



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : **Communication**

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

Etude de la technologie WIMAX 802.16x
MIMO-OFDM

Présenté par :
Messaoudi Ali
Soutenu le : 02 Juin 2013

Devant le jury composé de :

Mr GASBAYA Taher

Melle HENDAOUI Mounira

Mr BAKHOUCHE Khaled

MCA

MAA

MCB

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2013 / 2014

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents, ma mère (Warda) qui m'a beaucoup soutenu moralement grâce à ces valeurs uniques et,

Mon père (Ahmed) pour son aide immense dans les instants les plus durs, et je leurs souhaite une longue vie.

*Mes chères et adorables sœurs Afaf et sa famille daka, Aya surtout katkouté Takai Eddine et ma fiançais et n'oublions pas mon petit frère cher
AMIR.*

A toute la famille, spécialement mon chère Frère (Hakim), et les autres membres de ma famille : oncles et tantes sans exception

A tous mes copains, et mes amis Surtout(Himou).

A toute la promotion : 2013/2014

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire

ALI

Remerciement

Nous remercions le bon dieu le clément et le miséricordieux qui nous a donné la force, le courage et la volonté pour achever cette modeste recherche

Nous remercions infiniment :

✓ Mademoiselle (Handaoui Mounira) enseignants de communication, pour ses aides immenses pendant la réalisation de ce mémoire

✓ Mes parents et ma fiancée qui m'ont beaucoup aidé lors de la préparation de ce mémoire.

✓ Mes amies et spécialement mes amies (Himou, Talibo) et mon frère Hakim.

✓ Monsieur Meftah enseignant de Réseau et Télécommunication Université Blida.

✓ Tous les enseignants à l'université Beskera spécialement les enseignants de département de génie électrique option communication.

Résumé

Dans ce travail nous avons étudié l'évolution et la caractérisation du système WiMAX/IEEE 802.16 ainsi que son architecture. En plus nous avons présenté les différents blocs de sa couche physique qui utilise la technique OFDM et le mécanisme de correction d'erreur (FEC) qui comporte les codes correcteurs d'erreurs (code convolutif et Reed Solomon) ainsi que les modulations numériques. Aussi présenté les systèmes MIMO et ces diversité. Sur le côté du récepteur, nous avons implémenté l'estimation du canal de transmission.

Ensuite ce système a été implémenté en utilisant MATLAB, afin de simuler ces fonctionnalités et d'obtenir des résultats pour évaluer ces performances.

Mots clés : WiMAX, IEEE802.16, OFDM, MIMO, FEC, la couche PHY, BER, SNR.

Abstract

In this work we have studied the evolution and characterization of WiMAX / IEEE 802.16 and its system architecture. In addition we presented the different blocks of the physical layer that uses the OFDM technique and the Forward Error Correction (FEC) mechanism, which contains the error correcting codes (convolutional and Reed-Solomon codes) and digital modulations. Also we presented the systems MIMO and those diversities. On the receiver side, we implemented the estimation of the transmission channel.

Then the system was implemented using MATLAB to simulate these features and get results to evaluate their performances.

Keywords: WiMAX, IEEE802.16, OFDM, MIMO, FEC, PHY Layer, BER, SNR.

Liste d'abréviations

AAS	Adaptive Antenna System
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AT&T	American Telephone & Telegraph
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BW	BandWidth
CC	Convolutionnel Code
CP	Cyclic Prefix
CPS	Common Part Sublayer
CS	Convergence Sublayer
dB	Decibel
DL	Downlink
DSL	Digital Subscriber Line
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplexing
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
HFDD	Half-duplex FDD
HIPERMAN	High PERFORMANCE Metropolitan Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
IP	Internet Protocol
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line of Sight
LSB	Less Significant Bit
MAC	Medium Access Control
MATLAB	MATrix LABoratory
MCM Multi	Carrier Modulation
MIMO	Multi Input Multi output
MSB	Most Significant Bit
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PDP	Power Delay Profile
PHY	Physical Layer
PMP	Point to Multipoint
PS	Privacy Sublayer

