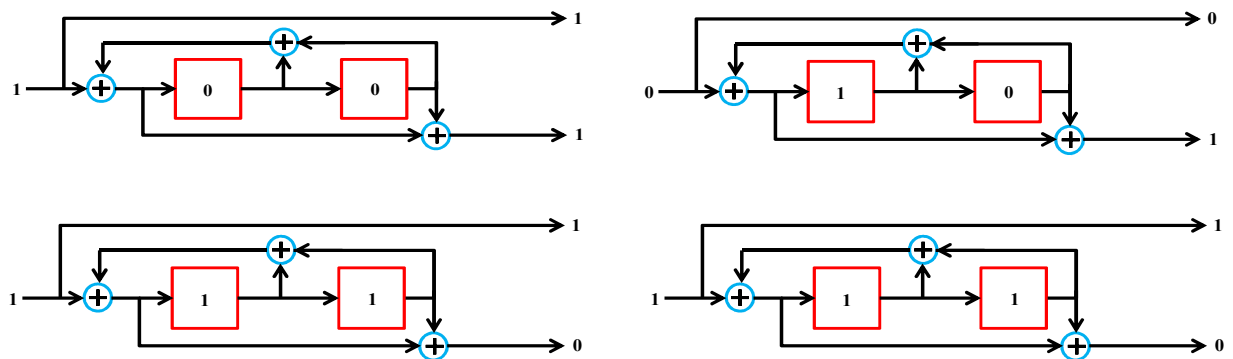


Figure 4.2 Exemple de codage d'une séquence par le codeur de la Figure 4.1.

On a constaté expérimentalement grâce aux travaux sur les turbo-codes (et une équipe de chercheurs australiens s'attache à le démontrer) que seuls les codes RSC sont susceptibles d'atteindre la limite de Shannon.

4.2.2.2 Décodeur RSC (L'algorithme aller-retour ou MAP)

Cet algorithme est basé sur le calcul de la probabilité d'apparition d'un bit (1 ou 0) dans une certaine position. Nous avons à notre disposition une chaîne de longueur T , qui provient du codage (à l'aide du codeur décrit dans la section précédente) d'un mot d'information de taille $T/2$. La méthode consiste à calculer itérativement la probabilité a posteriori de chaque bit, en fonction d'abord des valeurs des probabilités pour les bits antérieurs à lui, puis en fonction des bits postérieurs. Pour cette raison, l'algorithme s'appelle « algorithme aller-retour ». Nous accordons une importance égale aux bits « d'avant » et aux bits « d'après ».

Dans ce qui suit on a noté Y la chaîne des bits reçus et t la position du bit dans la chaîne. De même, nous avons noté $B_i(t)$ l'ensemble de transitions de l'état $S_{t-1} = l'$ à l'état $S_t = l$, dès que l'on a le bit i à l'entrée. Soit M le nombre d'états possibles (dans notre cas $M=4$).

Nous cherchons à calculer la valeur logarithme de rapport vraisemblance $\lambda(u(t))$ (log-likelihood ratio) [33]:

$$\lambda(u(t)) = \ln \left[\frac{P(u(t) = 1/Y)}{P(u(t) = 0/Y)} \right] \quad (4.1)$$

Où $u(t)$ désigne la sortie du codeur.

Pour deux états donnés l' et l , on définit une probabilité conjointe:

$$\sigma_t(l', l) = P(S_{t-1} = l', S_t = l/Y) = P(u(t) = i, S_t = l/Y) \quad (4.2)$$

i étant le bit qui envoie l' en l (σ_t vaut 0 quand il n'y a pas de transition de l' à l).

Nous avons donc la relation suivante :

$$P(u(t) = i/Y) = \sum_{(l', l) \in B_i(t)} \sigma_t(l', l) \quad (4.3)$$

Pour calculer σ , il faut introduire la densité de probabilité conjointe :

$$\alpha_t(l) = P(u(t) = i, S_t = l, y(1:n)) \quad (4.4)$$

Où nous avons noté $y(1:n)$ les éléments de 1 à n du vecteur Y . De même, nous définissons la probabilité conditionnelle :

$$\beta_t(l) = P(y(k+1:T) / u(t) = i, S_t = l) \quad (4.5)$$

A l'aide de la règle de Bayes, on obtient la relation :

$$\begin{aligned} \sigma_t(l', l) &= \frac{P(Y, u(t) = i, S_t = l)}{P(Y)} = \frac{P(y(1:t), y(t+1:T), u(t) = i, l)}{P(Y)} \\ &= \frac{P(u(t) = i, l, y(1:t)) \times P(y(t+1:T) / u(t) = i, l, y(1:t))}{P(Y)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Mais, comme les événements après l'instant t ne dépendent pas de la suite reçue jusqu'à cet instant, l'expression devient :

$$\sigma_t(l', l) = \frac{P(u(t) = i, l, y(1:t)) \times P(y(t+1:T) / u(t) = i, l)}{P(Y)} \quad (4.7)$$

Comme, grâce au rapport, on peut omettre le terme $P(Y)$, on obtient :

$$\sigma_t(l', l) = \alpha_t(l) \times \beta_t(l) \quad (4.8)$$

Pour le bit i .

➤ Calcul de α et β

Nous cherchons à calculer α récursivement. Pour cela, on écrit α comme :

$$\alpha_t(l) = P(u(t) = i, l, y(1:t-1), y(t)) \quad (4.9)$$

Alors, en faisant la somme pour toutes les transitions possible depuis l'instant $t-1$:

$$\alpha_t(l) = \sum_{l'} \sum_{j \in \{0,1\}} P(u(t) = i, u(t-1) = j, S_t = l, S_{t-1} = l', y(1:t-1)) \quad (4.10)$$

Pour un bit i .

En appliquant la règle de Bayes, on trouve :

$$\alpha_t(l) = \sum_{l'} \sum_{j \in \{0,1\}} \alpha_{t-1}(l') \times \gamma_t^i(l', l) \quad (4.11)$$

où :

$$\gamma_t^i(l', l) = P(u(t) = i, l, y(t) / u(t-1) = j, l') \quad (4.12)$$

on trouve donc :

$$\sigma_t(l', l) = \alpha_{t-1}(l) \times \beta_t(l) \times \sum_{i \in \{0,1\}} \alpha_{t-1}(l') \times \gamma_t^i(l', l) \quad (4.13)$$

Par des calculs similaires, on obtient :

$$\beta_t(l) = \sum_{l'} \sum_{j \in \{0,1\}} \beta_{t+1}(l') \times \gamma_{t+1}^j(l', l) \quad (4.14)$$

Comme γ caractérise le bruit, qui est gaussien blanc, on peut écrire :

$$\gamma_t^i(l', l) = P(u(t) = i) \times \exp\left(\frac{\|y(t) - x(t)\|^2}{-2 \times \sigma^2}\right) \quad (4.15)$$

Si $(l', l) \in B_i(t)$ 0 sinon

Ici $x(t)$ est la valeur qu'on aurait dû avoir à la sortie du codeur, dès qu'on passe de l'état l' à l'état l .

➤ Résumé

❖ L'algorithme s'effectue de la façon suivante :

- on initialise $\alpha_0(l)$ et $\beta_{t-1}(l)$ à une valeur indépendante de t
 - on calcule $\gamma_t^i(l', l)$
 - on calcule $\alpha_t(l)$ et $\beta_t(l)$ itérativement avec les formules obtenues
 - à la fin, on prend la décision à partir de la valeur de $\lambda(t)$:
- Si $\lambda > 0$ on choisit $u(t)=1$, sinon, $u(t)=0$.

4.2.3 Codeur TC

Le principe des turbo-codes est l'utilisation conjointe de deux codeurs convolutifs récurrents, non pas en série, comme cela était déjà fait depuis de nombreuses années, mais en parallèle (Figure 4.3) [34].

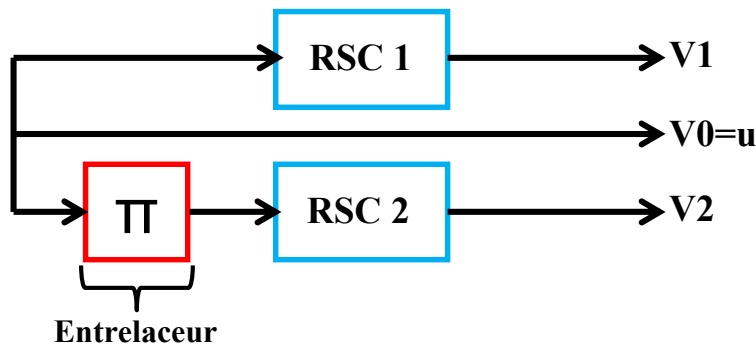


Figure 4.3 Codeur pour le turbo-codage.

L'entrelaceur permet ainsi de coder avec le même codeur deux séquences d'autant plus différentes que l'entrelacement sera chaotique.

On constate sur le schéma représenté par la figure 4.3 que le taux de codage R des turbo-codes est de $1/3$: trois bits de sortie pour un bit d'entrée. On peut le ramener à $1/2$ qui consiste à ne garder à tout instant que l'un des bits V1 ou V2.

4.2.4 Décodeur TC (Le décodage itératif)

Le décodage itératif est basé sur l'utilisation de deux décodeurs convolutifs récursifs, qui échangent de l'information. Les entrelaceurs et le désentrelaceur utilisent la même permutation que l'entrelaceur du codeur [35].

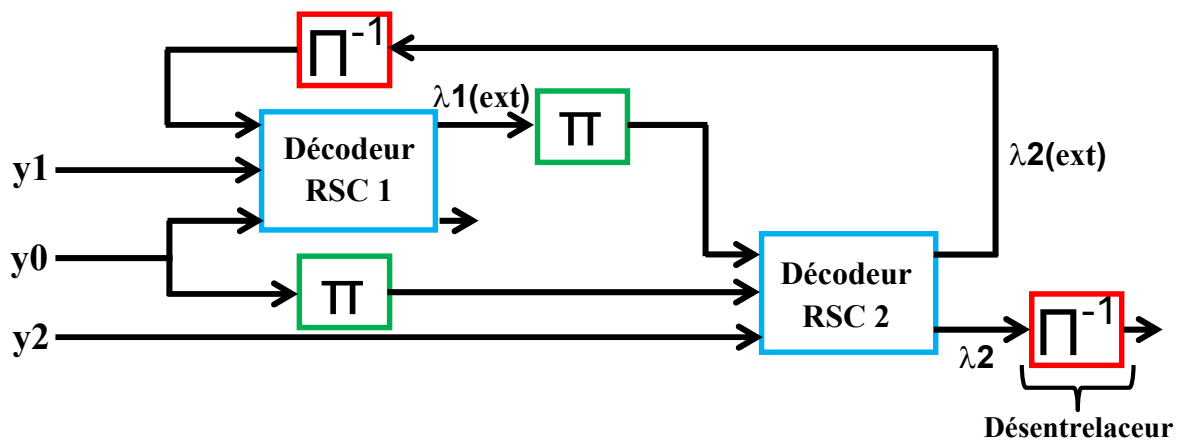


Figure 4.4 Schéma de principe d'un turbo-décodeur.

Dorénavant nous notons avec un « - » les variables décorrelées (auxquelles nous avons appliqué une permutation).

Nous commençons par lancer l'algorithme aller-retour pour le premier décodeur, avec des probabilités a priori valant $1/2$, comme nous avons fait pour le décodage simple. Comme résultat, nous obtenons la valeur logarithme de rapport vraisemblance :

$$\lambda_1(u(t)) = \ln \left[\frac{P_1(u(t) = 1/Y)}{P_1(u(t) = 0/Y)} \right] \quad (4.16)$$

Qui dépend d'une part de l'information correspondante à l'entrée du décodeur (le y_0 sur la figure 4.4) et d'autre part de l'information contenue dans les bits de redondance. L'idée de l'algorithme consiste à séparer les deux types d'information. Nous écrivons donc, $\lambda_1(u(t))$ comme :

$$\lambda_1(u(t)) = \ln \left[\frac{P_t^1(1)}{P_t^1(0)} \right] + 2 \times \sigma^{-2} y_0(t) + \lambda_1^{\text{ext}}(u(t)) \quad (4.17)$$

Comme $\lambda_1^{\text{ext}}(u(t))$ est indépendante de l'entrée « 0 » du décodeur **RSC1**, on peut l'utiliser comme probabilité a priori pour le décodeur **RSC2**. De cette manière, le décodeur **RSC2** aura une information de plus sur les données. De plus, l'entrée pour **RSC2** est décorrelée de celle pour **RSC1** et nous devons faire la même chose pour $\lambda_1^{\text{ext}}(u(t))$ avant de l'utiliser.

$$\overline{\overline{\lambda_1^{\text{ext}}}}(u(t)) = \ln \left[\frac{P_t^2(1)}{P_t^2(0)} \right] \quad (4.18)$$

et

$$P_t^2(1) = 1 - P_t^2(0) \quad (4.19)$$

Nous déduisons les probabilités a priori pour le décodeur **RSC2** :

$$P_t^2(1) = \frac{\exp(\overline{\overline{\lambda_1^{\text{ext}}}}(u(t)))}{1 + \exp(\overline{\overline{\lambda_1^{\text{ext}}}}(u(t)))} \quad (4.20)$$

et

$$P_t^2(0) = \frac{1}{1 + \exp(\overline{\overline{\lambda_1^{\text{ext}}}}(u(t)))} \quad (4.21)$$

Nous appliquons alors l'algorithme aller-retour pour le deuxième décodeur avec ces probabilités et nous obtenons $\lambda_2(t)$, que nous écrivons aussi comme :

$$\lambda_2(u(t)) = \ln \left[\frac{P_t^2(1)}{P_t^2(0)} \right] + 2 \times \sigma^{-2} \overline{\overline{y_0(t)}} + \lambda_2^{\text{ext}}(u(t)) \quad (4.22)$$

Nous tenons compte du fait que la variable $\overline{\overline{y_0(t)}}$ est décorrelée. Puis, en utilisant (4.18) :

$$\lambda_2(u(t)) = \overline{\overline{\lambda_1^{\text{ext}}}}(u(t)) + 2 \times \sigma^{-2} \overline{\overline{y_0(t)}} + \lambda_2^{\text{ext}}(u(t)) \quad (4.23)$$

D'une manière analogue à celle employée pour λ_1 , nous déduisons les probabilités a priori pour le décodeur **RSC1** et nous itérons.

➤ Résumé

❖ L'algorithme est le suivant :

- ✚ nous initialisons $P_t^1(1)$ et $P_t^1(0)$ à $\frac{1}{2}$ et $\lambda_2^{\text{ext}}(u(t))$ à 0.
- ✚ nous calculons $\lambda_1(u(t))$ et $\lambda_2(u(t))$ à l'aide de l'algorithme aller-retour avec les probabilités a priori $P_t^1(1)$ et $P_t^1(0)$.
- ✚ nous déduisons les valeurs des quantités extrinsèques :

$$\lambda_1^{\text{ext}}(u(t)) = \lambda_1(u(t)) - \overline{\lambda_2^{\text{ext}}}(u(t)) + 2 \times \sigma^{-2} y_0(t) \quad (4.24)$$

et

$$\lambda_2^{\text{ext}}(u(t)) = \lambda_2(u(t)) - \overline{\lambda_1^{\text{ext}}}(u(t)) + 2 \times \sigma^{-2} y_0(t) \quad (4.25)$$

🚦 nous mettons à jour les probabilités :

$$P_t^j(1) = \frac{\exp(\lambda_1^{\text{ext}}(u(t)))}{1 + \exp(\lambda_1^{\text{ext}}(u(t)))} \quad (4.26)$$

et

$$P_t^j(0) = \frac{1}{1 + \exp(\lambda_1^{\text{ext}}(u(t)))} \quad (4.27)$$

Nous retournons à la deuxième instruction tant que les probabilités obtenues sont déclarées irrecevables.

Nous donnons $\lambda_2(t)$ à l'organe de décision.

4.3 Résultats de simulation

La figure suivante représente la chaîne de transmission de système MC-CDMA avec codage du canal de type turbo code, le turbo code utilisé dans la simulation composé de deux codeurs de type ($RSC = \{4, 13, 17\}$ octet) et d'entrelaceur aléatoire.

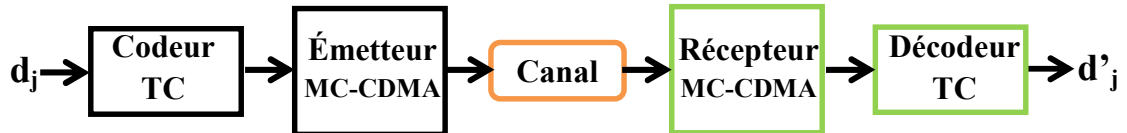


Figure 4.5 Chaîne de transmission de système TC-MC-CDMA.

4.3.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien

Les figures 4.6 et 4.7 présentent les performances du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal gaussien avec un codage de canal de type turbo code dans le où son taux de codage égale à 1/3. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de MAP avec un nombre d'itération est égale à 8. Nous remarquons bien que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent, ce qui implique que le codage par turbo code est plus efficace pour la correction des erreurs.

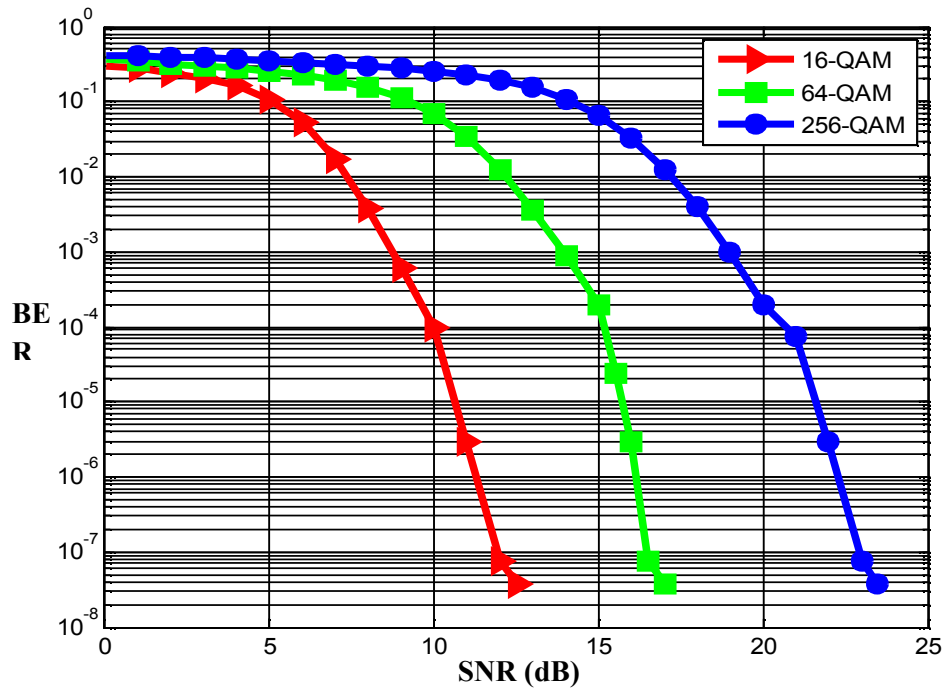


Figure 4.6 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA sur avec turbo code canal Gaussien pour différentes modulations avec.

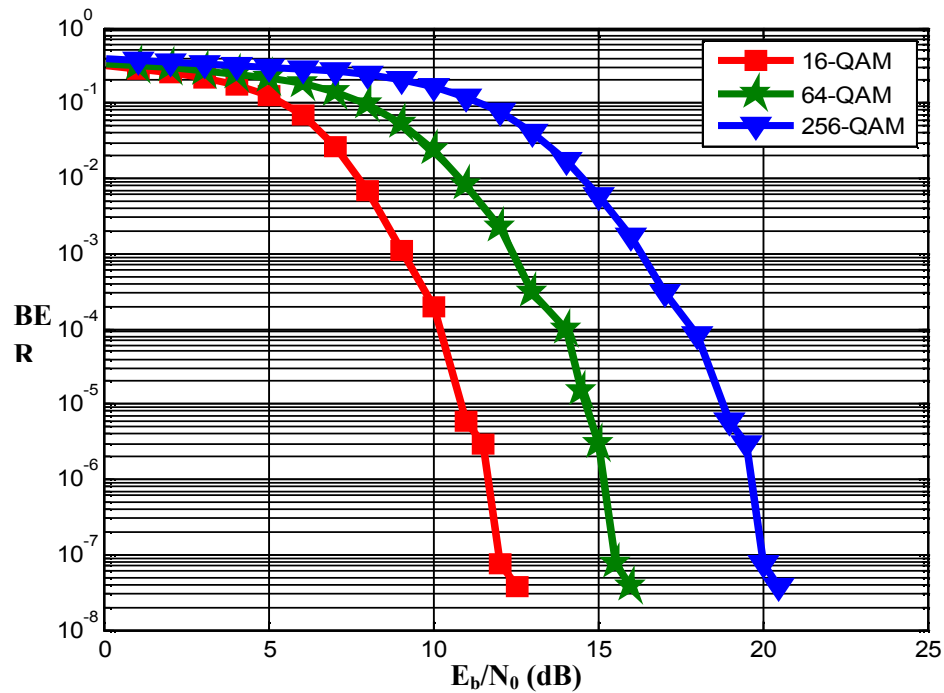


Figure 4.7 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA sur canal avec turbo code Gaussien pour différentes modulations.

4.3.2 Résultats dans le cas d'un canal Rayleigh

Les figures 4.8 et 4.9 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal Rayleigh multi-trajets

avec un codage de canal de type turbo code dans le où son taux de codage égale à $1/3$. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de MAP avec un nombre d'itération est égale à 8, nous remarquons bien que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent, ce qui implique que le codage par turbo code est plus efficace pour la correction des erreurs.