PTP	Point to Point
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature PhaseShift keying
QoS	Quality of Service
RS	Reed Salomon
SC	single carrier
SCa	single carrier access
SNR	Signal to NoiseRatio
S-OFDMA	Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access
SS	Subscriber Stations
STBC	Space Time Block Code
TDD	Time Division Duplexing
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
UL	Uplink
VOIP	Voice over IP
WAN	Wide Area Network
WDSL	Wireless DSL
WI-FI	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability forMicrowave Access
WirelessMAN	WirelessMetropolitan Area Network

Table des matières

DEDICACES.....	i
REMERCIEMENTS	ii
Résumé	iii
Liste d'abréviation	iv
Table de matière	vi
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux	x
Introduction générale.....	1

Chapitre 1

1.1	Introduction	1
1.2	L'historique de WIMAX	1
1.3	Architecture du réseau WIMAX	6
1.4	Etude technique de WIMAX.....	8
1.5	Conclusion.....	17

Chapitre 2

2.1	Introduction	18
2.2	Principe de la modulation.....	18
2.3	Principe de la démodulation:.....	22
2.4	Notion d'orthogonalité	23
2.5	L'intervalle de gardes	24
2.6	Chaine de transmission :	24
2.7	Avantages et inconvénients de l'OFDM	26
2.8	Conclusion.....	27

Chapitre 3

3.1	Introduction	28
3.2	Modèle de canal MIMO	29
3.3	Capacité du canal MIMO	31
3.4	Architecture des systèmes MIMO	32

3.5	Les différents types de codage MIMO	34
3.6	Algorithme de décodages associés aux technique MIMO	35
3.7	Conclusion	37

Chapitre 4

4.1	Introduction.....	38
4.2	WirelessMAN-OFDM.....	38
4.3	La chaine d'émission.....	41
4.4	La chaine de réception.....	47
4.5	Le modèle du canal de propagation.....	50
4.6	Le simulateur.....	51
4.7	Représentations des courbes BER en fonction du E_b/N_0	51
4.8	Conclusion.....	69
	Conclusion Générale.....	71
	Bibliographie	

Liste des figures

Figure 1. 1 :	Les catégories du réseau WiMAX.....	7
Figure 1. 2:	Exemple d'un réseau WIMAX.....	8
Figure 1. 3:	Couches protocolaires du 802.16.....	9
Figure 1. 4:	Différence entre la modulation mono porteuse et multi-porteuses.....	10
Figure 1. 5:	Transmission des données par bloc dans l'OFDM.....	11
Figure 1. 6:	Différence entre les signaux SC et OFDM reçus.....	11
Figure 1. 7:	Modulation adaptative.....	14
Figure 1. 8:	TDD.....	14
Figure 1. 9:	Adaptation des times slots.....	15
Figure 1. 10:	FDD.....	15
Figure 2.1:	schéma de principe d'un modulateur OFDM.....	21
Figure 2.2:	spectres des différentes porteuses.....	22
Figure 2.3:	spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	23
Figure 2.4:	schéma de principe du modulateur OFDM.....	24
Figure. 2.5 :	Diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM.....	26
Figure. 3.1 :	Schéma d'un système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r Récepteurs.....	31
Figure. 3.2 :	Schéma d'un système de transmission MIMO.....	33
Figure 3.3 :	architecture d'un émetteur H-BLAST.....	35
Figure 3.4 :	schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST.....	35
Figure 3.5:	architecture d'un émetteur V-BLAST.....	36