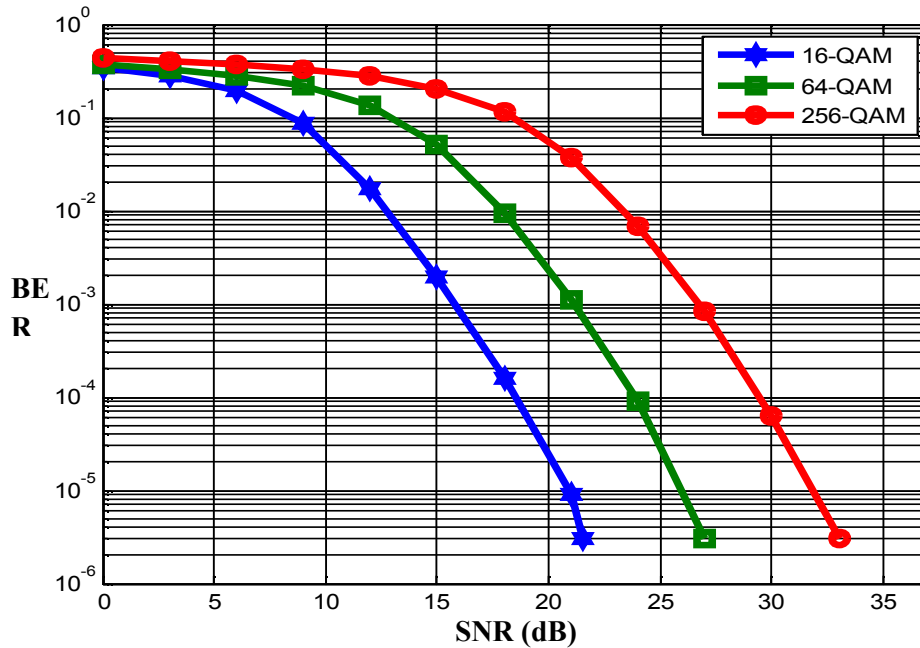


Figure 4.8 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

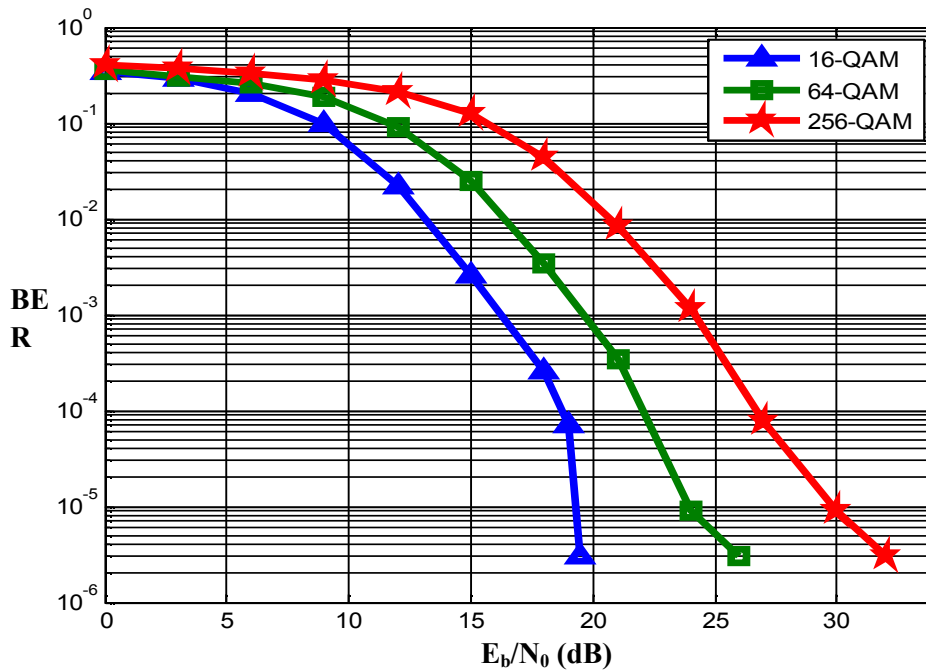


Figure 4.9 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

4.3.3 Résultats dans le cas d'un canal Rice

Les figures 4.10 et 4.11 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal Rice multi-trajets avec un codage de canal de type turbo code dans le où son taux de codage égale à $1/3$. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de MAP avec un nombre d'itération est égale à 8.

On peut dire que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent, ce qui implique que le codage par turbo code est plus efficace pour la correction des erreurs.

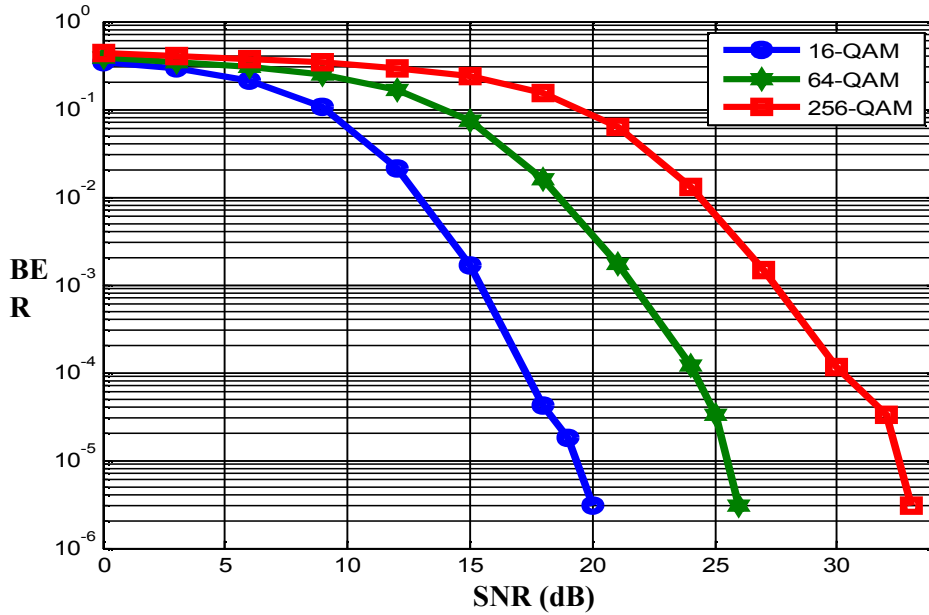


Figure 4.10 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rice pour différentes modulations.

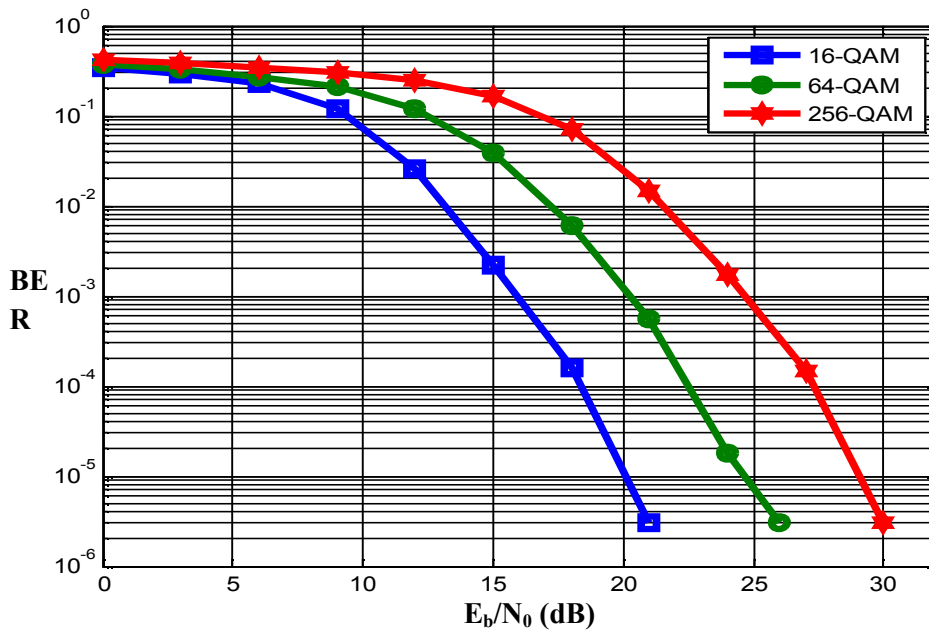


Figure 4.11 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec turbo code sur canal Rice pour différentes modulations.

4.4 Le code LDPC (Low Density parity check code)

4.4.1 Définition et paramétrisation

Les codes en blocs à faible densité (*LDPC codes* pour *Low-Density Parity-Check codes*) ont été proposés par Gallager au début des années 60. Ils ont été redécouverts par MacKay en 1995, après l'élaboration des turbos codes à l'ENST Bretagne au début des années 90. Un code LDPC de paramètres (N, t_c, t_r) est un code bloc linéaire binaire de longueur N défini par une matrice de vérification de parité H , creuse, de dimension $(M \times N)$ avec $M = N \frac{t_c}{t_r}$. Les mots de code m consistent en une séquence de N bits satisfaisant un ensemble de M équations de contrôle de parité [36,37]. Ceci se traduit par la relation suivante appelée équation de contrôle de parité :

$$Hm = 0 \quad (4.28)$$

Le nombre de bits d'information est $K = N - M$ et le rendement R du code est $R \geq 1 - t_c/t_r$. L'inégalité venant du fait que le rang de la matrice H n'est pas nécessairement plein. La matrice H est composée de t_c "1" par colonne, t_r "1" par ligne et de zéros pour tous les autres éléments. Par conséquent, chaque élément du mot de code participe à t_c équations de contrôle de parité et chacune de ses équations est composée de t_r bits. Ce type de code est appelé code LDPC régulier. Un code LDPC est alors une réalisation appartenant à l'ensemble des codes LDPC définis par les paramètres (N, t_c, t_r) . Afin d'obtenir une matrice creuse, les paramètres t_c et t_r doivent être petits devant la longueur du mot de code N autrement dit, le nombre de "1" dans la matrice H devra être de l'ordre de N plutôt que de l'ordre de N^2 . Ci-dessous, nous avons représenté la matrice de contrôle de parité d'un code LDPC ($N=9, t_c=2, t_r=3$). Son rendement est $R=1/3$ et son nombre de bits d'information est $K=3$.

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

Un code LDPC peut être également représenté graphiquement, cette représentation est appelée soit graphe de Tanner ou soit, plus récemment, graphe factoriel. Un graphe factoriel est un graphe bipartite contenant deux types de nœuds : les nœuds de données et les nœuds fonctionnels. Ces deux types de nœuds sont reliés entre eux par des branches. Dans le cas d'un code LDPC, les nœuds de données représentent le mot de code et les nœuds fonctionnels, quant à

eux, représentent les vérifications de parité. Dans la suite, les nœuds fonctionnels seront alors nommés nœuds de contrôle ou nœuds de parité. Le $i^{\text{ème}}$ nœud de donnée et le $j^{\text{ème}}$ nœud de contrôle par une branche si et seulement si H_{ji} est non nul. La figure 4.12 représente le graphe factoriel du code LDPC régulier défini par la matrice H [38].

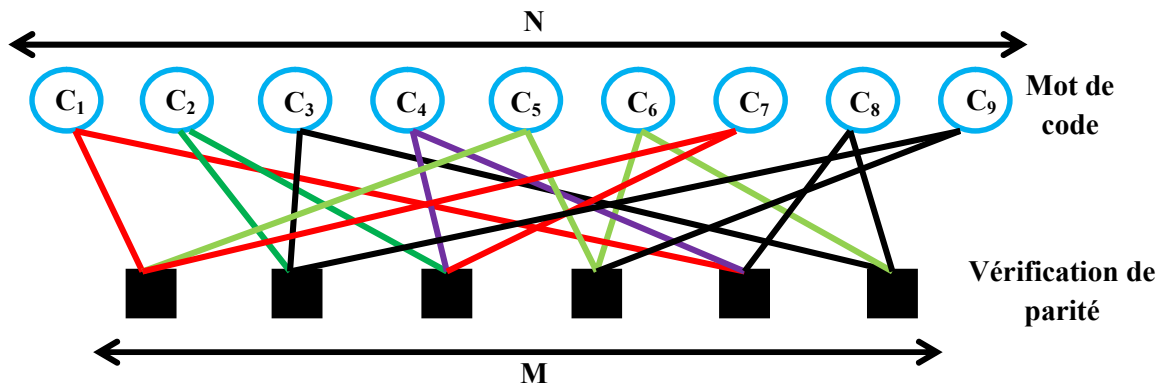


Figure 4.12 Graphe factoriel d'un code LDPC régulier ($N=9$, $t_c=2$, $t_r=3$) de rendement $R=1/3$.

Le graphe factoriel d'un code LDPC est donc une représentation graphique très didactique de la structure de ces codes. Il est également important de noter que les représentations graphiques ont permis le développement et la mise en œuvre d'algorithmes de décodage. Nous détaillerons ce point dans la prochaine section.

4.4.2 Algorithmes de décodage des codes LDPC

Dans cette section, nous allons présenter un des algorithmes permettant le décodage des codes LDPC. Dès que la taille du mot de code devient importante, ce qui est une hypothèse nécessaire afin d'obtenir des performances convenables, le décodage au sens du maximum de vraisemblance présente une complexité trop importante pour permettre une réalisation pratique. Pour pallier à ce type de problème, Gallager présenta un algorithme de décodage itératif sous-optimal avec nombre constant d'opération par bit. Cet algorithme a ensuite été revu par MacKay et Kschischang et Al, dans le cadre de la théorie des graphes. L'algorithme résultant est alors connu sous plusieurs noms tels que propagation de croyance (belief propagation). Ou bien encore algorithme, somme-produit (sum-product). Cet algorithme peut être vu comme un algorithme de propagation de messages sur le graphe factoriel associé. Les messages transitant par les branches du graphe peuvent être soit des probabilités, soit les logarithmiques des rapports de vraisemblance. Le principe de la propagation de croyance est l'application de la règle de Bayes localement (soit sur chaque bit) et itérativement afin d'estimer les probabilités a posteriori de chaque bit. Dans le cadre d'un décodage sur un graphe sans cycle (le graphe

est alors un arbre) c'est-à-dire dans le cas où tous les messages sont indépendants, la factorisation locale des règles de Bayes conduit au calcul exact des probabilités a posteriori des nœuds de données.

Dans certains cas incluant cas celui des codes LDPC, le graphe factoriel présente des cycles. Dans ces conditions, du fait de la dépendance cyclique des différents messages, le calcul exact des probabilités a posteriori n'est plus assuré. Cependant, plus un graphe est creux plus la dépendance entre les différents messages sera faible. De plus, pour minimiser cette dépendance il est nécessaire de calculer plusieurs fois les messages sur les branches ce qui mène à une utilisation itérative de l'algorithme de propagation de croyance.



Propag

ation de croyance

Chaque itération de l'algorithme de propagation de croyance est composée de deux étapes [36]:



Une

étape de mise à jour des messages lorsqu'ils passent par un nœud de donnée appelée **data pass**.



Une

étape de mise à jour des messages lorsqu'ils passent par un nœud de contrôle appelée **check pass**.

Afin de faciliter la lecture de ce mémoire, les messages utilisés seront des log-rapports de vraisemblance. Notons $v = \log \frac{p(y'|c'=0)}{p(y'|c'=1)} = \log \frac{v(0)}{v(1)}$ le message de sortie d'un nœud de donnée et $u = \log \frac{p(y'|c'=0)}{p(y'|c'=1)} = \log \frac{u(0)}{u(1)}$ le message de sortie d'un nœud de contrôle.



Mise à

jour des messages sur un nœud de donnée : Data pass

Lors de la mise à jour sur le nœud de donnée k de degré i à l'itération l , le message v envoyé sur la $q^{\text{ième}}$ branche est donné par la relation suivante :

$$v_q^{(l)} = u_0 + \sum_{n=1; n \neq q}^i u_n^{(l-1)} \quad \forall q = 1, \dots, i \quad (4.30)$$

Où u_n , $n = 1, \dots, i$, représentent les messages venant des nœuds de contrôle voisins et $u_0 = \log \frac{p(y_k|c_k=0)}{p(y_k|c_k=1)}$ représente le log-rapport de vraisemblance observé en sortie du canal. A la

première itération, tous les messages $u_n^{(0)}$ venant des nœuds de contrôles sont considérés comme nuls.



Mise à

jour des messages sur un nœud de contrôle : Check pass

Ensuite, lors de la mise à jour sur un nœud de contrôle de degré j , le message de sortie u sur la $p^{\text{ième}}$ branche est donnée par l'expression :

$$\tanh\left(\frac{u_p^{(1)}}{2}\right) = u_0 + \prod_{m=1; m \neq p}^j \tanh\left(\frac{v_m^{(1)}}{2}\right) \quad \forall p = 1, \dots, j \quad (4.31)$$

Où v_m , $m = 1, \dots, j$, sont les messages venant des nœuds de données voisins.

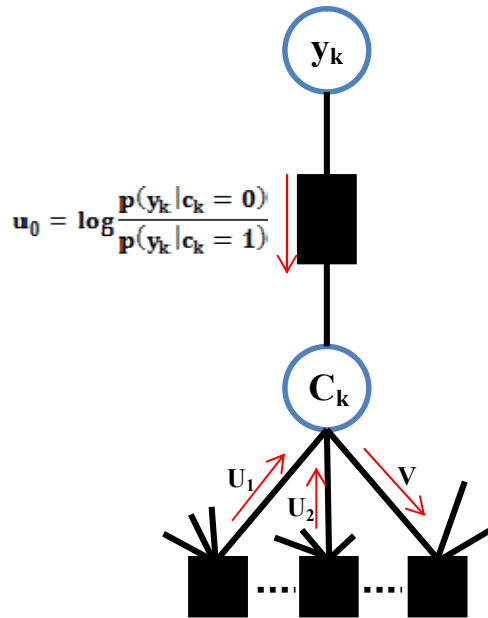


Figure 4.13 illustration du data pass.

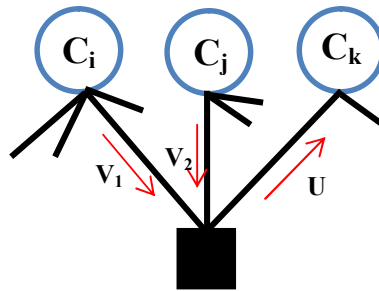


Figure 4.14 illustration du check pass.

Remarque 1 il a été montré que l'étape de mise à jour des messages par un nœud de contrôle pouvait être effectuée dans le domaine fréquentiel en utilisant des transformées de Fourier discrètes (TFD) d'ordre 2 comme représentées sur la figure suivants. En effet, si on note fftv le message en sortie de la TFD alors il est facile de voir que nous avons la relation suivante :

$$\text{fftv} = \log \frac{\text{fftv}[0]}{\text{fftv}[1]} = -\log \left(\tanh \left(\frac{v}{2} \right) \right)$$

où

(4.32)

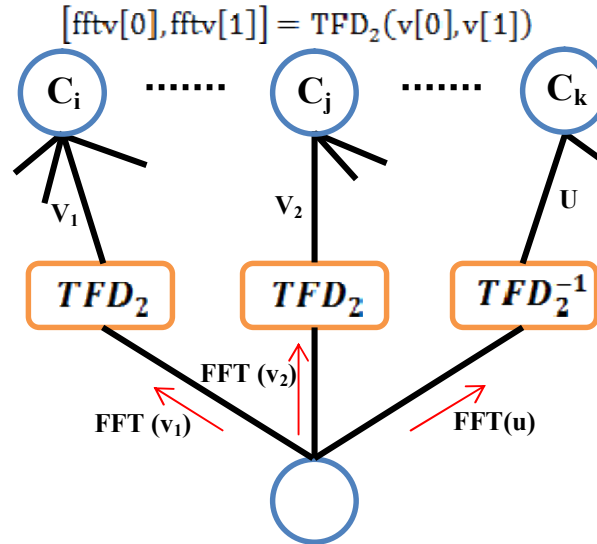


Figure 4.15 Transformation du graphe factoriel d'un nœud de contrôle par transformée de Fourier.

Une itération de l'algorithme de propagation de croyance est effectuée lorsque tous les messages dans le graphe ont été calculés une fois à l'aide des équations (4.30) et (4.31). Après avoir réalisé un nombre maximum L d'itérations de propagation de croyance, nous pouvons calculer le rapport a posteriori w pour chacun des nœuds de données. Ce rapport a posteriori est égal à la somme de tous les messages alimentant le nœud de données considérées :

$$w_k = u_0 + \sum_{n=1}^i u_n^{(L)} \quad k = 1, \dots, N \quad (4.33)$$

Finalement, en utilisant les valeurs des rapports a posteriori w nous pouvons prendre une décision sur la valeur binaire de chaque nœud de données :

$$\hat{m}_k = \frac{1 - \text{sign}(w_k)}{2} \quad k = 1, \dots, N \quad (4.34)$$

4.5 Résultats de simulation

La figure suivante représente la chaîne de transmission de système MC-CDMA avec codage du canal de type LDPC.

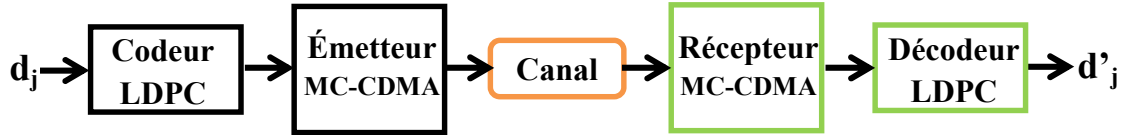


Figure 4.16 Chaîne de transmission de système LDPC-MC-CDMA.

4.5.1 Résultats dans le cas d'un canal Gaussien

Les figures 4.17 et 4.18 présentent les performances du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal gaussien avec un codage de canal de type LDPC dans le où son taux de codage égale à 1/3. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de décodage itératif avec un nombre d'itération est égale à 20. Nous remarquons bien que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent. Ces résultats sont très proche à ceux obtenu par le codage (turbo code), par ailleurs, le turbo code présente un avenage de point de vue vitesse de convergence.

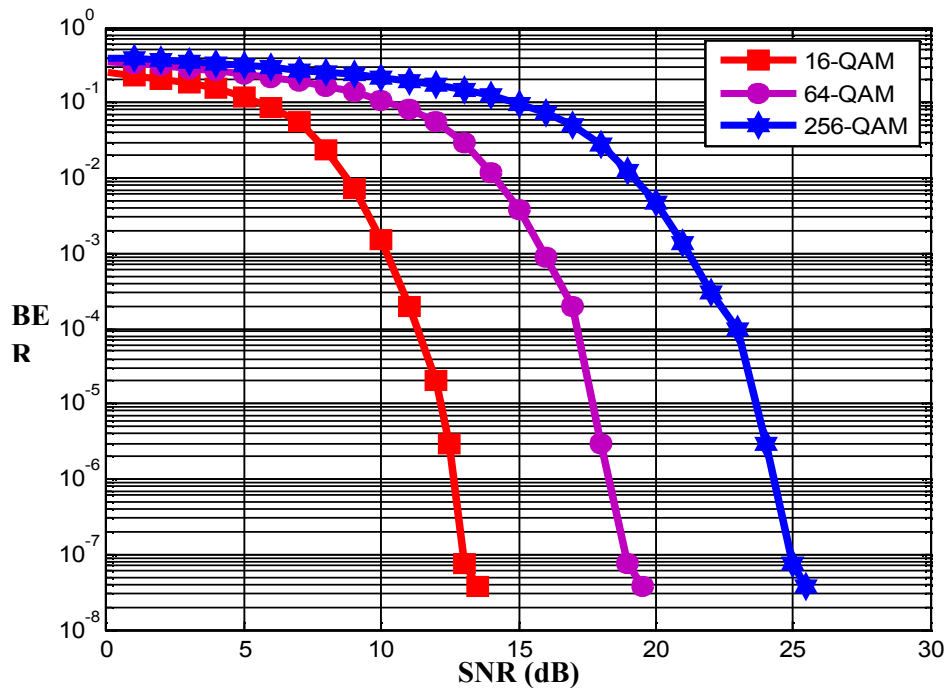


Figure 4.17 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Gaussien pour différentes modulations.

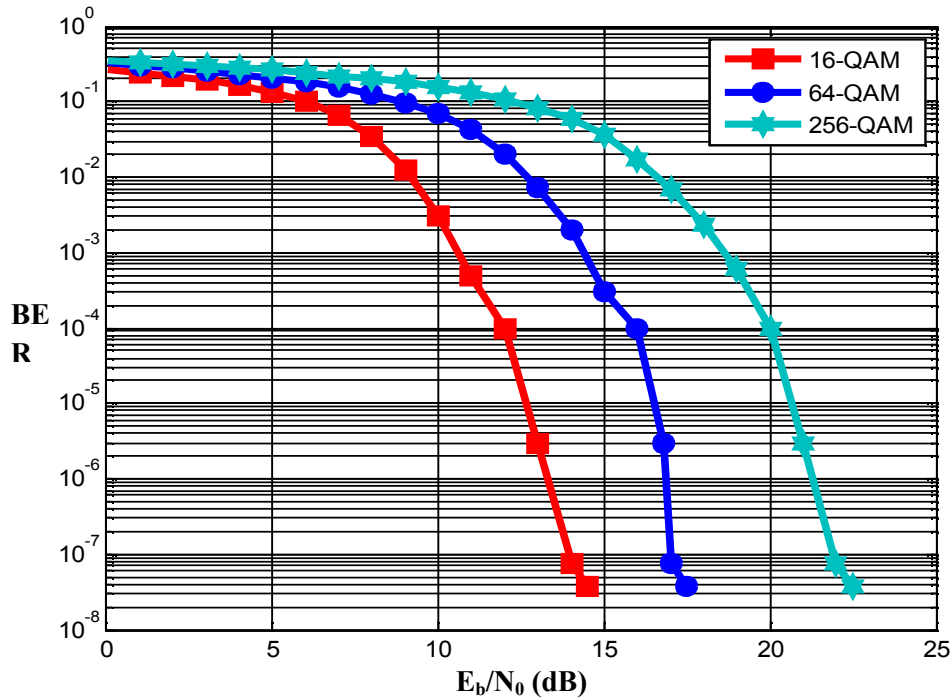


Figure 4.18 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Gaussien pour différentes modulations.

4.5.2 Résultats dans le cas d'un canal Rayleigh

Les figures 4.19 et 4.20 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal Rayleigh multi-trajets avec un codage de canal de type LDPC dans lequel son taux de codage égale à $1/3$. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de décodage itératif avec un nombre d'itération est égale à 20. Nous remarquons bien que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent, ce qui implique que le codage par LDPC est plus efficace pour la correction des erreurs.

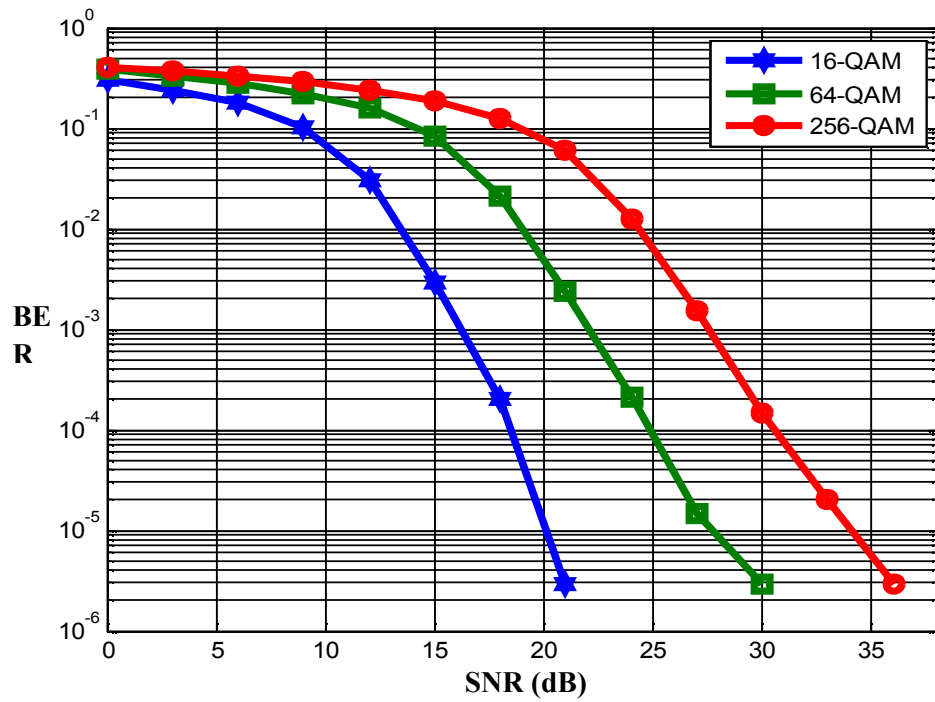


Figure 4.19 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

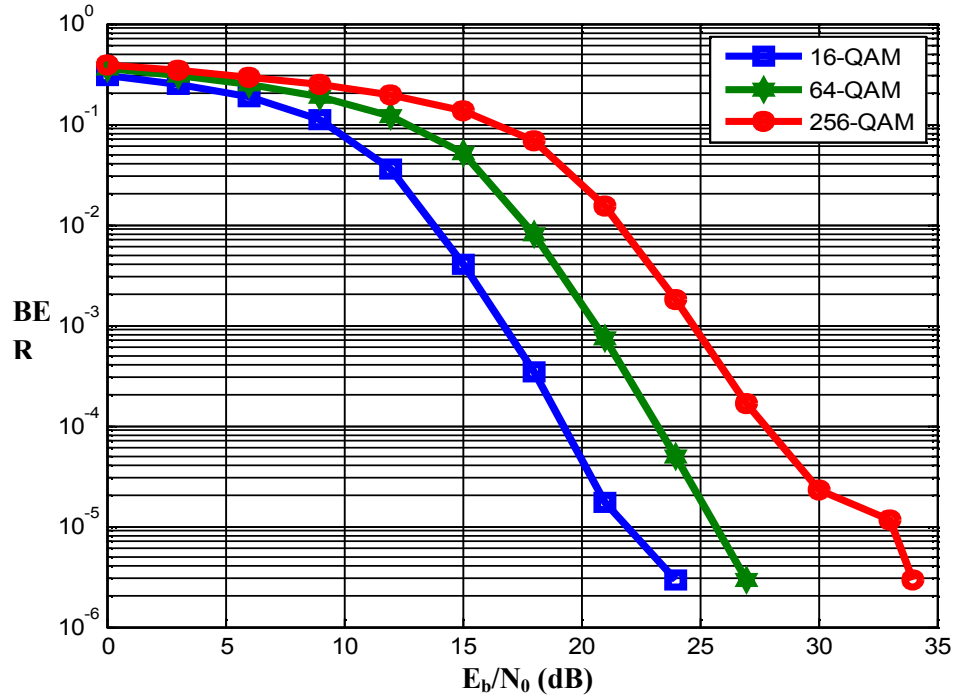


Figure 4.20 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

4.5.3 Résultats dans le cas d'un canal Rice

Les figures 4.21 et 4.22 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal Rice multi-trajets avec un codage de canal de type LDPC dans le où son taux de codage égale à $1/3$. Tandis que, le décodage est fait en utilisant l'algorithme de décodage itératif avec un nombre d'itération est égale à 20.

On peut dire que ces résultats sont mieux que ceux obtenus dans le chapitre précédent, ce qui implique que le codage par LDPC est plus efficace pour la correction des erreurs sur canal Rice.

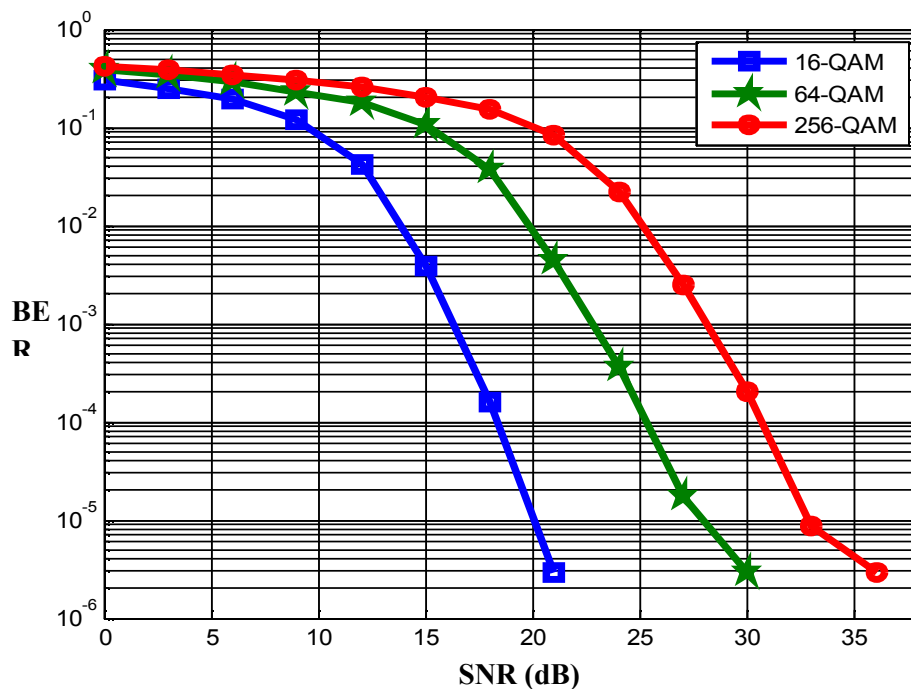


Figure 4.21 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.

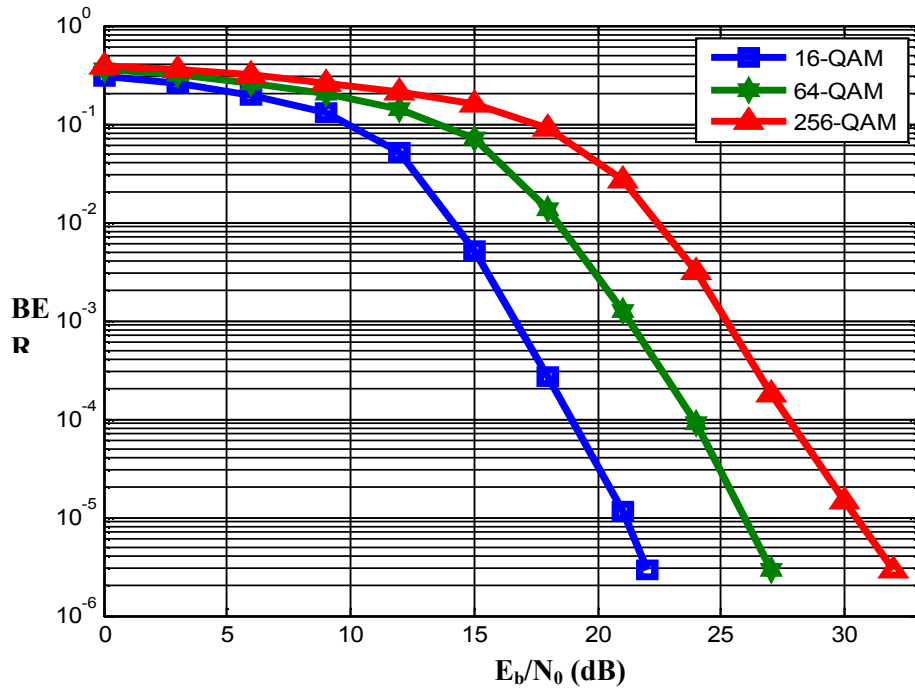


Figure 4.22 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.

4.6 Le système TC-LDPC- MC-CDMA

La figure suivante représente la chaîne de transmission de système MC-CDMA avec la combinaison de TC et le LDPC.

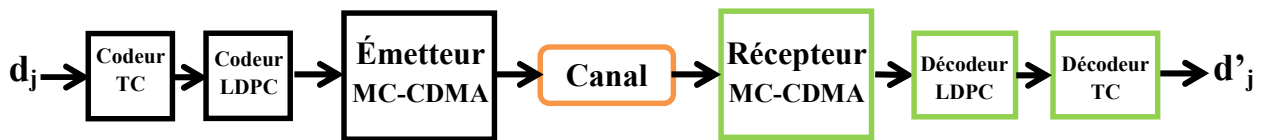


Figure 4.23 Chaîne de transmission de système TC- LDPC-MC-CDMA.

Les figures 4.24 et 4.25 présentent la performance du système MC-CDMA en utilisant différentes modulations ; 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM dans un canal gaussien, tandis que les figures 4.26, 4.27, 4.30 et 4.31 présentent le même cas mais avec les canaux Rayleigh et Rice multi-trajets.

Ces résultats sont obtenus avec la combinaison des deux types de codage (TC et LDPC) ce qui nous donne des résultats mieux que ceux obtenus précédemment.

La figure 2.26 présente le résultat de la comparaison dans un canal de gaussien entre la performance des différents codes TC, LDPC et le TC-LDPC ainsi que le cas de sans codage

toute on utilisant la modulation 16-QAM. Nous remarquons d'après ces résultats que les codes TC et LDPC ont la même performance sauf que le code TC est mieux que le LDPC de côté de la vitesse de convergence, tandis que les résultats obtenus avec la combinaison de TC et le LDPC sont mieux que ceux obtenus avec l'utilisation de TC seule et ceux qui ont été obtenus avec l'utilisation de LDPC seule.

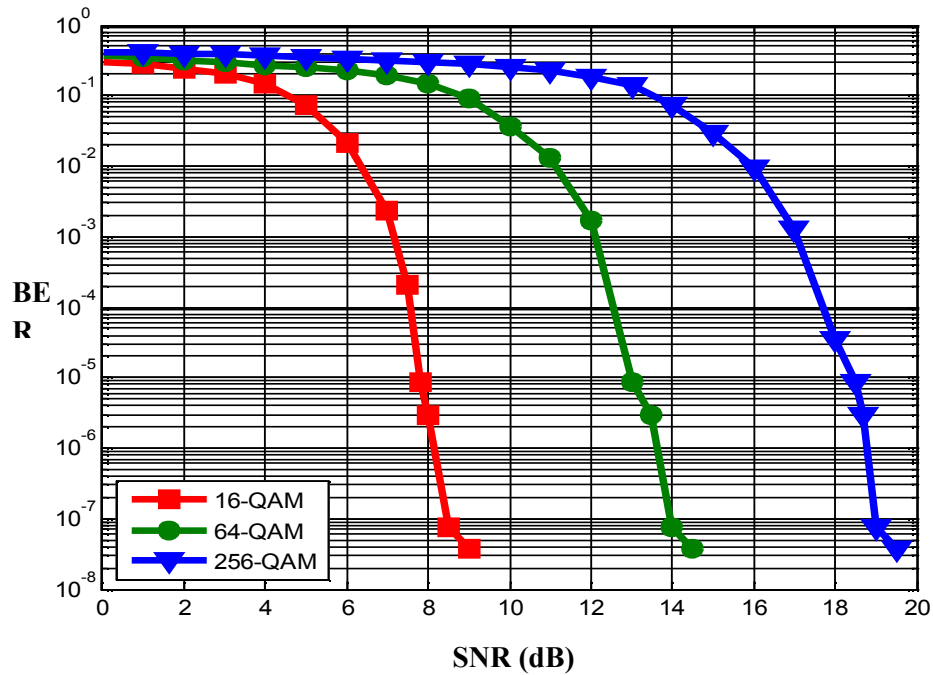


Figure 4.24 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal gaussien pour différentes modulations.

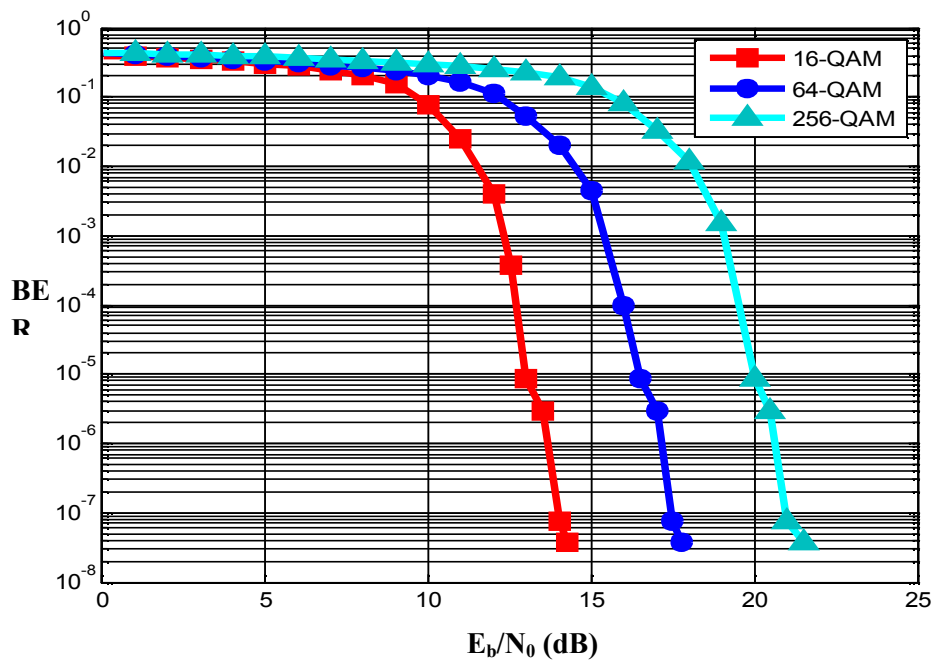


Figure 4.25 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal gaussien pour différentes modulations.

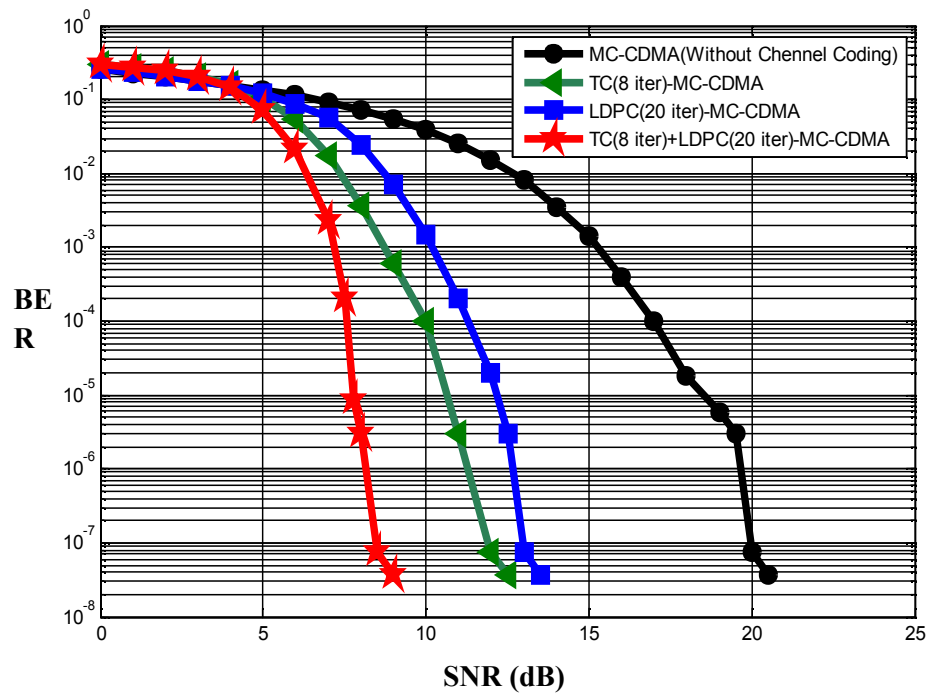


Figure 4.26 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal gaussien.

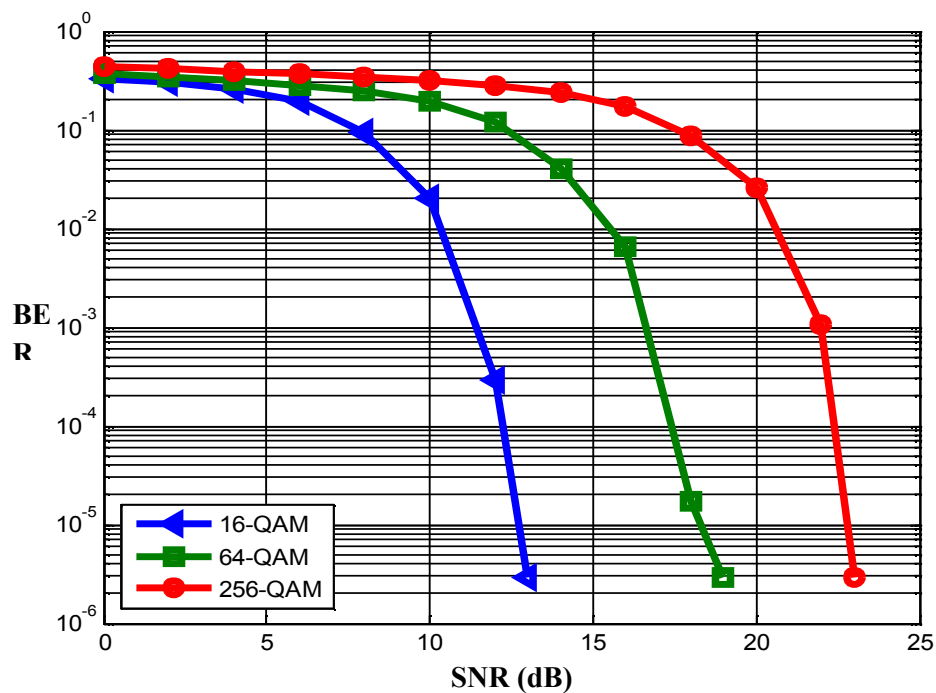


Figure 4.27 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

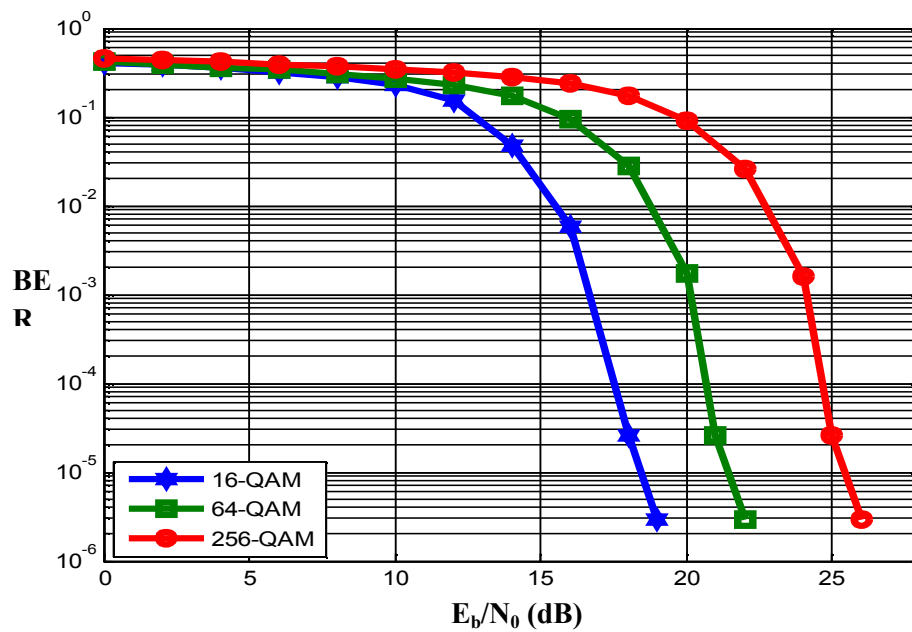


Figure 4.28 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rayleigh pour différentes modulations.

La figure 4.29 présente le résultat de la comparaison dans un canal de Rayleigh multi-trajets entre la performance des différents codes TC, LDPC et le TC-LDPC ainsi que le cas de sans codage tout en utilisant la modulation 16-QAM. Nous remarquons d'après ces résultats que les codes TC et LDPC ont la même performance sauf que le code TC est mieux que le LDPC de côté de la vitesse de convergence, tandis que les résultats obtenus avec la combinaison de TC et le LDPC sont mieux que ceux obtenus avec l'utilisation de TC seule et ceux qui ont été obtenus avec l'utilisation de LDPC seule.