Figure 3.6: schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST.	36
Figure 3.7: architecture d'un émetteur D-BLAST.....	36
Figure 3.8: schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST.	37
Figure 4.1 : Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM.....	42
Figure 4.2 : Chaîne d'émission	44
Figure 4.3. Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d.....	44
Figure 4.4 : Principe de l'embrouillage.....	45
Figure 4.5 : Principe du code de Reed-Solomon.....	46
Figure 4.6 : Processus de poinçonnage et raccourcissement dans un code Reed-Solomon...	46
Figure 4.7 : Principe du codeur Convolutif de taux $\frac{1}{2}$	47
Figure 4.8 : Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.....	49
Figure 4.9 : La chaîne de réception.....	51
Figure 4.10 : Principe de l'égalisation.....	52
Figure 4.11 : Décodage de canal.....	53
Figure 4.12 : BER vs. E_b/N_o pour BPSK, cc 1/2, non RS.....	54
Figure 4.13 : BER vs. E_b/N_o pour QPSK RS (32, 24,4), CC (2/3).....	55
Figure 4.14 : BER vs. E_b/N_o pour QPSK RS (40, 36,2), CC (5/6).....	55
Figure 4.15 : BER vs. E_b/N_o pour 16-QAM RS (64, 48,4), CC (2/3).....	56
Figure 4.16 : BER vs. E_b/N_o pour 16-QAM RS (80, 72,4), CC (5/6).....	56
Figure 4.17 : BER vs. E_b/N_o pour 64-QAM RS (108,96 ,6), CC (2/3).....	57
Figure 4.18: BER vs. E_b/N_o pour 64-QAM RS (120,108 ,6), CC (5/6).....	57
Figures 4.19- 4.25 : représentation points de la constellation des profils modulation.....	59
Figures 4.26-4.32 : présentent l'efficacité spectrale de chaque profil de la modulation...	62
Figures 4.33 : BER en fonction de E_bN_0 (dB) pour BW=2.5MHZ.....	63
figures 4.34 : BER en fonction de E_bN_0 (dB) pour BW=7MHZ.....	64
Figures 4.35 : BER en fonction de E_bN_0 (dB) pour BW=10MHZ.....	65
Figures de 4. 36 : représentation tous les profils de modulation pour (pc) G=1/8.....	66
Figures de 4.37 : représentation tous les profils de modulation pour (pc) G=1/16.....	68

Liste des tableaux

Tableau 1: Classes de QoS.....	17
Tableau 2: Spécificités techniques des différentes normes IEEE 802.16x.....	17
Tableau 4.1 : Les schémas de codage et de modulation dans la norme IEEE 802.16d.....	48
Tableau 4.2 : Profondeur d'entrelacement pour chaque type de modulation.....	48
Tableau 4.3 : Valeurs de E_b/N_o (dB) pour $BER = 10^{-2}$ et 10^{-3} des différents profils de la modulation.....	58
Tableau 4.4 : Valeurs de E_b/N_o (dB) pour les différents BW à 10^{-2} du différents profils de la modulation.....	65
Tableau 4.5 : Valeurs de E_bN_0 (dB) pour $BER = 10^{-3}$ des préfixes cycliques pour les différents profils des modulations.....	69

Introduction Générale

Le domaine des télécommunications n'a cessé d'évoluer durant ces dernières décennies. Ces évolutions sont liées à l'apparition et le développement de nombreux services comme la voix sur IP (VoIP), la visioconférence, la vidéo à la demande et d'autres applications multimédia gourmandes en termes de débit. Actuellement, un des enjeux dans le monde des télécommunications est de savoir si les réseaux, capables de satisfaire ces exigences, se feront sur des bases filaires, sans-fil ou mixtes ? En effet, les réseaux filaires sont plus fiables alors que la transmission d'informations sans fil est plus susceptible d'être affectée par de nombreux facteurs extérieurs. En même temps, le déploiement d'une liaison sans fil ne nécessite pas de travaux de génie civil et leurs zones de couverture ne sont pas liées à la proximité d'un répartiteur.

La technologie WiMAX pour World Interoperability for Microwave Access a été mise en place dans l'optique de répondre à cet enjeu. L'objectif du WiMAX est de fournir un accès à internet haut débit aux zones non couvertes par les technologies filaires classiques. Il a été montré qu'en théorie, cette technologie permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres [1]. Le débit réel lors de la présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s. Pour une meilleure qualité de service, la technologie WiMAX est associée à des modulations hautes débit telle que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ainsi qu'à des techniques de traitement d'antennes telles que le MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui permettent d'exploiter efficacement les ressources radio disponibles.