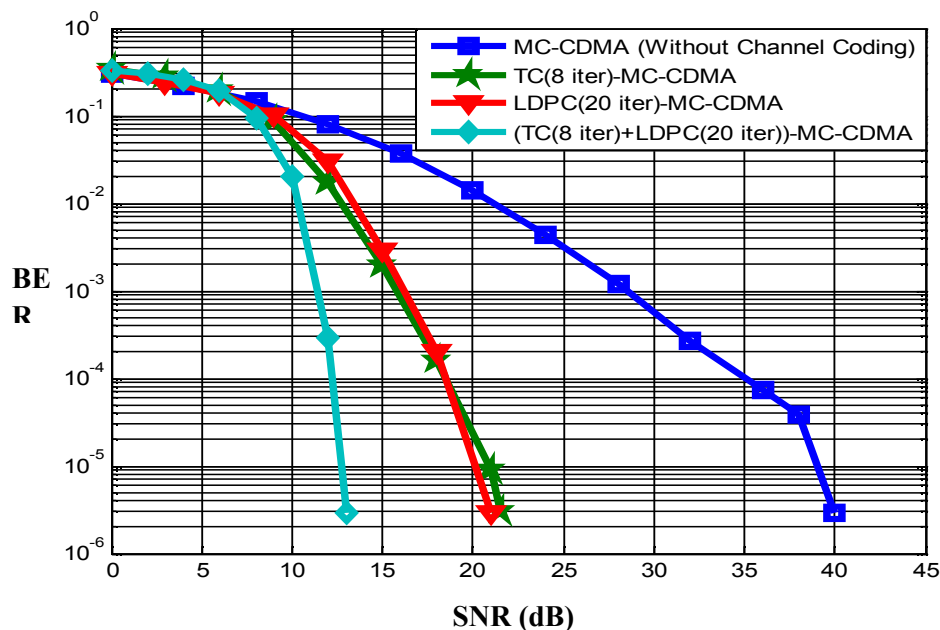


Figure 4.29 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal Rayleigh.

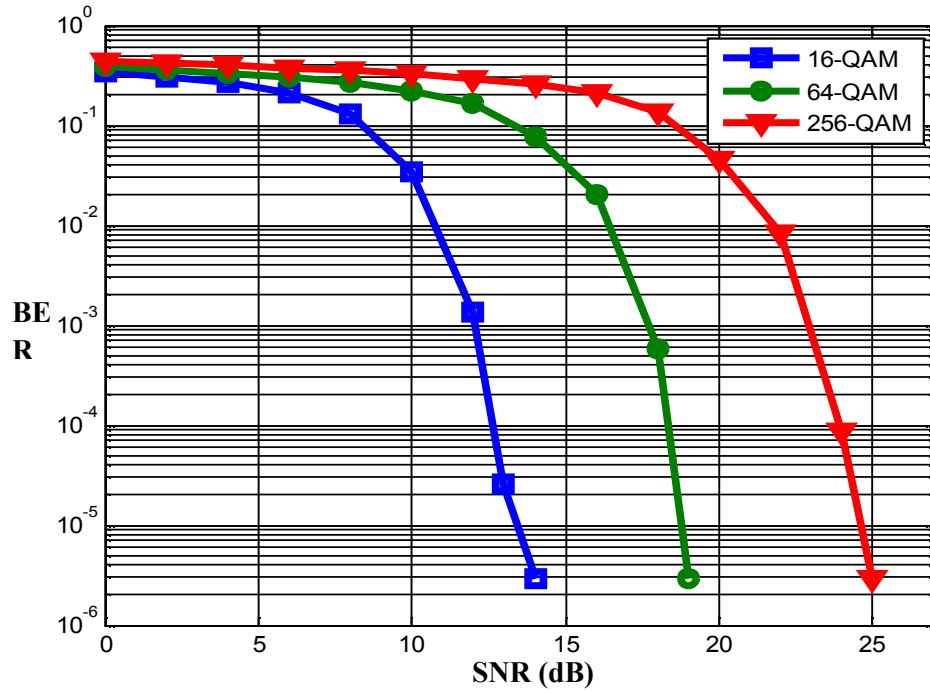


Figure 4.30 BER en fonction de SNR, performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.

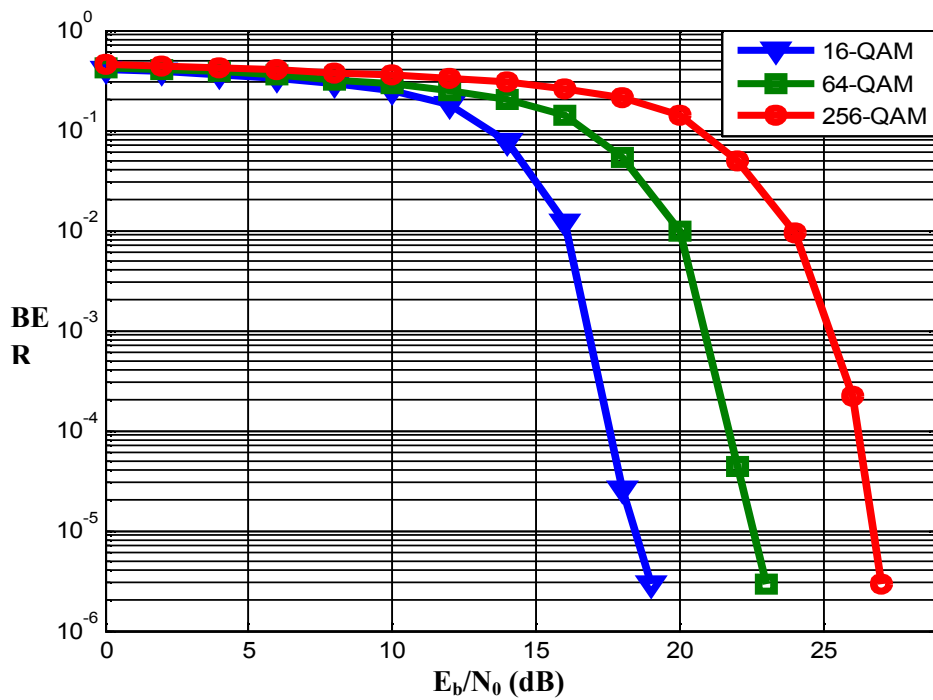


Figure 4.31 BER en fonction de E_b/N_0 , performance du système MC-CDMA avec la combinaison de turbo code et LDPC sur canal Rice pour différentes modulations.

La figure 4.32 présente le résultat de la comparaison dans un canal de Rice multi-trajets entre la performance des différents codes TC, LDPC et le TC-LDPC ainsi que le cas de sans codage tout en utilisant la modulation 16-QAM. Nous remarquons encore que la performance de TC-

LDPC est meilleure que celle obtenue avec l'utilisation de TC seule et celle qui ont été obtenues avec l'utilisation de LDPC seule.

La figure 4.33 présente la comparaison entre les résultats obtenus avec TC-LDPC-MC-CDMA dans différents canaux tels que Gaussien, Rayleigh et Rice.

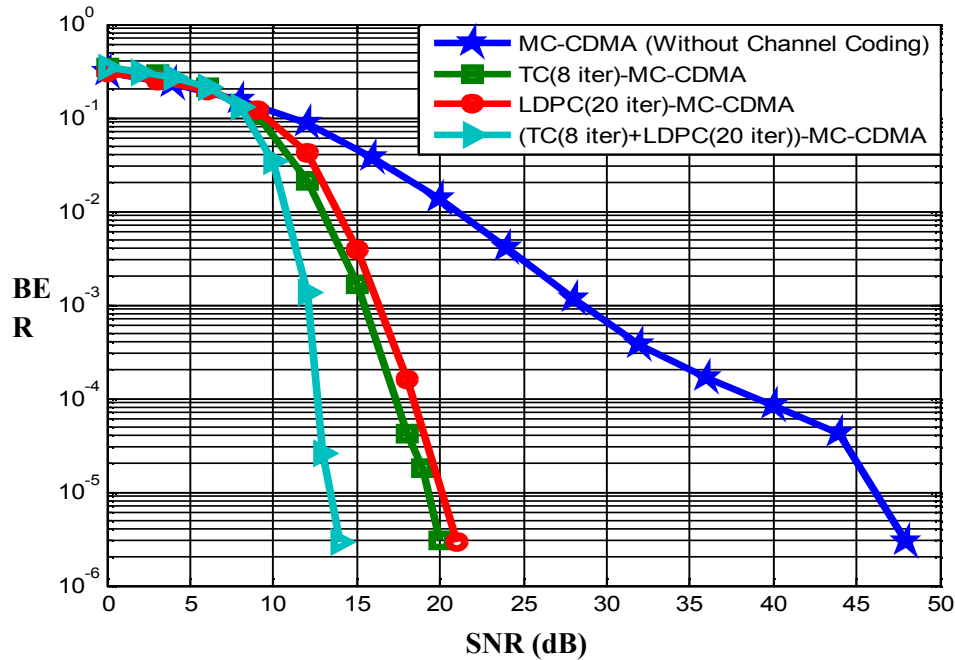


Figure 4.32 Comparaison entre les performances des différents codages sur le canal Rice.

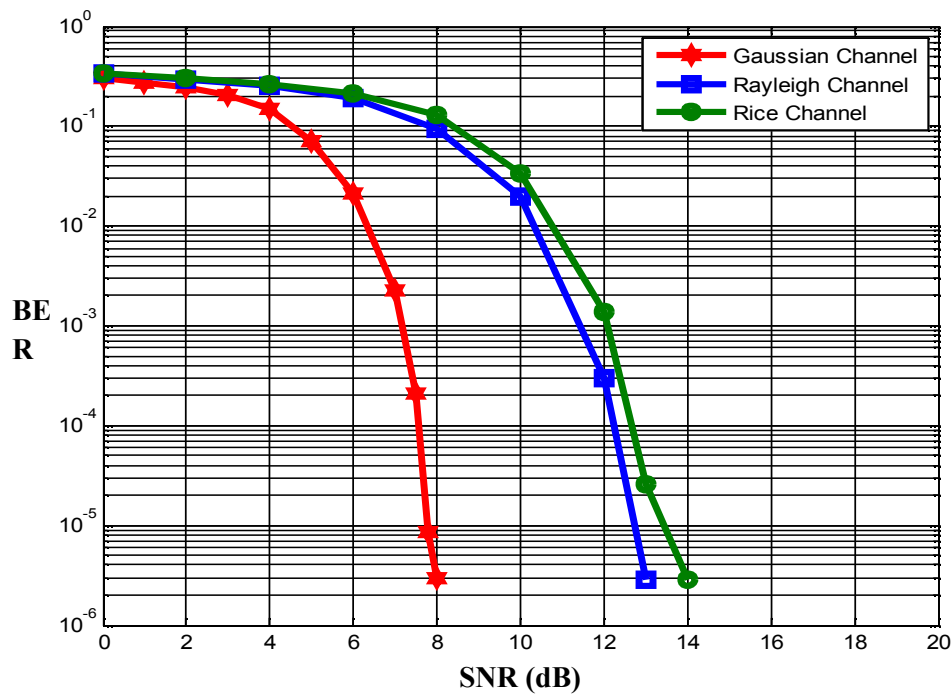


Figure 4.33 Comparaison entre la performance de système TC-LDPC-MC-CDMA dans différents canaux.

4.7 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre le principe de fonctionnement d'un code correcteur de type *Turbo code*, ainsi que la méthode de son décodage en utilisant l'algorithme de MAP basé principalement sur le principe de décodage itératif.

Les résultats de simulation montrent que la performance du système MC-CDMA augmente au fur et à mesure que le nombre d'itération augmente jusqu'à la 8^{ème} itération quel que soit l'état de canal.

Nous avons aussi vu le principe de fonctionnement du code LDPC ainsi que la méthode de son décodage en utilisant un algorithme basé sur le décodage itératif. Les résultats obtenus montrent que le nombre d'itérations pour atteindre la convergence est égale à 20 itérations afin d'obtenir les mêmes résultats de ceux que nous avons obtenus par le codage TC sauf que le dernier est mieux que le LDPC de côté de la vitesse de convergence.

L'idée de combiner les deux codes TC et LDPC donne des résultats mieux que celles obtenus auparavant. Une comparaison entre les différents codes a été faite dans chaque type du canal tels que Gaussien, Rayleigh et Rice.

Chapitre 5

Méthodes de réduction du PAPR

Sommaire

5.1 Introduction.....	93
5.2 Le PAPR des systèmes MC-CDMA.....	93
5.3 Conséquences d'un fort PAPR pour l'amplification de puissance.....	97
5.4 Méthodes de réduction du PAPR.....	98
5.4.1 Méthode du clipping itérative inversible.....	98
5.4.2 Méthode proposée.....	105
5.5 Conclusion.....	112

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons des méthodes pour réduction du PAPR, un inconvénient des systèmes MC-CDMA causé par les fortes fluctuations d'amplitudes du signal $S(t)$. Le paramètre PAPR nous donne une idée sur le comportement du signal, plus précisément sur les pics d'amplitude et donc de puissance. Cette dernière a une influence directe sur l'amplificateur de puissance (AP). Si nous considérons une fenêtre d'observation T_s du signal $S(t)$, le PAPR représente le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal $S(t)$ sur l'intervalle $[0 ; T_s]$.

5.2 Le PAPR des systèmes MC-CDMA

Le PAPR décrit les fluctuations de puissance d'un signal relativement à sa puissance moyenne pour un signal $S(t)$ défini sur un horizon temporel $[0 ; T_s]$, il est défini par [39,40]:

$$\text{PAPR}(S(t)) = \frac{\max(|S(t)|^2)}{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |S(t)|^2 dt} \quad (5.1)$$

Le PAPR peut se décliner pour des signaux analogiques, numériques, à supports finis ou infinis. Il a été montré qu'une borne supérieure du PAPR pour les modulations OFDM à N porteuses et travaillant avec des symboles issus d'une modulation de type QAM à M états est donnée par [41]:

$$\text{PAPR}_{\max, M\text{-QAM}} = 3N \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1} \quad (5.2)$$

Cependant cette borne est beaucoup trop large et ne reflète pas la réalité au plus près des fluctuations du signal multi porteuse. D'après le théorème de la limite centrale et pour de grandes valeurs de N , que les échantillons des parties réelles et imaginaires de S ($nT_s=N$) suivent une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 , ayant pour densité de probabilité :

$$F_s(s) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(s^2)/2\sigma^2} \quad (5.3)$$

où :

$$\sigma^2 = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} \sigma_{s_k}^2 \quad (5.4)$$

où $\sigma_{s_k}^2$ est la variance des éléments complexes S_k , l'amplitude de chaque échantillon d'un signal MC-CDMA suit donc une distribution de Rayleigh de moyenne égale à $\sigma\sqrt{\pi/2}$, de variance égale à $(2 - \frac{\pi}{2}) \sigma^2$ et de densité de probabilité :

$$F_s(s) = \frac{s}{\sigma^2} e^{-(s^2)/2\sigma^2} \quad (5.5)$$

La probabilité que l'amplitude d'un échantillon n' soit inférieure à une certaine valeur γ est donnée par :

$$\begin{aligned} \text{prob}(|S(n'T_s/N)| \leq \gamma) &= \int_0^\gamma F_s(s) ds \\ &= 1 - e^{-(\gamma^2)/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (5.6)$$

En supposant que les échantillons soient statistiquement indépendants, la probabilité qu'il y ait au moins l'amplitude d'un échantillon qui soit supérieure à une certaine valeur γ un symbole MC-CDMA entier est donnée par [42]:

$$\begin{aligned} \text{prob}(|S(nT_s/N)| > \gamma) &= 1 - \text{prob}(\max |S(nT_s/N)| \leq \gamma) \\ \Rightarrow \text{prob}(|S(nT_s/N)| > \gamma) &= 1 - \prod_{n'=0}^{N-1} \text{prob}(|S(n'T_s/N)| \leq \gamma) \\ \Rightarrow \text{prob}(|S(nT_s/N)| > \gamma) &= 1 - (\text{prob}(|S(n'T_s/N)| \leq \gamma))^N \end{aligned} \quad (5.7)$$

On remplace l'équation (5.6) dans l'équation (5.7) on obtient :

$$\text{prob}(|S(nT_s/N)| > \gamma) = 1 - (1 - e^{-(\gamma^2)/2\sigma^2})^N \quad (5.8)$$

Etant donné que $\mathbb{E}[|S(nT_s/N)|^2] = 1$, cette dernière relation exprime finalement la fonction de répartition complémentaire du facteur de crête de l'enveloppe complexe d'un signal MC-CDMA notée par la suite CCDF (γ). Dans le cas d'une modulation de phase, on a par ailleurs :

$$\sigma_{s_k}^2 = \mathbb{E}[|S_k - \mathbb{E}[S_k]|^2] = \mathbb{E}[|S_k|^2] = 1 \quad (5.9)$$

Par conséquent, l'équation (5.8) se réduit à :

$$\text{CCDF}(\gamma) = \text{prob}(|S(nT_s/N)| > \gamma) = 1 - (1 - e^{-(\gamma^2)})^N \quad (5.10)$$

La figure 5.1 présente la comparaison entre les deux cas ; théorique et simulation de la fonction de répartition complémentaire du PAPR. Dans le premier cas (théorique) nous avons utilisé l'équation (5.10) et dans le deuxième cas (simulation) nous avons calculé les PAPR de 10^5 symboles MC-CDMA, choisir les valeurs pour faire la comparaison et prendre les valeurs γ de 0 à 12 dB avec un écart de 0.1 dB. Pour chaque valeur de γ , nous avons calculé le nombre des PAPR qui est supérieur à cette valeur, ensuite divisant les résultats obtenus par le nombre total des PAPR :

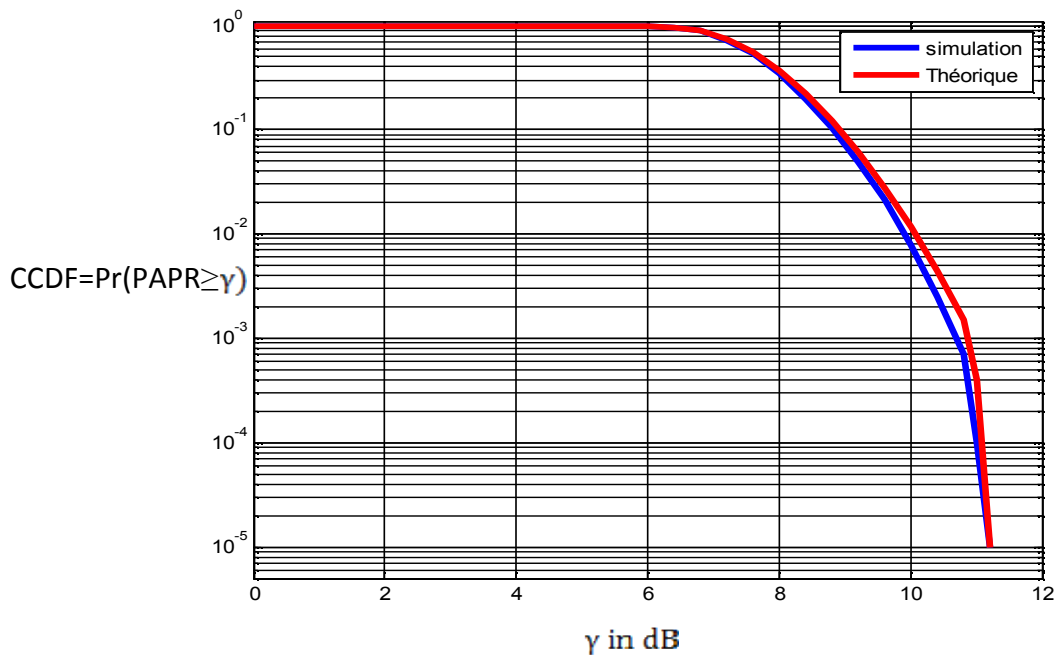


Figure 5.1 Comparaison des fonctions de répartition complémentaire du PAPR dans le deux cas théorique et simulation à $N=256$ porteuses.

La figure 5.2 représente le facteur de crête global du signal MC-CDMA transmis par la station de base. Le résultat est obtenu en utilisant les codes de Walsh-Hadamard de longueur $L_c=16$ qu'ils sont égaux au nombre d'utilisateurs (pleine charge $N_u=L_c$).

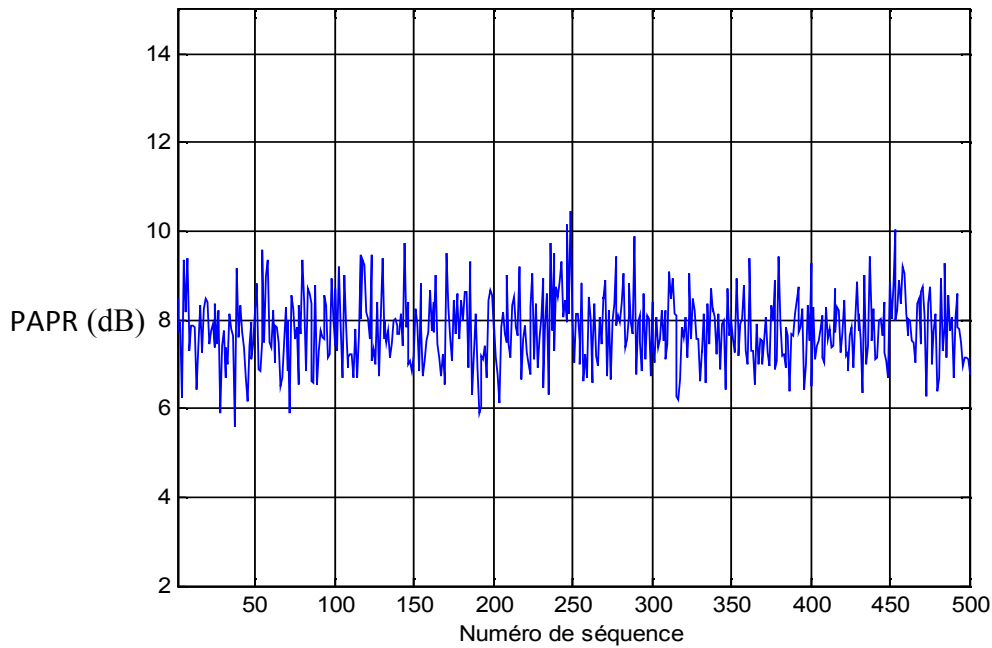


Figure 5.2 Facteur de crête d'un signal MC-CDMA.

La figure 5.3 illustre les simulations obtenues de la fonction de répartition complémentaire du PAPR pour différents facteurs de suréchantillonnage L . On constate clairement qu'à partir de $L = 4$, les courbes n'évoluent plus. Il est alors généralement admis que le PAPR d'un signal continu peut alors être obtenu en suréchantillonnant simplement le signal MC-CDMA d'un facteur $L = 4$.

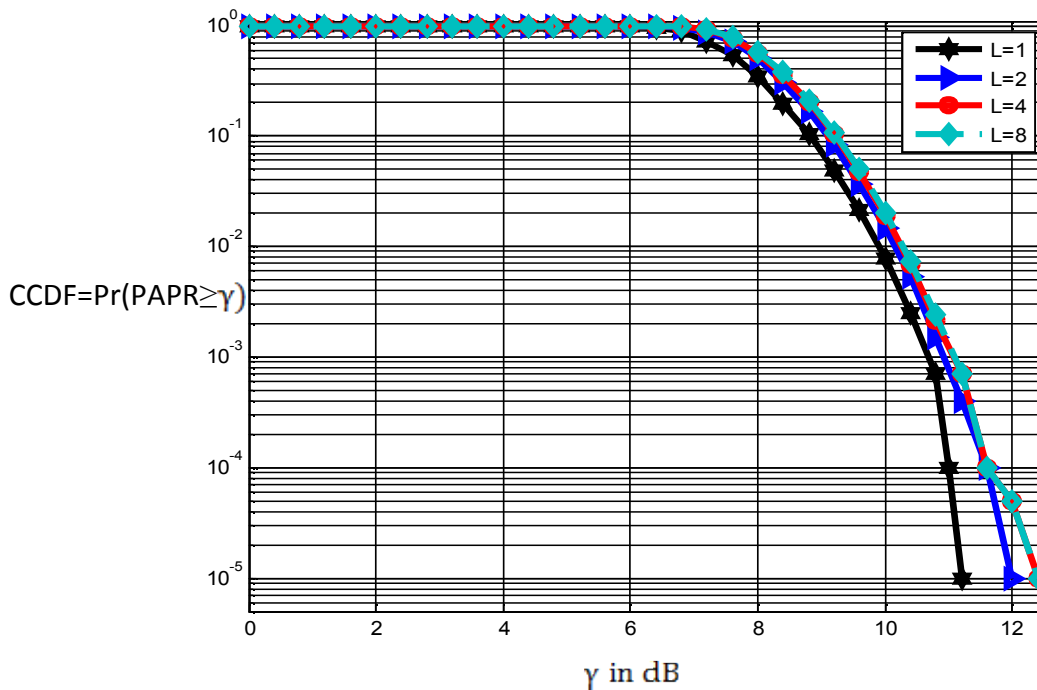


Figure 5.3 Fonction de répartition du PAPR complémentaire d'un signal MC-CDMA à $N=256$ porteuses pour différentes valeurs de facteurs de suréchantillonnage.

5.3 Conséquences d'un fort PAPR pour l'amplification de puissance

Le fait qu'un signal donné ait un fort PAPR se conjugue avec les caractéristiques clés d'un amplificateur de puissance, à savoir son gain et son rendement. En effet, le gain d'un amplificateur est caractérisé par une zone linéaire puis une zone où le gain s'écarte de la linéarité jusqu'à saturer. Cette caractéristique est à relier au rendement de l'amplificateur qui est très faible dans la zone où justement le gain est constant et maximum lorsque le gain chute. Ceci est illustré sur la figure 5.4, le gain et le rendement sont respectivement définis comme P_s/P_e et P_s/P_{dc} .

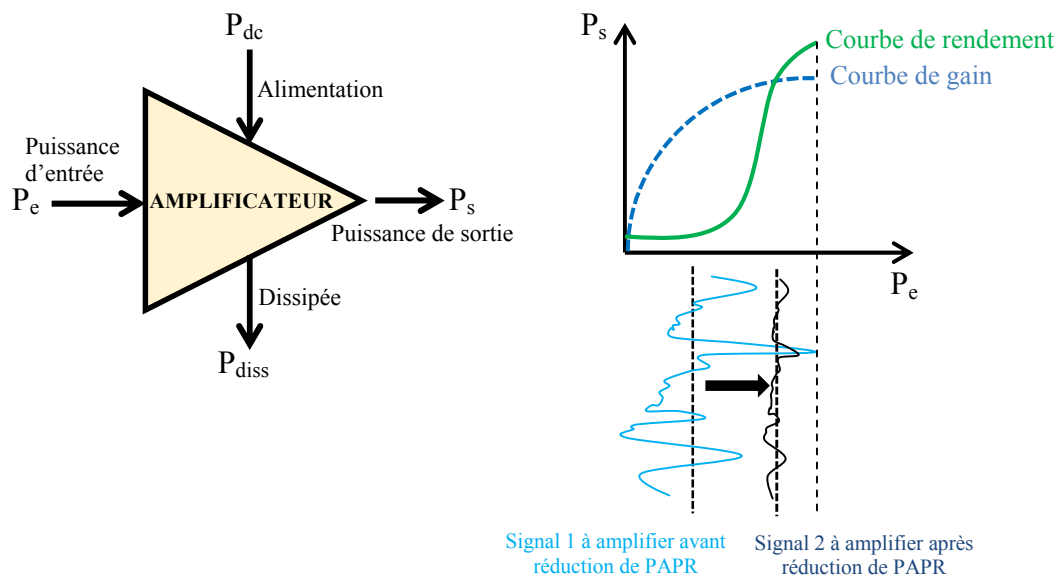


Figure 5.4 Bilan de puissance d'un amplificateur de puissance et courbes de gain/rendement.

L'amplification de puissance d'un signal doit donc tenir compte de ces deux caractéristiques. Ce signal à amplifier n'est pas toujours à enveloppe constante et présente des fluctuations comme le montre la figure 5.4 (signal 1) et un recul doit être obligatoirement pris de façon à ne pas saturer le signal amplifié. La conséquence de cela est que l'amplification est effectuée dans une zone où le rendement de l'amplificateur est faible. D'où l'idée de réduire ces fluctuations de puissance afin d'amplifier le signal (signal 2 sur la figure 5.4) dans une zone où le rendement est maximum. Ceci n'a cependant de sens que si l'amplificateur est linéarisé, c'est à dire ayant une caractéristique de gain quasiment linéaire, faisant suite à un traitement spécifique [41]. Cette réduction de fluctuations est appelée "réduction du PAPR". Il existe un nombre très important de méthodes de réduction du PAPR. Le paragraphe suivant en détaille quelques unes.

5.4 Méthodes de réduction du PAPR

5.4.1 La méthode itérative de l'écrêtage inversible

La technique du "l'écrêtage inversible" a été récemment proposée par S. Ragusa [43,44]. L'idée force de cette technique est de masquer une non-linéarité inconnue par une non linéarité connue et plus importante qui soit inversible à la réception comme le montre la figure 5.5. Elle prend son origine dans les études d'automatique non-linéaire. Cette méthode a été étudiée en commun par FT-R&D ⁽ⁱⁱⁱ⁾ et Supélec. Elle est complètement et précisément décrite [43,44]. Il est à noter que l'écrêtage est à compatibilité descendante si la fonction d'inversion n'est pas réalisée en réception. Sinon il s'en suit une dégradation des performances qu'il faut prendre en compte. Cette remarque est aussi valable pour le clipping, fonction qui n'est pas inversée en réception et qui dégrade aussi le taux d'erreur.

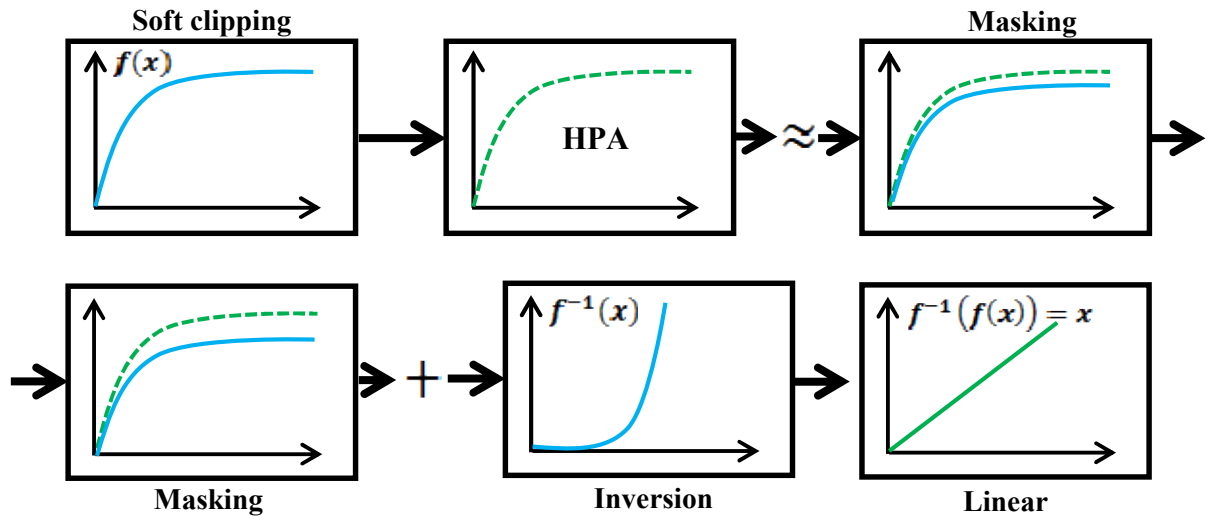


Figure 5.5 Ecrêtage inversible : masquage de l'amplificateur de puissance.

Soit le $p^{\text{ème}}$ symbole de signal complexe MC-CDMA $x_k^{(p)}$ peut être écrit sous la forme suivante :

$$x_k^{(p)} = I_k^{(p)} + j \cdot Q_k^{(p)} \quad (5.11)$$

avec : $I_k^{(p)}$ et $Q_k^{(p)}$ représentent la partie réelle et imaginaire respectivement.

Cette méthode s'applique sur $I_k^{(p)}$ et $Q_k^{(p)}$, la fonction utilisée dans cette méthode est un polynôme de troisième ordre et est donnée par l'expression suivante :

$$f_R(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x) \quad (5.12)$$

$$I_k^{\text{clipping}} = f_{RI}(I_k^{(p)}) \quad (5.13)$$

$$Q_k^{\text{clipping}} = f_{RQ}(Q_k^{(p)}) \quad (5.14)$$

La fonction inverse est donnée par la formule suivante :

$$f_R^{-1}(x) = 2 \cdot R \cdot \sin\left(\frac{1}{3} \text{Arcsin}\left(\frac{x}{R}\right)\right) \quad (5.15)$$

La figure suivante représente le principe de la méthode de l'écrêtage inversible:

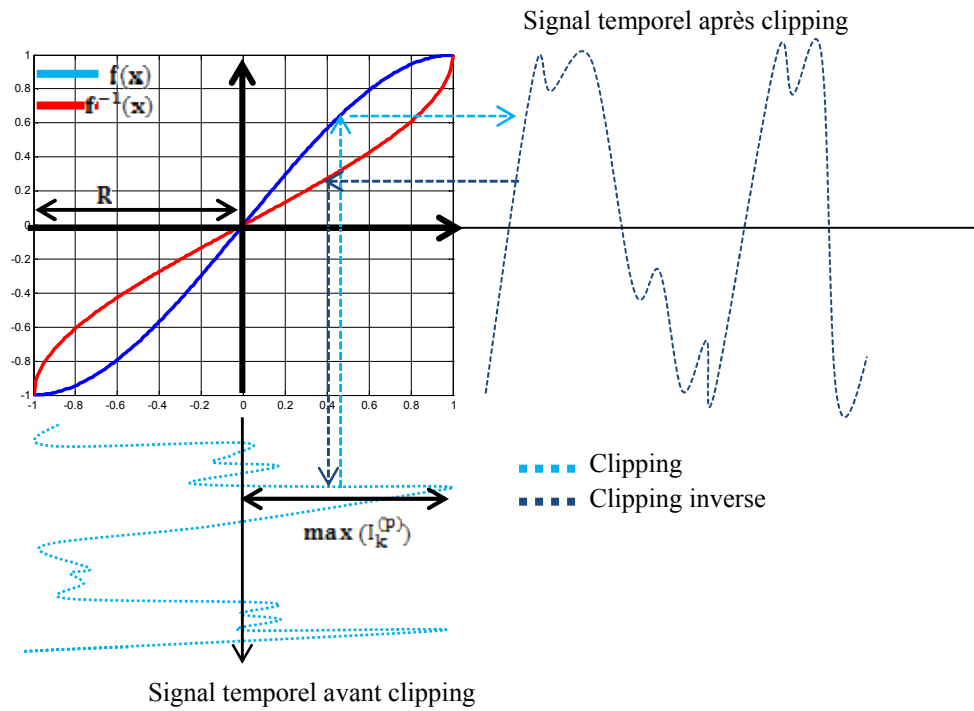


Figure 5.6 principe de la méthode de l'écrêtage inversible.

Tandis que la figure suivante représente le principe de la méthode itérative de l'écrêtage inversible :

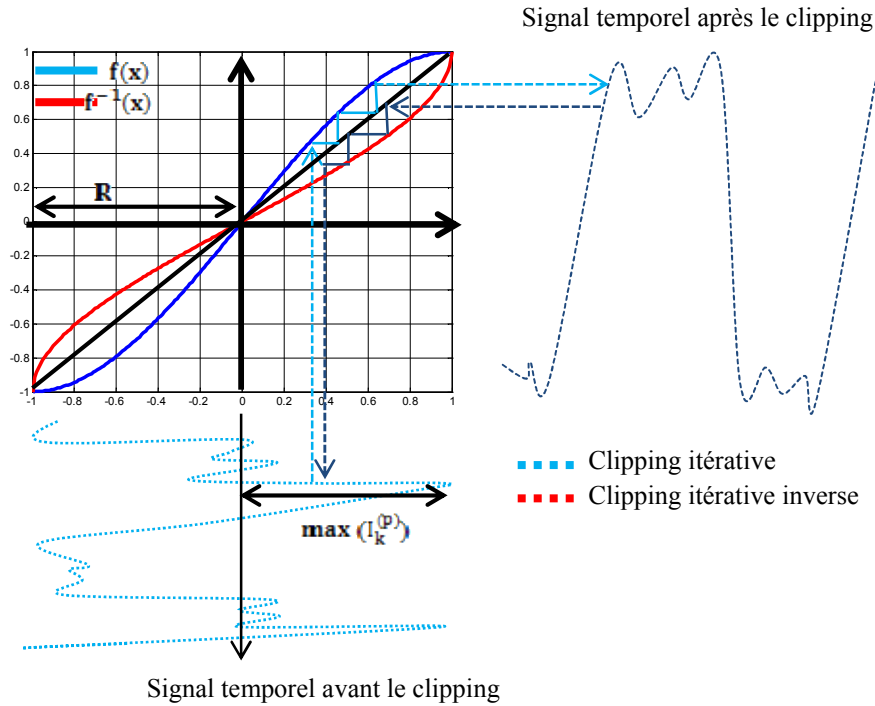


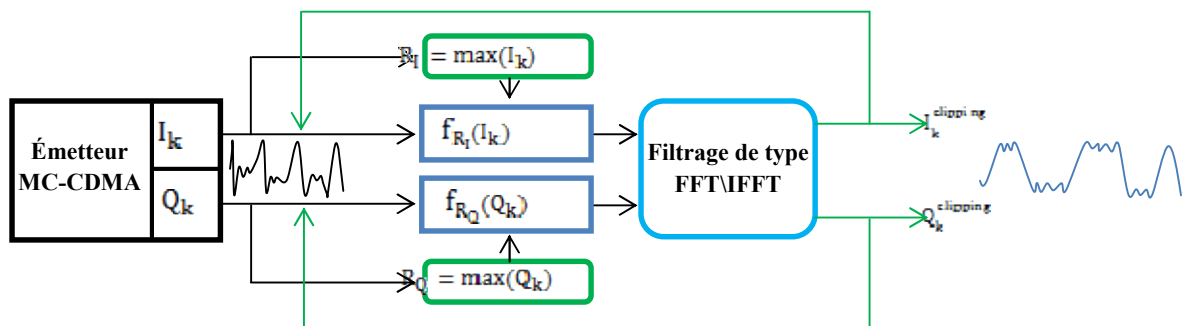
Figure 5.7 Principe de la méthode itérative de l'écrêtage inversible.

Avec R est un paramètre qui doit être choisi par la relation suivante :

$$R^{(p)} = \begin{cases} \max(I_k^{(p)})_{k=1, \dots, N.L} & x = I_k^{(p)} \\ \max(Q_k^{(p)})_{k=1, \dots, N.L} & x = Q_k^{(p)} \end{cases} \quad (5.16)$$

dans notre travail on va prendre $L=4$.

Le schéma suivant présent la méthode itérative de l'écrêtage inversible appliquée sur le système MC-CDMA :



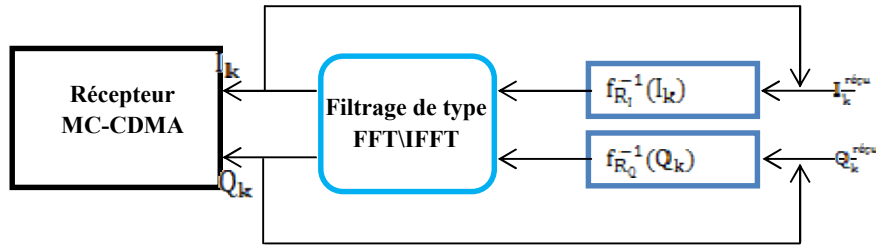


Figure 5.8 de la méthode itérative de l'écrêtage inversible.

Le filtrage de type FFT/IFFT est représenté dans le schéma suivant :

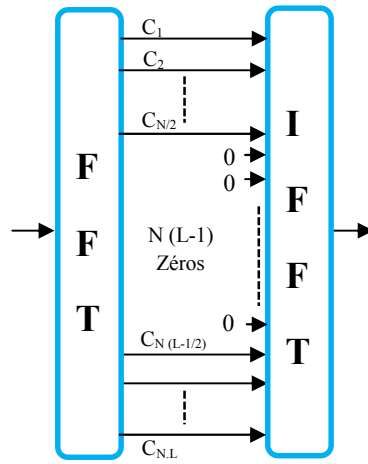


Figure 5.9 filtrage de type FFT/IFFT.

L'algorithme de la méthode itérative de l'écrêtage inversible se résume dans les étapes suivantes:

p=1

$$(a) R_I^{(p)} = \max(I_k^{(p)})_{k=1, \dots, N.L}$$

$$(b) R_Q^{(p)} = \max(Q_k^{(p)})_{k=1, \dots, N.L}$$

$$(c) x_k^c = f_{R_I}^{-1}(I_k^{(p)}) + j \cdot f_{R_Q}^{-1}(Q_k^{(p)})$$

$$(d) X_n^c = \text{IFFT}(x_1^c, x_2^c, \dots, x_{N.L}^c)$$

$$(e) C_n = \begin{cases} X_n^c & , \quad n \in [1; N/2] \cup [N(L-1/2); N.L] \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$(f) \ x_k^{\text{clipping}} = \text{FFT}(C_1, C_2, \dots, C_{N_L}) = I_k^{(p)} + j \cdot Q_k^{(p)}$$

Retour à (c)

$p=p+1$

Retour à (a)

La figure 5.10 illustre la fonction de répartition complémentaire du PAPR avant et après l'application de la méthode du clipping itérative inversible, on remarque d'après ces résultats que plus le nombre d'itérations augmente plus la réduction du PAPR augmente. D'après les figures 5.11 et 5.12 on remarque que l'augmentation de nombre d'itérations entraîne une diminution de la performance du système, après la 4^{ème} itération le système sera endommagé. On peut conclure que le nombre d'itérations pour cette méthode doit être limité à 4.

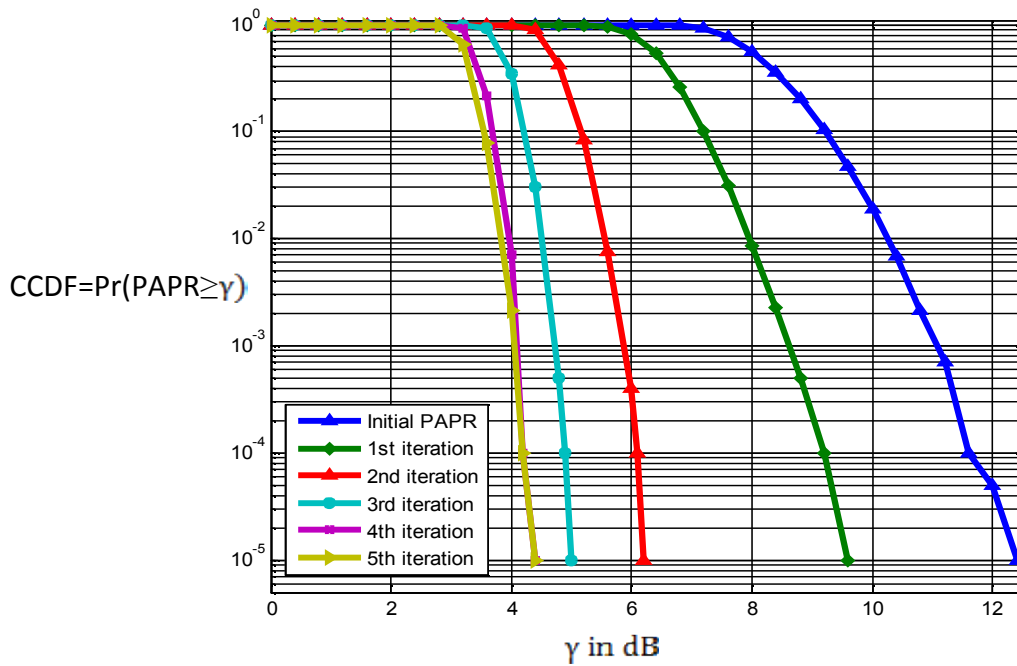


Figure 5.10 Réduction du PAPR en utilisant la méthode itérative de l'écrêtage inversible.

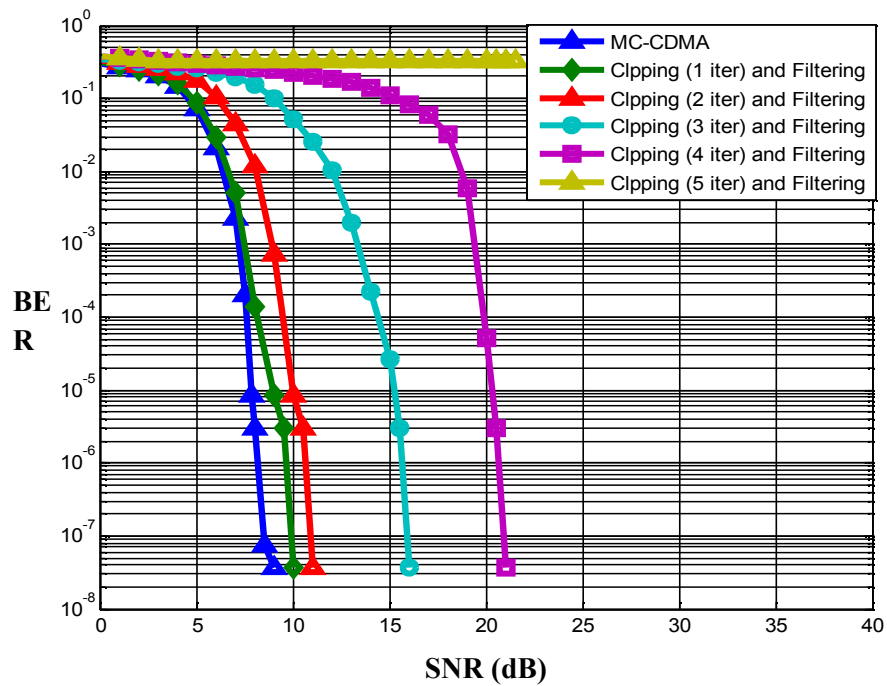


Figure 5.11 BER en fonction de SNR, l'influence de la méthode itérative de l'écrêtage inversible sur la performance du système MC-CDMA.