L'objectif de ce projet de fin d'études est d'étudier la couche physique du WiMAX/IEEE 802.16 en utilisant Matlab afin d'avoir une meilleure compréhension de la norme et de mesurer les performances de ce système. Cela implique d'étudier, grâce à la simulation, les différents types de modulations, codages et entrelacement en termes de taux d'erreur binaire (BER) pour différents modèles de références du canal.

Ce mémoire s'organise en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous présentons une introduction au réseau WIMAX ainsi que ses origines, ses normes, les différentes techniques de multiplexages et duplexage de cette technologie.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de technologie OFDM telle que le principe, modulateur démodulateur, explication des blocs de cette modulation et le terme plus important l'orthogonalité.

Le troisième chapitre, nous introduisons aux systèmes MIMO telle le modèle et capacité de canal, les différentes architectures et les différents types de codages

Le quatrième chapitre s'intéresse à la mise en place, la caractérisation et la modélisation du système WIMAX (IEEE 802.16d) à travers une simulation développée sous l'environnement Matlab® (Version 7.7). Cette caractérisation consistera à évaluer les performances de ce système WIMAX et de définir ses éventuelles limitations en termes BER. Nous allons pu vérifier le potentiel de chaque bloc. Tout d'abord, Nous commençons par une présentation de la modulation OFDM. Ensuite, les spécifications de la couche PHY relative à la norme IEEE 802.16d seront étudiées. Cela permettra de définir et de comprendre l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système.

Finalement, conclusion de travail.



La technologie WIMAX

Sommaire:

1.1 Introduction.....	1
1.2 L'historique de WIMAX.....	1
1.3 Architecture du réseau WIMAX.....	6
1.4 Etude technique de WIMAX.....	8
1.5 Conclusion.....	17

1.1 Introduction

WIMAX ou *Worldwide Interoperability for Microwave Access*, est une nouvelle technologie émergente dans le domaine de communication qui est basé sur le standard IEEE802.16. [2]

Cette technologie porte beaucoup de promesses ; avec une grande couverture, une grande efficacité spectrale et un débit important, le WIMAX représente une vraie alternative des systèmes nécessitant des connections câblées, comme le DSL par exemple.

Ce chapitre présente une introduction au réseau WIMAX ainsi que ses origines, ses normes et les règles de cette technologie.

1.2 L'historique de WIMAX

1.2.1 Naissance de WIMAX

Le WIMAX forum est le nom d'un consortium créé en 2001, notamment par Intel et Alvarion.

Ce consortium a pour but de permettre la convergence et l'interopérabilité entre les différents standards de réseaux sans fils : HiperMan qui était proposé en Europe par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et le standard développé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics engineer) et dénommé IEE-802.16. Aujourd'hui, le WIMAX forum rassemble plus de 300 fournisseurs et opérateurs de télécommunication dont des entreprises bien connues comme AT&T Wireless, Intel, Fujitsu, Alcatel, Motorola, Nokia, Siemens, France Telecom, ...[1].

WIMAX est une famille des normes, qui définit des connexions à haut débit par voie radio.

Le développement des normes de 802.16 et leurs spécificités techniques sont expliqués comme suivant :

- **La norme 802.16** : approuver en 2001 par le WIMAX Forum la norme IEEE 802.16 est la première des normes 802.16. Sa bande de fréquence est de 10–66 GHz et fonctionne en LOS [2], les débits étaient élevés et la couverture large. Cette norme a connu des limitations dues à son non résistances aux obstacles.
- **La norme IEEE 802.16a** : cette norme a été valide en janvier 2003 elle opère dans la bande de fréquence 2 – 11 GHz cette bande de fréquence inferieur à 10 – 66 GHz permet de travailler en NLOS ce qui fait qu'elle constitue une solution très appropriée pour le

dernier kilomètre (Last mile). Cette norme offre des débits pouvant aller jusqu'à 70 Mbps pour une bande de canal de 20 MHz, sa portée théorique est de 50 Km, comme pour la première version de la norme sa bande est figée.