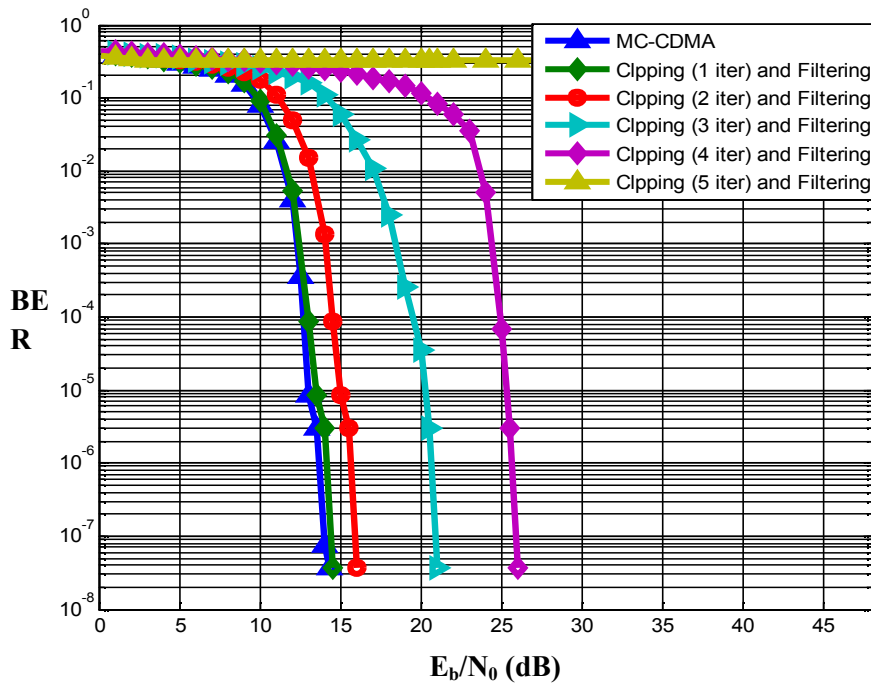


Figure 5.12 BER en fonction de E_b/N_0 , l'influence de la méthode itérative de l'écrêtage inversible sur la performance du système MC-CDMA.

Les figures suivantes présentent l'influence de la méthode itérative de l'écrêtage inversible sur le signal temporel MC-CDMA.

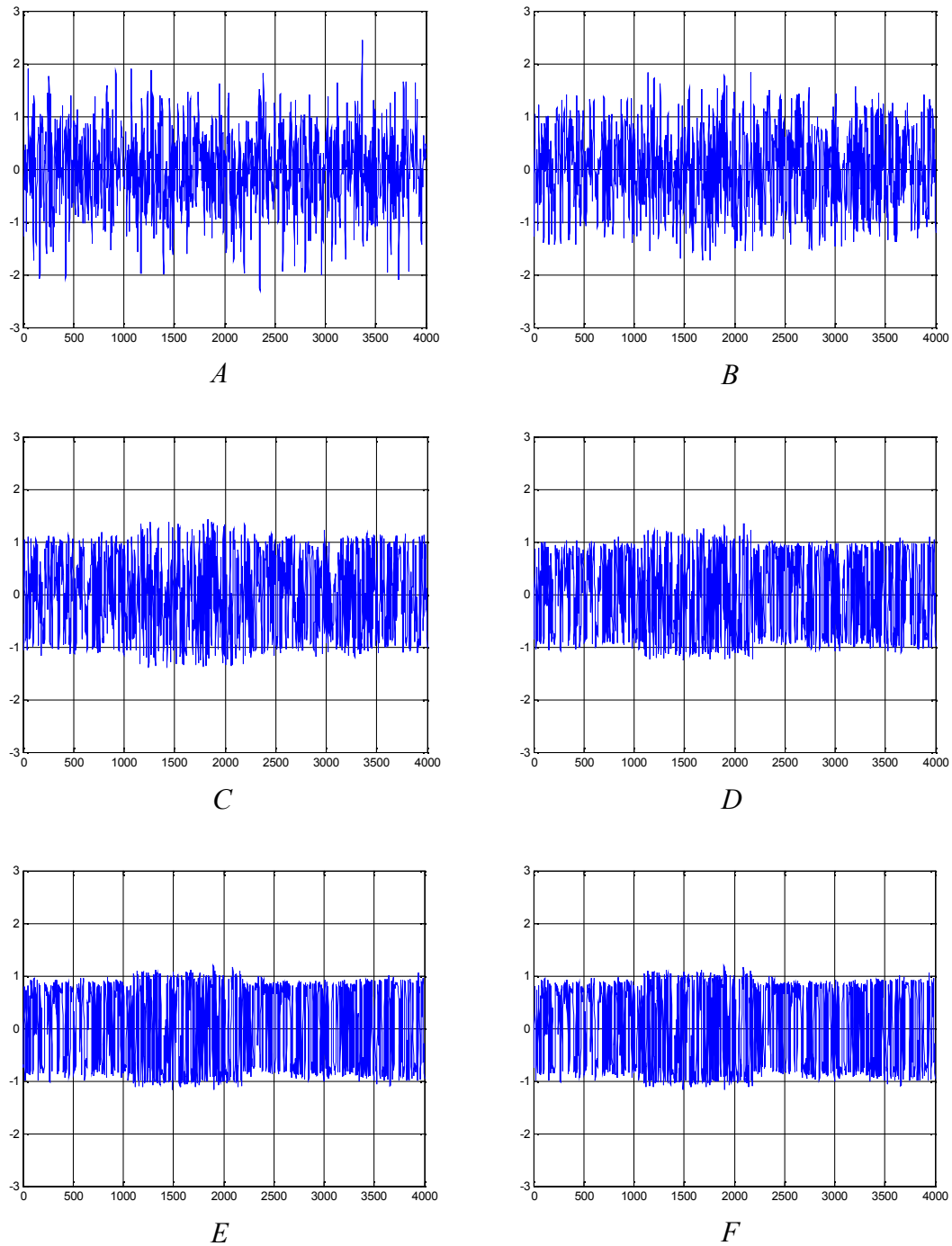


Figure 5.13 l'influence de la méthode itérative de l'écrêtage inversible sur le signal temporel MC-CDMA (A : sans clipping, B : 1itération, C : 2itération, D : 3itération, E : 4itération, F : 5itération).

Tandis que la figure suivante représente l'influence de cette méthode avant et après filtrage sur la densité spectrale de puissance d'un signal MC-CDMA.

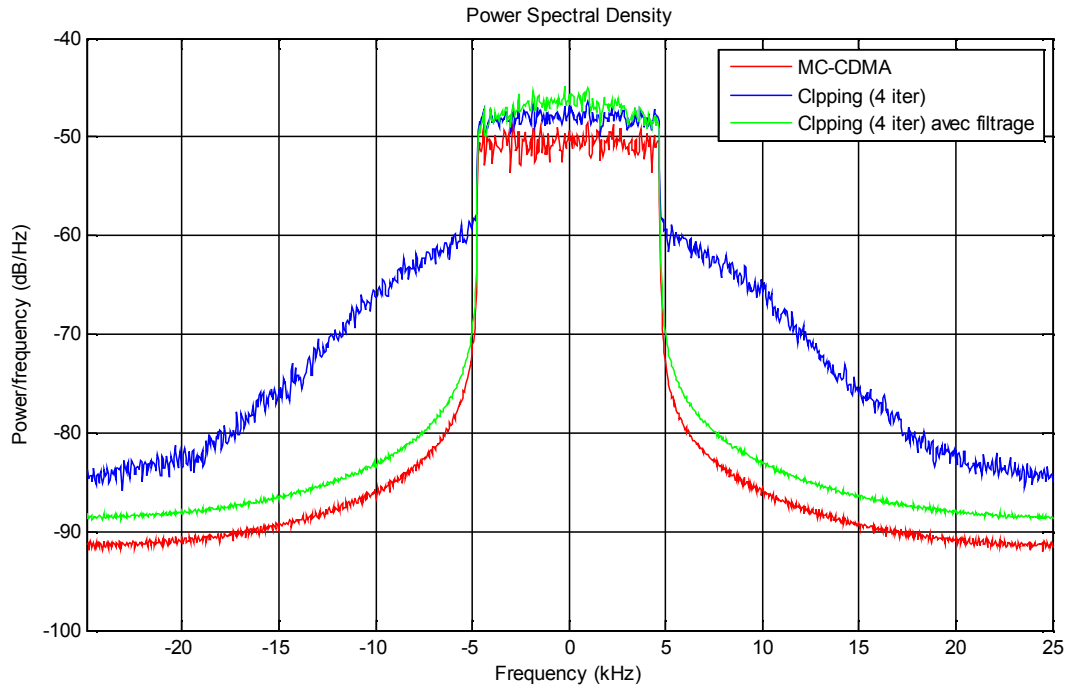


Figure 5.14 Densité Spectrale de Puissance (DSP) des signaux MC-CDMA avant et après réduction du PAPR par la méthode itérative de l'écrêtage inversible.

5.4.2 Méthode proposée

Dans le paragraphe précédent nous avons vu la méthode utilisée pour réduire l'efficacité du PAPR d'un signal temporel MC-CDMA, cette méthode est dite « clipping itérative inversible ». Dans ce paragraphe on va proposer une autre méthode pour donner des meilleurs résultats au niveau de la performance du système MC-CDMA après la réduction du PAPR. Cette méthode est basée principalement sur les suites itératives convergentes décrites dans [45] pour réduire les pics de grandes amplitudes et par conséquent réduire l'efficacité du PAPR. Cette méthode est donnée par les équations suivantes :

$$x_k = I_k + j \cdot Q_k \quad (5.17)$$

$$\begin{cases} I_k^{(0)} = I_k \\ I_k^{(i+1)} = \frac{2}{3} I_k^{(i)} + \frac{1}{3} I_k \cdot (I_k^{(i)})^{-2} \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\begin{cases} Q_k^{(0)} = Q_k \\ Q_k^{(l+1)} = \frac{2}{3} Q_k^{(l)} + \frac{1}{3} Q_k \cdot (Q_k^{(l)})^{-2} \end{cases} \quad (5.19)$$

$$x_k^{(l+1)} = I_k^{(l+1)} + j \cdot Q_k^{(l+1)} \quad (5.20)$$

avec : x_k est le signal complexe représentant le système MC-CDMA.

Cet algorithme s'arrête quand la différence $I_k^{(l+1)} - I_k^{(l)} < \Delta$ et $Q_k^{(l+1)} - Q_k^{(l)} < \Delta$, Dans les résultats de simulation, on prend $\Delta = 10^{-6}$.

Au niveau du récepteur (la méthode inverse) nous avons :

$$x_k^{\text{réçu}} = I_k^{\text{réçu}} + j \cdot Q_k^{\text{réçu}} = x_k^{(l+1)} \quad (5.21)$$

Tant que Δ est très petite, on peut réécrire $I_k^{(l+1)} - I_k^{(l)} < \Delta$ et $Q_k^{(l+1)} - Q_k^{(l)} < \Delta$, comme suite :

$$I_k^{\text{réçu}} = I_k^{(l+1)} \approx I_k^{(l)} \quad (5.22)$$

$$Q_k^{\text{réçu}} = Q_k^{(l+1)} \approx Q_k^{(l)} \quad (5.23)$$

On remplace les équations (5.22) et (5.23) dans les équations (5.18) et (5.19) on obtient :

$$I_k \approx (I_k^{\text{réçu}})^3 \quad (5.24)$$

$$Q_k \approx (Q_k^{\text{réçu}})^3 \quad (5.25)$$

Le schéma suivant présente la méthode proposée appliquée sur le système MC-CDMA :



Figure 5.15 la méthode proposée appliquée sur l'émetteur MC-CDMA.

L'algorithme de la méthode proposée se résume dans les étapes suivantes:

$$\begin{aligned}
 (1) & I_k^{(0)} = I_k \\
 (2) & Q_k^{(0)} = Q_k \\
 (3) & l = 0 \\
 (4) & I_k^{(l+1)} = \frac{2}{3} I_k^{(l)} + \frac{1}{3} I_k \cdot \left(I_k^{(l)} \right)^{-2} \\
 (5) & Q_k^{(l+1)} = \frac{2}{3} Q_k^{(l)} + \frac{1}{3} Q_k \cdot \left(Q_k^{(l)} \right)^{-2} \\
 (6) & x_k^{(l+1)} = I_k^{(l+1)} + j \cdot Q_k^{(l+1)} \\
 (7) & l = l + 1 \\
 & \text{Retour à (4) si } I_k^{(l+1)} - I_k^{(l)} > \Delta \text{ et } Q_k^{(l+1)} - Q_k^{(l)} > \Delta \\
 (8) & X_n^{(l+1)} = \text{IFFT}(x_1^{(l+1)}, x_2^{(l+1)}, \dots, x_{N.L}^{(l+1)}) \\
 (9) & X_n = \begin{cases} X_n^{(l+1)} & , \quad n \in [1; N/2] \cup [N(L-1/2); N.L] \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases} \\
 (10) & x_k^l = \text{FFT}(X_1, X_2, \dots, X_{N.L}) = I_k^l + j \cdot Q_k^l
 \end{aligned}$$

Au niveau de reception:

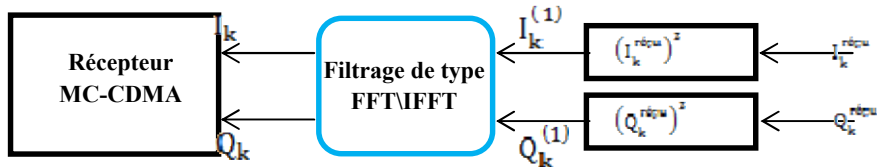


Figure 5.16 la méthode proposée appliquée sur la récepteur MC-CDMA.

$$\begin{aligned}
 (1) & I_k^{(1)} = \left(I_k^{\text{réçu}} \right)^2 \\
 (2) & Q_k^{(1)} = \left(Q_k^{\text{réçu}} \right)^2 \\
 (3) & x_k^{(1)} = I_k^{(1)} + j \cdot Q_k^{(1)} \\
 (4) & X_n^{(1)} = \text{IFFT}(x_1^{(1)}, x_2^{(1)}, \dots, x_{N.L}^{(1)}) \\
 (5) & X_n = \begin{cases} X_n^{(1)} & , \quad n \in [1; N/2] \cup [N(L-1/2); N.L] \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases} \\
 (6) & x_k = \text{FFT}(X_1, X_2, \dots, X_{N.L}) = I_k + j \cdot Q_k
 \end{aligned}$$

La figure 5.17 illustre la fonction de répartition complémentaire du PAPR avant et après application de la méthode proposée, on remarque que cette méthode permet de réduire le PAPR, Tandis que les figures 5.18 et 5.19 présentent l'influence de la méthode proposée sur la performance du système MC-CDMA.

La figure 5.20 présente l'influence de la méthode proposée sur le signal temporel MC-CDMA.

La figure 5.21 présentent les résultats de comparaison entre les deux méthodes, On remarque après la 3^{ème} itération que la méthode itérative de l'écrêtage inversible donne des résultats très proches par rapport a ceux obtenus par la méthode proposée, en revanche, d'après la figure 5.22 on remarque que la méthode proposée est bien meilleur en ce qui concerne la performance de système.

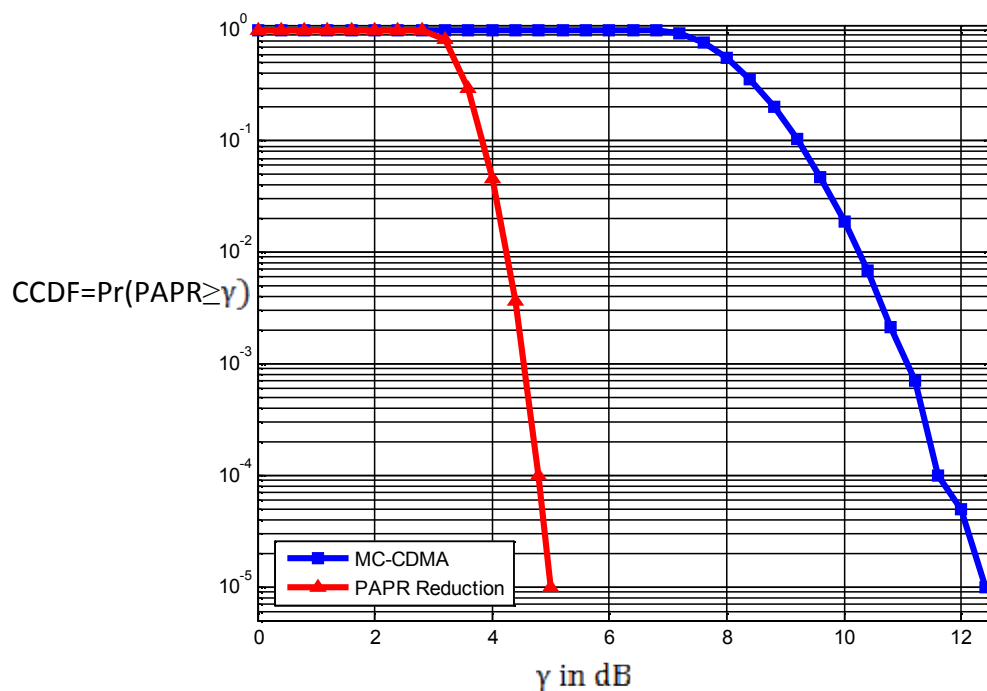


Figure 5.17 Réduction du PAPR en utilisant la méthode proposée.

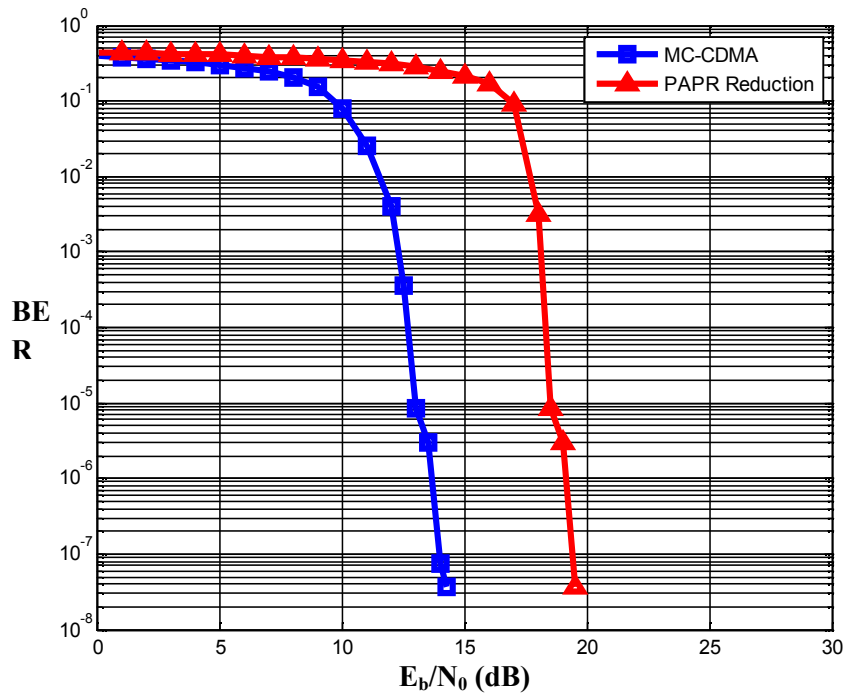


Figure 5.18 BER en fonction de SNR, l'influence de la méthode proposée sur la performance du système MC-CDMA.

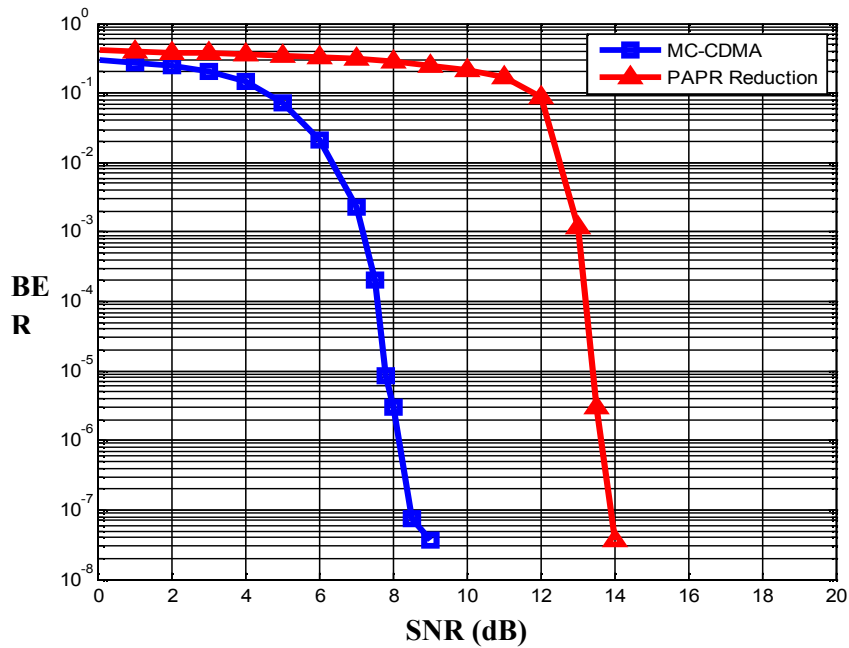


Figure 5.19 BER en fonction de E_b/N_0 , l'influence de la méthode proposée sur la performance du système MC-CDMA.

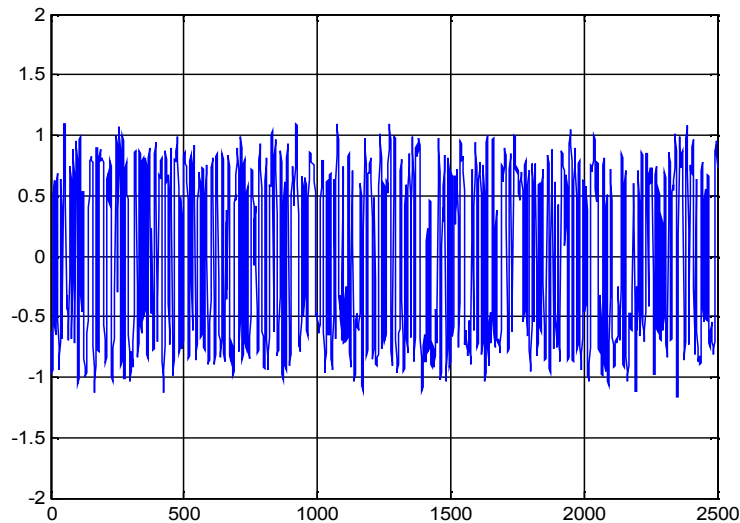


Figure 5.20 l'influence de la méthode proposée sur le signal temporel MC-CDMA.

La Figure 5.21 montre la DSP des signaux avant et après la réduction du PAPR par “la méthode proposée” et “la méthode itérative de l’écrtage inversible”. En analysant les résultats obtenus, on note une augmentation du niveau de puissance des composantes spectrales positionnées sur les sous-porteuses initialement “vides” du système avant le filtrage. En effet, l’itération augmente (4itér) pour la méthode itérative de l’écrtage inversible progressivement le niveau de puissance du “signal de réduction du PAPR” qui va permettre de réduire encore plus le PAPR.

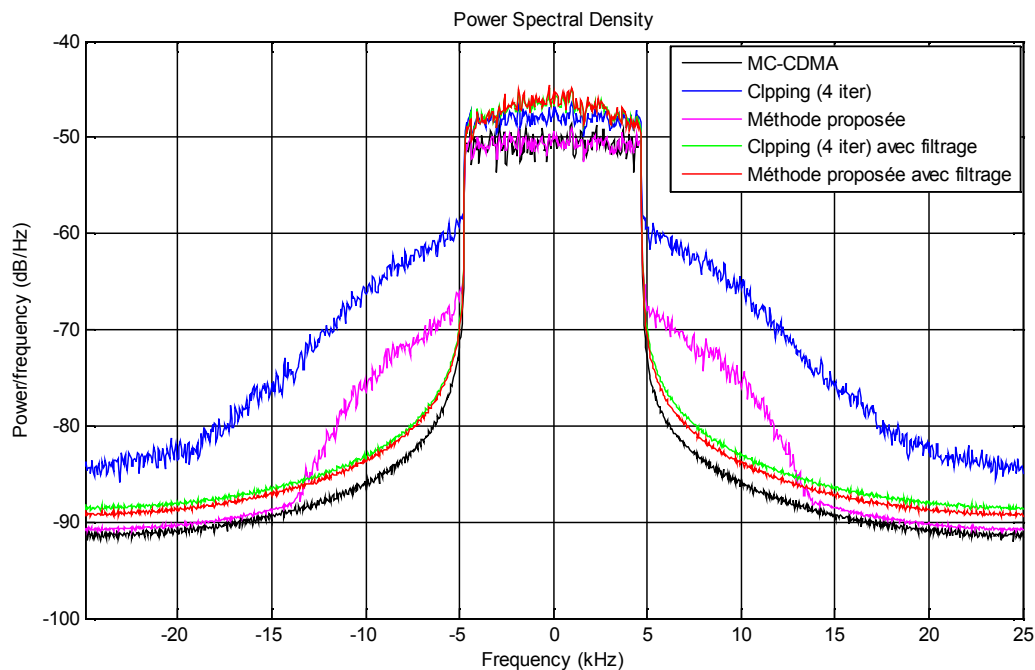


Figure 5.21 DSP des signaux : MC-CDMA, MC-CDMA avec la méthode itérative de l’écrtage inversible et MC-CDMA avec la méthode proposée.

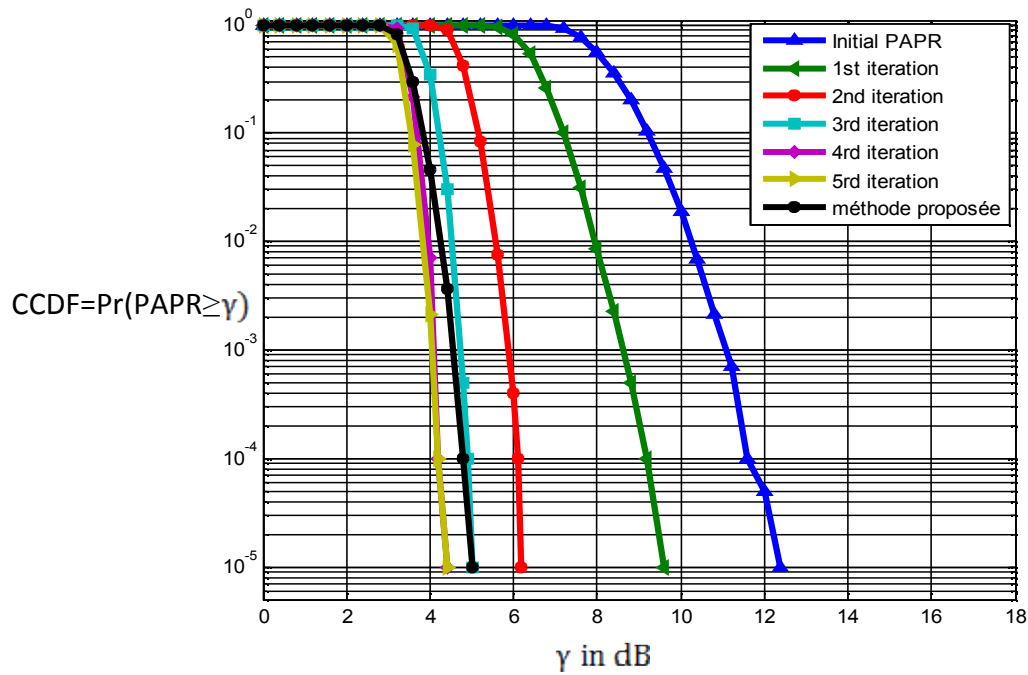


Figure 5.22 Comparaison des CCDF pour “la méthode itérative de l’écrêtage inversible” et “la méthode proposée”.

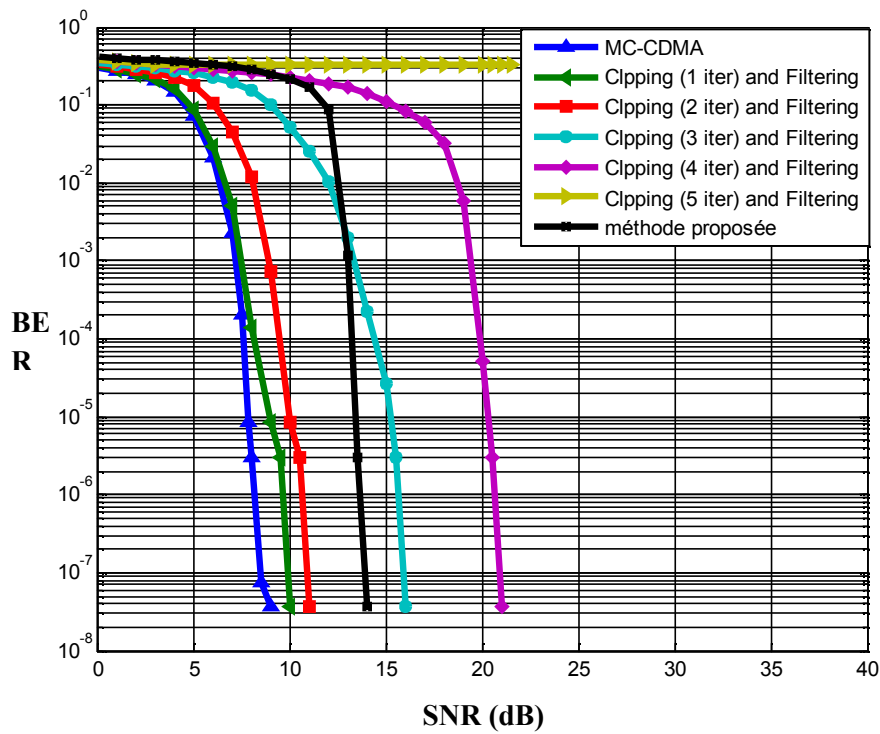


Figure 5.23 Comparaison des BER pour “la méthode itérative de l’écrêtage inversible” et “la méthode proposée”.

Le tableau suivant résume les résultats obtenus pour les deux méthodes :

Type de méthode	$\Delta \text{PAPR (dB)}$				$\Delta \text{SNR (dB)}$				$\Delta E_b/N_0 \text{ (dB)}$			
méthode itérative de l'écrêtage inversible	1 ^{iter}	2 ^{iter}	3 ^{iter}	4 ^{iter}	1 ^{iter}	2 ^{iter}	3 ^{iter}	4 ^{iter}	1 ^{iter}	2 ^{iter}	3 ^{iter}	4 ^{iter}
	3	6	7.5	8	1	2	8	12	0.5	1.5	6	11.5
Méthode proposée	7.5				5				5			

Tableau 5.1 : comparaison entre les deux méthodes étudiées.

5.5 Conclusion

On a vu dans ce chapitre l'étude du PAPR des systèmes multi porteuses de type MC-CDMA ainsi que les deux méthodes (existante et proposée) pour réduire l'effet de PAPR. Nous avons conclu à partir des résultats obtenus que la méthode proposée donne les mêmes résultats de celle existante jusqu'à la 3^{ème} itérations sauf que la méthode proposée est mieux de coté de la performance du système après de la réduction de PAPR.

Conclusion générale

L'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité d'une convergence entre les différents réseaux sans fil, qu'ils soient locaux ou radiomobiles. L'interopérabilité alors requise doit ainsi permettre de répondre aux contraintes d'accès permanents à des applications multimédias et ce en tout lieu. Ces observations forment les objectifs du développement de la future quatrième génération d'équipements radiomobiles.

Le déploiement de nouveaux réseaux cellulaires requiert toujours de transmettre des données à haut débit et par suite nécessite une grande efficacité spectrale vue la largeur de bande maximale qu'on pourrait utiliser. Dans la littérature, plusieurs solutions ont été présentées ayant chacune une efficacité spectrale. Généralement, ces solutions sont basées sur l'OFDM avec la technique d'accès multiple CDMA. Néanmoins, la solution de combinaison de technique d'étalement et de porteuses multiples présente aussi des avantages.

La 4G (toujours en cours de recherche) est un futur standard qui vise en général à améliorer la QoS en termes de débit, mobilité, etc. Dans le cas d'échange de trafic temps-réel sensible au délai par les abonnés. Cependant, il y a quelques buts visés par la 4G qui sont très difficiles à réaliser, comme offrir des débits très élevés pour des utilisateurs qui se déplacent à très grande vitesse, ou encore garantir à l'utilisateur un Handover transparent et sans aucune interruption.

On a dressé une description assez détaillée du canal de transmission ainsi que de la transmission à porteuses multiples OFDM et de la technique de transmission d'accès multiple à travers des codes d'étalement CDMA.

Compte tenu des contraintes ainsi présentées, nous avons détaillé les propriétés conduisant à considérer la technique MC-CDMA comme solutions pertinentes pour la réalisation de la couche physique de transmissions des futurs réseaux de radiocommunications. L'influence de nombre de constellation sur le système MC-CDMA et les différentes techniques de détection du signal MC-CDMA reçu ont été présentées.

Les codes correcteurs d'erreurs englobent des concepts très divers. Des codes linéaires aux turbo-codes et LDPC, la mise en avant de différences structurelles permet de mieux comprendre toutes les difficultés liées au décodage, qui rendent l'approche de la limite de Shannon à la fois surprenante et inespérée, le rôle majeur d'un code correcteur fiable au sein d'une chaîne de transmission nous engage à poursuivre les recherches, à peine plus d'un demi-siècle après sa

création, la théorie de l'information nous réserve encore de nombreuses énigmes liées à son domaine d'origine, les techniques de la communication.

Nous avons présenté et discuté les résultats obtenus lors de nos simulations. On a effectué des simulations pour deux méthodes de réduction du PAPR. La première méthode c'est la méthode itérative de l'écrêtage inversible et la deuxième méthode comme une méthode proposée. Une comparaison a été effectuée entre les différents résultats obtenus.

Comme perspectives au travail entrepris dans ce mémoire, nous souhaitons :

- L'implantation pratique du *MODEM-4G* à base de la technologie MC-CDMA en tenant compte de la combinaison des turbos codes et LDPC.
- La réalisation pratique de la structure des réseaux de la quatrième génération (4G) dans des villes pilotes de l'Algérie.

ANNEXE A

A. La limite de Shannon

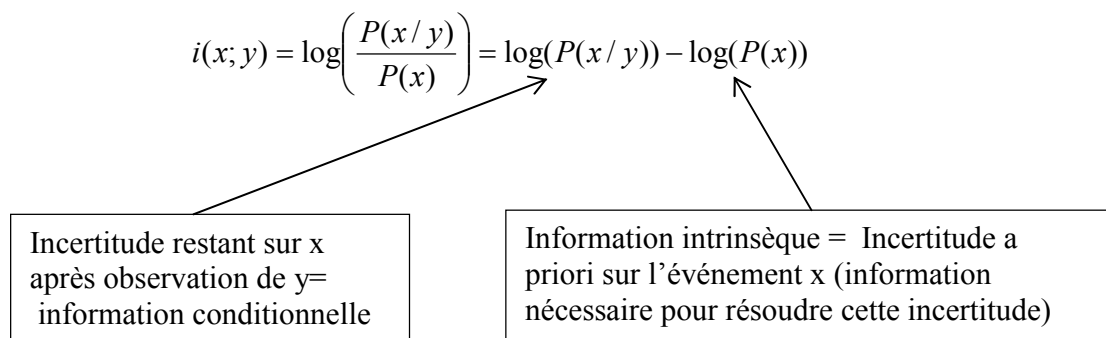
La théorie de l'information définit les frontières du possible en matière de communication, aux limites imposées par la capacité et précisées par le théorème de Shannon, correspondent les limites asymptotiques en termes de longueur de code.

En effet, pour des longueurs de code petites, les limites proposées par la théorie de l'information ne sont plus pertinentes dans la mesure où les longueurs considérées ne tendent plus vers l'infini. Il faut donc étudier de nouvelles bornes prenant en compte la longueur finie du code.

A.1 Définitions

Soient x et y deux variables aléatoires discrètes de probabilités respectives $P(x)$ et $P(y)$.

➤ **Information mutuelle** : information sur l'événement x fournie par l'événement y



Information mutuelle moyenne (moyenne sur l'ensemble des réalisations possibles) :

$$I(X, Y) = \sum \sum P(x_i; y_j) \log\left(\frac{P(x_i / y_j)}{P(x_i)}\right)$$

Capacité : La capacité d'un canal est définie comme le maximum de l'information mutuelle moyenne, X et Y étant les variables aléatoires associées respectivement à l'entrée et à la sortie du canal. La maximisation est effectuée sur l'ensemble des distributions de probabilité $P(x)$ à l'entrée du canal.

$$I(X, Y) = \sum \sum P(x_i, y_j) \log \left(\frac{P(x_i / y_j)}{P(x_i)} \right)$$

$$C = \max_{P(x)} I(X; Y)$$

La capacité du canal dépend donc de la probabilité de transition du canal.

L'information mutuelle est concave, généralement strictement, ce qui garantit l'existence d'un unique maximum, pour les canaux discrets symétriques le maximum de l'information mutuelle est atteint pour une distribution équiprobable des symboles d'entrée et on a :

$$C = \max \sum P(x) P(x / y) \log \left(\frac{P(y / x)}{\sum P(x') P(y / x')} \right)$$

L'emploi du log en base 2 permet alors d'exprimer la capacité en bits par dimension réelle.

- **Taux d'émission :** pour un canal de taille de modulation Q et de rendement de code correcteur R , $R_b = R \cdot \log_2(Q)$

A.2 Théorème de Shannon

Pour un taux d'émission $R_b < C$, où C est la capacité du canal en bits/dimension, il existe un code de longueur N , tel que sa probabilité d'erreur par mot soit arbitrairement petite lorsque N tend vers l'infini. Cette probabilité d'erreur peut être majorée par une fonction de la forme :

$$P_e < 2^{-N \cdot E(R_b)}$$

où $E(R_b)$ est l'exposant de Gallager ou exposant de codage linéaire. Cet exposant est positif pour un taux d'émission R_b inférieur à la capacité C du canal.

Ce résultat suppose que le codage est à maximum de vraisemblance.

Pour un taux d'émission R_b , la connaissance de C fournit la valeur maximale de la variance du bruit, ou de façon équivalente la valeur minimale du rapport signal sur bruit, pour pouvoir assurer une transmission fiable des données lorsque la longueur du code tend vers l'infini.

ANNEXE B

B. Distribution de Rayleigh

Démontrer que le module de $\beta_p = N_1(\sigma_p^2, 0) + jN_2(\sigma_p^2, 0)$ est une loi de Rayleigh.

On a :

$$\beta_p = N_1(\sigma_p^2, 0) + jN_2(\sigma_p^2, 0) \Rightarrow |\beta_p| = \sqrt{(N_1(\sigma_p^2, 0))^2 + (N_2(\sigma_p^2, 0))^2}$$

On pose :

$$y_1 = (N_1(\sigma_p^2, 0))^2, \quad y_2 = (N_2(\sigma_p^2, 0))^2, \quad z = y_1 + y_2$$

1. Calcul la fonction de densité de probabilité de y_1 et y_2 :

$$y_1 = (N_1(\sigma_p^2, 0))^2, \quad \frac{dt}{dN_1} = P_{N1}(N1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-N_1^2}{2\sigma^2}\right)}$$

$$\frac{dt}{dy_1} = P_{y_1}(y_1) = \frac{dt}{dN_1^2} = \frac{1}{2N_1} P_{N1}(N1)$$

$$N1 = \pm\sqrt{y_1} \text{ donc : } P_{y_1}(y_1) = 2 \frac{1}{2\sqrt{y_1}} P_{N1}(\sqrt{y_1}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-y_1}{2\sigma^2}\right)}$$

Donc :

$$P_{y_1}(y_1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-y_1}{2\sigma^2}\right)} \text{ et } P_{y_2}(y_2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_2}} e^{\left(\frac{-y_2}{2\sigma^2}\right)}$$

2. Calcul la fonction de densité de probabilité de z :

$$z = y_1 + y_2 \Rightarrow P_z(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{y_1}(z-y) P_{y_2}(y) dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y}} e^{\left(\frac{-y}{2\sigma^2}\right)} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi(z-y)}} e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{e^{\left(\frac{-y}{2\sigma^2}\right)} e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^z \frac{dy}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^z \frac{d\frac{y}{z}}{\sqrt{\frac{y}{z}}\sqrt{\left(1-\frac{y}{z}\right)}}$$

On pose :

$$x = \frac{y}{z}, \quad y = 0 \Rightarrow x = 0, \quad y = z \Rightarrow x = 1$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{x}\sqrt{(1-x)}}$$

On pose :

$$x = (\cos(\theta))^2, \quad x = 0 \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}, \quad x = 1 \Rightarrow \theta = 0$$

Donc :

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{d(\cos(\theta))^2}{\sqrt{(\cos(\theta))^2}\sqrt{(1-(\cos(\theta))^2)}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{-2\sin(\theta)\cos(\theta)d\theta}{\sqrt{(\cos(\theta))^2}\sqrt{(\sin(\theta))^2}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{-2\sin(\theta)\cos(\theta)d\theta}{\cos(\theta)\sin(\theta)}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = -2 \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 d\theta$$

$$\Rightarrow P_z(z) = 2 \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \frac{\pi}{2}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-z}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2}$$

3. Calcul la fonction de densité de probabilité de $|\beta_p|$:

$$\begin{aligned}
 |\beta_p| = \sqrt{z} &\Rightarrow \frac{d|\beta_p|}{dt} = \frac{d\sqrt{z}}{dt} \Rightarrow \frac{dt}{d|\beta_p|} = P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = 2\sqrt{z}P_z(z) \\
 \Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) &= 2|\beta_p|P_z(|\beta_p|^2) \\
 \Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) &= 2|\beta_p| \frac{e^{\left(-\frac{|\beta_p|^2}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2}
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = f_{\text{Ray}}(|\beta_p|) = \frac{|\beta_p|}{\sigma_p^2} e^{\left(-\frac{|\beta_p|^2}{2\sigma_p^2}\right)}$$

ANNEXE C

B. Distribution de Rice

Démontrer que le module de $\beta_p = N_1(\sigma_p^2, v) + jN_2(\sigma_p^2, 0)$ est une loi de Rice.

On a :

$$\beta_p = N_1(\sigma_p^2, v) + jN_2(\sigma_p^2, 0) \Rightarrow |\beta_p| = \sqrt{\left(N_1(\sigma_p^2, v)\right)^2 + \left(N_2(\sigma_p^2, 0)\right)^2}$$

On pose :

$$y_1 = \left(N_1(\sigma_p^2, v)\right)^2, \quad y_2 = \left(N_2(\sigma_p^2, 0)\right)^2, \quad z = y_1 + y_2$$

$$P_{y_2}(y_2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_2}} e^{\left(\frac{-y_2}{2\sigma^2}\right)}$$

1. Calcul la fonction de densité de probabilité de y_1 :

$$y_1 = \left(N_1(\sigma_p^2, v)\right)^2, \quad \frac{dt}{dN_1} = P_{N1}(N1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-(N_1-v)^2}{2\sigma^2}\right)}$$

$$\frac{dt}{dy_1} = P_{y_1}(y_1) = \frac{dt}{dN_1^2} = \frac{1}{2N_1} P_{N_1}(N_1)$$

$$N_1 = \pm\sqrt{y_1} \text{ donc : } P_{y_1}(y_1) = 2 \frac{1}{2\sqrt{y_1}} P_{N_1}(\sqrt{y_1}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-(\sqrt{y_1}-v)^2}{2\sigma^2}\right)}$$

$$P_{y_1}(y_1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y_1}} e^{\left(\frac{-(\sqrt{y_1}-v)^2}{2\sigma^2}\right)}$$

2. Calcul la fonction de densité de probabilité de z :

$$z = y_1 + y_2 \Rightarrow P_z(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{y_1}(z-y) P_{y_2}(y) dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi y}} e^{\left(\frac{-(\sqrt{y}-v)^2}{2\sigma^2}\right)} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi(z-y)}} e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} e^{\left(\frac{-(\sqrt{y}-v)^2}{2\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \int_0^z \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{e^{\left(\frac{-(z-y)}{2\sigma^2}\right)}}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} e^{\left(\frac{-(y-2v\sqrt{y}+v^2)}{2\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} e^{\left(\frac{-(z-2v\sqrt{y}+v^2)}{2\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{y}\sqrt{(z-y)}} e^{\left(\frac{v\sqrt{y}}{\sigma^2}\right)} dy$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{\frac{y}{z}}\sqrt{\left(1-\frac{y}{z}\right)}} e^{\left(\frac{v\sqrt{\frac{y}{z}}\sqrt{z}}{\sigma^2}\right)} d\left(\frac{y}{z}\right)$$

On pose :

$$x = \frac{y}{z}, \quad y = 0 \Rightarrow x = 0, \quad y = z \Rightarrow x = 1$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{x}\sqrt{(1-x)}} e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\sqrt{x}}{\sigma^2}\right)} dx$$

On pose :

$$x = (\cos(\theta))^2, \quad x = 0 \Rightarrow \theta = \frac{\pi}{2}, \quad x = 1 \Rightarrow \theta = 0$$

Donc :

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\sqrt{(\cos(\theta))^2}}{\sigma^2}\right)} d(\cos(\theta))^2}{\sqrt{(\cos(\theta))^2} \sqrt{(1-(\cos(\theta))^2)}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\cos(\theta)}{\sigma^2}\right)} d(\cos(\theta))^2}{\sqrt{(\cos(\theta))^2} \sqrt{(1-(\cos(\theta))^2)}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\cos(\theta)}{\sigma^2}\right)} d(\cos(\theta))^2}{\sqrt{(\cos(\theta))^2} \sqrt{(\sin(\theta))^2}}$$

$$\Rightarrow P_z(z) = -2 \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{\cos(\theta)\sin(\theta)e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\cos(\theta)}{\sigma^2}\right)}}{\cos(\theta)\sin(\theta)} d\theta$$

$$\Rightarrow P_z(z) = 2 \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{\left(\frac{v\sqrt{z}\cos(\theta)}{\sigma^2}\right)} d\theta$$

Où :

$$I_0(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{x\cos(\theta)} d\theta$$

$$x = \frac{v\sqrt{z}}{\sigma^2}$$

Donc :

$$\Rightarrow P_z(z) = \frac{e^{\left(\frac{-(z+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2} I_0\left(\frac{v\sqrt{z}}{\sigma^2}\right)$$

3. Calcul la fonction de densité de probabilité de $|\beta_p|$:

$$|\beta_p| = \sqrt{z} \Rightarrow \frac{d|\beta_p|}{dt} = \frac{d\sqrt{z}}{dt} \Rightarrow \frac{dt}{d|\beta_p|} = P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = 2\sqrt{z}P_z(z)$$

$$\Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = 2|\beta_p|P_z(|\beta_p|^2)$$

Finalement on obtient :

$$\Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = 2|\beta_p| \frac{e^{\left(\frac{-(|\beta_p|^2+v^2)}{2\sigma^2}\right)}}{2\sigma^2} I_0\left(\frac{v|\beta_p|}{\sigma^2}\right)$$

$$\Rightarrow P_{|\beta_p|}(|\beta_p|) = f_{Ric}(|\beta_p|) = \frac{|\beta_p|}{\sigma_p^2} I_0\left(\frac{|\beta_p|v}{\sigma_p^2}\right) e^{\left(\frac{-|\beta_p|^2+v^2}{2\sigma_p^2}\right)}$$

Avec $I_0(.)$ qui est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

ANNEXE D

Calcul la fonction inverse pour la fonction suivante :

$$f_R(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x)$$

on suppose la fonction inverse comme suivante:

$$f_R^{-1}(x) = A \cdot \sin(\theta(x))$$

Nous avons :

$$f_R(f_R^{-1}(x)) = x$$

$$\Rightarrow f_R(A \cdot \sin(\theta(x)))$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left((A \cdot \sin(\theta(x)))^3 - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left((A \cdot \sin(\theta(x)))^3 - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x$$

On a :

$$(\sin(\theta(x)))^3 = -\frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}\sin(\theta(x))$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(A^3 \left(-\frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}\sin(\theta(x)) \right) - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(-A^3 \frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \frac{3}{4}A^3\sin(\theta(x)) - 3R^2(A \cdot \sin(\theta(x))) \right) = x$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2R^2} \left(-A^3 \frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) + \left(\frac{3}{4}A^3 - 3A \cdot R^2 \right) \cdot \sin(\theta(x)) \right) = x$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{3}{4}A^3 - 3A \cdot R^2 = 0 \\ A^3 \frac{1}{4}\sin(3\theta(x)) = 2R^2x \end{cases}$$

Finalement on obtient :

$$A = 2 \cdot R$$

$$\theta(x) = \frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{x}{R} \right)$$

Donc :

$$f_R^{-1}(x) = 2 \cdot R \cdot \sin \left(\frac{1}{3} \text{Arcsin} \left(\frac{x}{R} \right) \right)$$

ANNEXE E

E.1. Démontrer pourquoi nous avons choisi la fonction :

$$f_R(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x)$$

On suppose un polynôme de 3^{ème} ordre suivant :

$$f(x) = ax^3 + bx^2 + cx + d$$

Maintenant j'applique les conditions suivantes :

$$f(0) = 0 \quad (1)$$

$$f(R) = R \quad (2)$$

$$f'(R) = 0 \quad (3)$$

$$f(-x) = -f(x) \quad (4)$$

Où R : représente la valeur maximal du signal temporel de MC-CDMA.

$$(1) \Rightarrow d = 0, \quad (4) \Rightarrow b = 0$$

$$(2) \Rightarrow aR^3 + cR = R \Rightarrow aR^2 + c = 1 \quad (*)$$

$$(3) \Rightarrow 3aR^2 + c = 0 \quad (**)$$

$$(*) - (**) \Rightarrow -2aR^2 = 1 \Rightarrow a = -\frac{1}{2R^2} \Rightarrow c = \frac{3}{2}$$

Donc :

$$f(x) = -\frac{1}{2R^2}x^3 + \frac{3}{2}x \Rightarrow f(x) = -\frac{1}{2R^2}(x^3 - 3R^2x)$$

E.2. La méthode proposée

On suppose la fonction suivante :

$$f(x) = x^\alpha$$

Afin que la fonction $f(x)$ accepte une parabole au sens d'axe des abscisses, il faut que :

$$\lim_{x \rightarrow +\infty} \frac{f(x)}{x} = 0 \Rightarrow \lim_{x \rightarrow +\infty} \frac{x^\alpha}{x} = \lim_{x \rightarrow +\infty} x^{\alpha-1} = 0 \Rightarrow \alpha < 1$$

On a :

$$-\infty < x < +\infty$$

Il faut que :

$$-\infty < x^\alpha < +\infty \Rightarrow (-\infty)^{\frac{1}{\alpha}} < x < (+\infty)^{\frac{1}{\alpha}}$$

Donc :

$$+\infty, (-1)^{\frac{1}{\alpha}} < x < +\infty$$

$$(-1)^{\frac{1}{\alpha}} = -1 \Rightarrow \frac{1}{\alpha} = 2k + 1, \quad k = 1, 2, \dots$$

Donc :

$$\alpha = \frac{1}{2k+1}, \quad k = 1, 2, \dots$$

et par conséquence :

$$f(x) = x^{\frac{1}{2k+1}} \Rightarrow f^{-1}(x) = x^{2k+1}$$

Au niveau de réception :

$$y = x^{\frac{1}{2k+1}} + N$$

Où N est le bruit additif Gaussien.

On applique la méthode inverse :

$$x_{\text{reçu}} = f^{-1}\left(x^{\frac{1}{2k+1}} + N\right) = \left(x^{\frac{1}{2k+1}} + N\right)^{2k+1}$$

Nous avons :

$$\begin{aligned} E\left\{\left(x^{\frac{1}{2k+1}} + N\right)^{2k+1}\right\}^2 &\geq E\left\{\left(x^{\frac{1}{2k+1}}\right)^{2k+1}\right\}^2 + E\{N^{2k+1}\}^2 \\ \Rightarrow E\left\{\left(x^{\frac{1}{2k+1}} + N\right)^{2k+1}\right\}^2 &\geq E\{x\}^2 + E\{N^{2k+1}\}^2 = \sigma_x^2 + \sigma_{2k+1}^2 \end{aligned}$$

Calcul σ_{2k+1}^2 :

On a:

$$P(N) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-(N)^2}{2\sigma^2}\right)} \Rightarrow P(N^{2k+1}) = \frac{1}{(2k+1)\sigma\sqrt{2\pi}} N^{\left(\frac{1}{2k+1}-1\right)} e^{\left(\frac{-(N^{\frac{1}{2k+1}})^2}{2\sigma^2}\right)}$$

$$\sigma_{2k+1}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} N^2 \frac{1}{(2k+1)\sigma\sqrt{2\pi}} N^{\left(\frac{1}{2k+1}-1\right)} e^{\left(\frac{-(N^{\frac{1}{2k+1}})^2}{2\sigma^2}\right)} dN$$

On pose :

$$y = N^{\frac{1}{2k+1}} \Rightarrow N = y^{2k+1}, dy = \frac{N^{\left(\frac{1}{2k+1}-1\right)}}{2k+1} dN$$

$$\sigma_{2k+1}^2 = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} y^{2(2k+1)} e^{\left(\frac{-y^2}{2\sigma^2}\right)} dy = \sigma^{2(2k+1)} \times 1 \times 3 \times 5 \times \dots \times (2(2k+1) - 1)$$

Le minimum de puissance de signal aléatoire σ_{2k+1}^2 est avec k=1.

Donc :

$$\sigma_3^2 = \sigma^6 \times 15$$

Donc :

$$\alpha = \frac{1}{3} \Rightarrow f(x) = x^{\frac{1}{3}}$$

On trace le graphe de $f(x)$ en donnant des valeurs x comme il est illustré à dessus :

x	-2	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5	2
$f(x)$	$0.6300 + 1.0911i$	$0.5724 + 0.9914i$	$0.5000 + 0.8660i$	$0.3969 + 0.6874i$	0	0.7937	1	1.1447	1.2599

On remarque d'après le tableau que les valeurs négatives donnent des valeurs complexe de la fonction $f(x)$, et par conséquent on ne peut pas faire au calcul direct, donc il faut que nous appliquons la méthode numérique (on utilise la méthode de Newton-Raphson) pour trouver les valeurs de signal écrité.

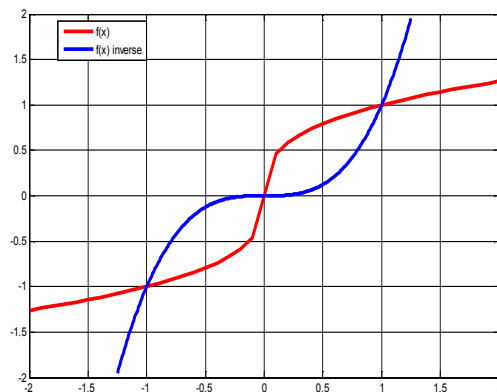
On pose :

$$y = x^{\frac{1}{3}} \Rightarrow x = y^3 \Rightarrow y^3 - x = 0 \Rightarrow F(y) = 0$$

$$y_{l+1} = y_l - \frac{F(y_l)}{F'(y_l)} = y_l - \frac{y_l^3 - x}{3y_l^2} = y_l - \frac{1}{3}y_l + \frac{1}{3}x \cdot (y_l)^{-2} = \frac{2}{3}y_l + \frac{1}{3}x \cdot (y_l)^{-2}, \quad y_0 = x$$

Cet algorithme s'arrête quand la différence $y_{l+1} - y_l < \Delta$, on prend $\Delta = 10^{-6}$.

x	-2	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5	2
$y=y_{l+1}$	-1.2599	-1.1447	-1	-0.7937	0	0.7937	1	1.1447	1.2599



Bibliographie

- [1]. Tarek BCHINI, “Gestion de la Mobilité, de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2010.
- [2]. Youssef NASSER, “Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de synchronisation en Réception Radio Mobile”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de GRENOBLE, Octobre 2006.
- [3]. Prabagarane Nagaradjane, Lakshmi Krishnan, Arvind Sai Sarathi Vasan, “Performance analysis of multicell multiuser MIMO MC DS/CDMA system with MMSE user-ordered SIC technique”, ELSEVIER, Computers and Electrical Engineering, journal, PP_105–115, 2012.
- [4]. Afaq H. Khan, Mohammed A. Qadeer, Juned A. Ansari, Sariya Waheed, “4G as a Next generation Wireless Network”, International Conference on Future Computer and Communication, Aligarh Muslim University, India, PP_334–338, 2009.
- [5]. George Lawton, “4G: Engineering versus Marketing”, <http://ComputingNow.computer.org>, MARCH 2011.
- [6]. A.Prasina, M.Thangaraja, “Interoperability of Wireless Mesh and Wi –Fi network using FPGA for 4G Solutions”, IEEE-International Conference on Recent Trends in Information Technology, Anna University, Chennai, PP_491–496, June 3-5, 2011.
- [7]. Hongguang Zhang, Mohammed Boutabia, Hang Nguyen, Lingnan Xia, “FIELD PERFORMANCE EVALUATION OF VOIP IN 4G TRIALS”, Institut Telecom SudParis, 978-1-61284-350-6, 2011.
- [8]. Nejd Ben Hamza, Slim Rekhis, Noureddine Boudriga; “Cooperative Architecture for QoS Management in Wireless 4G Networks”, Tunisia, 978-1-61284-691-1-0, PP_559-564, 2011.
- [9]. Mohamad Salhani, “Modélisation et Simulation des Réseaux Mobiles de 4^{ème} Génération”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Octobre 2008.
- [10]. Mustafa Ergen, “Mobile Broadband Including WiMAX and LTE”, 640 p. 311 illus. Hardcover ISBN: 978-0-387-68189-4, Springer, 2009.
- [11]. Ashkan Jalili, Rasoul Yousefi, S. Mehdi Fakhraie, and Said Nader-Esfahani, “Effects of Different Mobile Channel Conditions on IEEE 802.20”, International Conference on Computer Engineering and Technology, Iran, 978-0-7695-3521-0, PP_287-291, 2011.
- [12]. Xiaohuan Yan, Y. Ahmet Sekercioglu, Sathya Narayanan, “Optimization of Vertical Handover Decision Processes for Fourth Generation Heterogeneous Wireless Networks”, USA, 978-1-4577-9538-2, PP_1389-1390, 2011.

- [13]. Stefan Parkvall, Eva Englund, Anders Furuskär, Erik Dahlman, Tomas Jönsson, Anthony Paravati, “LTE Evolution towards IMT-Advanced and Commercial Network Performance”, Sweden, 978-1-4244-7006-8, PP_151-155, 2010.
- [14]. Amitava Ghosh, Rapeepat Ratasuk, Bishwarus Mondal, Nitin Mangalvedhe, and Tim Thomas, Motorola Inc, “LTE-ADVANCED: NEXT-GENERATION WIRELESS BROADBAND TECHNOLOGY”, Wireless Communications, PP_10-22, June 2010.
- [15]. Arnaud Massiani, “Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi- antennes”, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, Novembre 2005.
- [16]. Jamal Mountassir, Horia Balta, Marius Oltean, Maria Kovaci and Alexandru Isar, “A Physical Layer Simulator for WiMAX in Rayleigh Fading Channel”, 6th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, Timisoara, Romania, 978-1-4244-9109-4, PP_281-284, May 19–21, 2011.
- [17]. Abhishek Datta, Rupam Chowdhury, Sudip Dogra, Subir Kumar Sarkar, “Design and Implementation of a Simulator for the Analysis of Bit Error rates by using Orthogonal Frequency Division Multiplexing”, International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices and Systems, PP_231-235, 2009.
- [18]. Hussein HIJAZI, “Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM”, Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, Novembre 2008.
- [19]. Imran Baig, Varun Jeoti, “On the PAPR Reduction: A ZCMT Precoding Based Distributed-OFDMA Uplink System”, International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering, Pahang, Malaysia, 978-1-61284-230-1, PP_505-510, June 21-22, 2011.
- [20]. K. Fazel, S. Kaiser, “Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems”, ISBN: 978-0-470-99821-2, 2008.
- [21]. Andjelko Kopecki, “Snjezana Rimac-Drlje, Analysis of Measurement Results of DVB-T Signals in Croatia”, 53rd International Symposium ELMAR, Zadar, Croatia, PP_277-280, 14-16 September 2011.
- [22]. James Osuru Mark, Brahim Belhaouari Samir, “Mohammed Naufal, BER Performance Evaluation for Multicarrier Code Division Multiple Access over Generalized κ - μ Fading Channels”, IEEE symposium on computers and informatics, 978-1-61284-691-0, PP_466-471, 2011.

- [23]. Stéphane NOBILET, “Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes”, Thèse de Doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, octobre 2003.
- [24]. Mithun Mukherjee, “Preetam Kumar, Design and performance of WH-spread CI/MC-CDMA with iterative interference cancellation receiver”, ELSEVIER, Physical Communication, Bihar, India, 2012.
- [25]. Amir Seirafian, Vahid Tabataba Vakily, “Cramer–Rao bound and minimum variance unbiased estimator for joint sampling clock offset and channel taps in MC-CDMA systems”, International journal of communication systems, Tehran, Iran, 2008.
- [26]. Eun Su Kang, Dong Seog Han, “Improving Equalization Performance with Noise Reduction for DVB-T/H”, International Conference on Consumer Electronics, 978-1-4244-8712-7, PP_375-376, 2011.
- [27]. A. Phasoulitis, “Layered space–time receiver for downlink multiple-input multiple-output multi-carrier code division multiple access systems”, The Institution of Engineering and Technology, Vol. 5, Iss. 13, PP_1907–1917, 2011.
- [28]. H. Zamiri-Jafarian, M. Rajabzadeh, “Joint Transceiver Design for Uplink MIMO MC-CDMA Systems”, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, 2009.
- [29]. Ting-Ting Cao, Zi-Wei Zheng, Xiao-Hua Ma, “Research on the Pilot-based Channel Estimation Technologies for the MIMO-OFDM Communication Systems”, Ningbo University, China, 2011.
- [30]. Sébastien Le Nours, Fabienne Nouvel, Jean-François Héland, “Design and Implementation of MC-CDMA Systems for Future Wireless Networks”, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, PP_1604–1615, octobre 2004.
- [31]. Athanasios D. Marousis, Philip Constantinou, “Performance of a Low Complexity Channel Estimator for MC-CDMA Systems over Realistic MIMO Channels“, 6th conference on Telecommunication, PENICHE, Portugal, 9-11 May 2007.
- [32]. Pierre Senellart, “Codes correcteurs d’erreurs la révolution des turbo-codes”, Télécom Paris Tech, Département Informatique et Réseaux, Paris Cedex 13 France, 2007.
- [33]. Grace Oletu, Predrag Rapajic, “The Performance of Turbo codes for Wireless Communication Systems”, 978-1-61284-840-2, PP_346-349, 2011.
- [34]. Qi Jun-wei, Xue Rui, Fu Fang, “Performance of MC-CDMA System Based on Turbo Code in Wideband Shortwave channel”, 978-1-61284-486-2, PP_394-397, China, 2011.
- [35]. M. Shahzad Anwar, M. Zeeshan, Saira Aslam, M. Asim Ajaz, M. Salman, “Comparative Performance Evaluation of LDPC Coded and Turbo Coded OFDM Systems in SUI

- Multipath Channel Models”, International on conference on computer application and industrial electronics, 978-1-4244-9055-4, PP_427-432, December 5-7, 2010.
- [36]. Valérian MANNONI, “Optimisation des codes LDPC pour les communications multi-porteuses”, Thèse de Doctorat, université de Reims Champagne-Ardenne, juin 2004.
- [37]. N. Barbot, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, “J.P. Cances, Performance Bound for LDPC Codes Over Mobile LOS Wireless Optical Channel”, France, 2007.
- [38]. Xiongfei Tao, Lixin Zheng, Weizhong Liu, and Dongsheng Liu, “Recursive Design of High Girth $(2, \infty)$ LDPC Codes from (∞, ∞) LDPC Codes”, IEEE Communications letters, Vol. 15, No. 1, January 2011.
- [39]. Lin Dong, Nam Yul Yu, “Peak Power Analysis of MC-CDMA Employing Gray Complementary Sequences”, Lakehead University, 978-1-4577-0742-1, PP_38-41, 2011.
- [40]. Désiré GUEL, “Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses”, Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes, 2009.
- [41]. Sajjad HUSSAIN, “Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals”, Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Octobre 2009.
- [42]. I.M. Mahafeno, Y. Louet, J.-F. Héliard, “Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems”, The Institution of Engineering and Technology, Vol. 3, Iss. 7, PP_1250–1261, 2009.
- [43]. S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louet, and C. Lereau, “Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification”, in IEEE International Conference on Telecommunications, May 2006.
- [44]. S. Ragusa, “Ecrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobile”, Thèse de Doctorat, université de Joseph FOURIER, Juin 2006.
- [45]. Mustapha LAKRIB, “ Cours d'analyse numérique”, université Djillali Liabes, sidi Bel abbès, 2005.

Résumé

L'évolution des différentes générations des réseaux de mobiles numériques (2G, 3G et 4G) a pour effet d'accroître, de façon exponentielle, le nombre d'applications et de services potentiels associés. La 4^{ème} génération (4G) est le successeur de la 3G et 2G. Elle permet un très haut débit de transmissions de données à des débits théoriques supérieurs à 100 Mb/s. Ces débits seraient en pratique de l'ordre de quelques dizaines de Mb/s, suivant le nombre d'utilisateurs puisque la bande passante est partagée entre les terminaux actifs des utilisateurs présents dans une même cellule radio.

Dans ce mémoire nous avons étudié les systèmes multi porteuses de type MC-CDMA afin de concevoir un **Modem** de la 4^{ème} génération (4G) des réseaux de mobiles et comme la performance d'un système de réseau de mobile repose sur la modulation choisie et le codage approprié ; notre travail est consacré sur l'étude de la performance de système MC-CDMA dans des différents canaux de transmission (Gaussien, Rayleigh et Rice) avec la nouvelle méthode proposée pour le codage de canal par la combinaison en cascade des codes LDPC et Turbo Code. Concernant l'effet de PAPR, nous avons proposé une méthode pour réduire son effet.

Mots clés :

4G, MC-CDMA, Turbo code, LDPC code, PAPR.

□ □□□

إن تطور مختلف أجيال الهاتف المحمول الرقمي (الجيل الثاني، الثالث و الرابع) يهدف دائما إلى زيادة عدد التطبيقات والخدمات المرافقة. يعتبر الجيل الرابع في الاتصالات اللاسلكية الخليفة الناجح للجيلين الثاني و الثالث فهو يوفر التدفق السريع للمعلومات بحيث تصل السرعة النظرية للتدفق إلى 100 ميغا بايت /الثانية ، سرعة التدفق عمليا قد تصل في الواقع إلى بعض عشرات الميغابايتات في الثانية وهذا حسب عدد المستعملين لأن عرض النطاق الترددي يقسم على جميع أجهزة المستعملين الشغالة الموجودة ضمن نفس الخلية.

في هذه المذكرة قمنا بدراسة الأنظمة المتعددة الحوامل من صنف (MC-CDMA) وهذا من أجل تصميم مودم خاص بشبكات الهاتف المحمول للجيل الرابع، وبما أن كفاءة الأنظمة الخاصة بالهواتف المحمولة تعتمد على التضمين و الترميز المناسبين، فإن جل عملنا تركز حول دراسة كفاءة وأداء نظام الـ (MC-CDMA) ضمن قنوات إتصال مختلفة (غوص ، رايلي و ريس) مع طريقة جديدة قمنا باقتراحها فيما يخص ترميز القنوات وهي دمج بالتتالي لكودين مختلفين وهما الـ (LDPC) و (Turbo Code) . أما في ما يخص الـ (PAPR)، فقد اقترحنا طريقة جديدة من أجل خفض من تأثيره.

Abstract

The evolution of different generations of digital mobile networks (2G, 3G and 4G) has the effect of increasing, exponentially, the number of applications and associated potential services. The 4th generation (4G) is the successor of 3G and 2G. It allows the "mobile broadband" with data transmissions theoretical speeds above 100 Mb / s. These rates would in practice be of the order of several tens of Mb / s, depending on the number of users since the bandwidth is shared between the terminals of active users in the same radio cell.

In this paper we studied the multi carrier MC-CDMA systems to design a modem for mobile networks of the 4th generation. As the performance of a mobile network based on the selected modulation and appropriate coding; our work was devoted to the study of the performance of MC-CDMA system in different channels (Gaussian, Rayleigh and Rice) with the new proposed method for channel coding by combination in cascade of both Turbo Code and LDPC codes. Concerning the effect of PAPR, we proposed a new method to reduce its effect.

Key-words:

4G, MC-CDMA, Turbo code, LDPC code, PAPR.