- **La norme IEEE 802.16d** : validée en 24 juin 2004 cette norme est une amélioration des normes IEEE 802.16a et 802.16. Elle se focalise principalement sur l'interface air et est aussi appelée 802.16-2004, elle opère dans la bande 2–11 GHz et prévoit une mobilité mais qui est extrêmement réduite. Elle possède la propagation NLOS en plus d'un débit théorique est de 70 Mbps avec une portée maximale de 50 Km. [3]
- **La norme IEEE 802.16e** : cette variante des normes IEEE 802.16 est aussi appelée mobile Wireless MAN. Elle offre la possibilité aux utilisateurs nomades de se connecter aux fournisseurs de service internet mobile. Elle supporte une mobilité avec des vitesses pouvant aller jusqu'à 120 Km/h pour une transmission de données. Son débit maximal théorique est de 15 Mbps en NLOS et une largeur de bande flexible allant de 1.25 MHz à 20 MHz. Ce standard permet de mixer les zones de couverture par interopérabilité entre liaisons fixes et liaisons mobiles. De même, celui-ci donne la possibilité au client mobile de passer automatiquement d'une station à une autre sans perte de connexion (roaming).
- **La norme IEEE 802.16f** : IEEE 802.16f définit la base d'adressage pour liaison fixe et nomade stationnaire sans fil à large bande BWA (Broadband Wireless Access) entre une station de base BS (Base Station) et terminaux d'abonné SS (Subscriber Station). Cette norme repose sur un modèle de gestion de réseaux à liaison sans fil comportant la gestion des nœuds, des flux de données et de la qualité de service QoS (Quality of service) [4]. Le système de gestion est basé sur le certain protocole qui permet de gérer à distance les équipements du réseau.
- **La norme IEEE 802.16m** : valide l'année 2009 IEEE 802.16m [5], 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) [6].

1.2.2 Contribution de WIMAX

L'objectif du WIMAX est de fournir une connexion Internet à haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres. Le standard WIMAX possède l'avantage de permettre une connexion sans fil entre une station de base et des millions d'abonnés sans nécessiter de ligne visuelle directe (LOS : Line Of Sight ou NLOS : Non Line Of Sight).

Dans la réalité le WIMAX ne permet de franchir que de petits obstacles tels que des arbres ou une maison mais ne peut en aucun cas traverser les collines ou les immeubles. Le débit réel lors de la présence d'obstacle ne pourra ainsi excéder 20Mbit/s.

Les premiers déploiements en WIMAX devraient permettre à des zones isolées, mal desservies par le DSL ou le câble ou souhaitant tirer profit d'une connexion sans fil, de disposer d'un accès Internet large bande.

Le débit et la portée présentent les atouts du WIMAX. Il fonctionne à 70 Mbit/s au maximum théoriquement dans des conditions extrêmement favorable, 12 Mbit/s pratiquement et peut couvrir des zones de rayon allant jusqu'à 50 Km [3].

1.2.3 Les catégories du réseau WiMAX

Les révisions du standard IEEE 802.16 se déclinant en deux catégories :

- **WiMAX fixe** : également appelé IEEE 802.16-2004, est destiné à un usage fixe [7], du domicile à l'antenne relais et opérant dans des bandes de fréquences de 2.5 GHz et 3.5 GHz (avec licence d'exploitation obligatoire) et 5.8 GHz (bande libre) en Europe. Le débit maximum théorique est de 70 Mbit/s pour une portée de 50 à 70 kilomètres sans obstacles.
- **WiMAX mobile** : également baptisé IEEE 802.16e ou IEEE 802.16m, (WIMAX portable), prévoit la possibilité de connecter des clients mobiles au réseau Internet. Le WIMAX mobile ouvre ainsi la voie à la téléphonie mobile sur IP ou plus largement à des services mobiles hauts débit. Le débit maximum théorique de L'IEEE802.16e est de 30 Mbit/s pour une portée de 2 à 4 kilomètres sans obstacles.

La fig 1. 1 visionne ces différentes catégories [2].

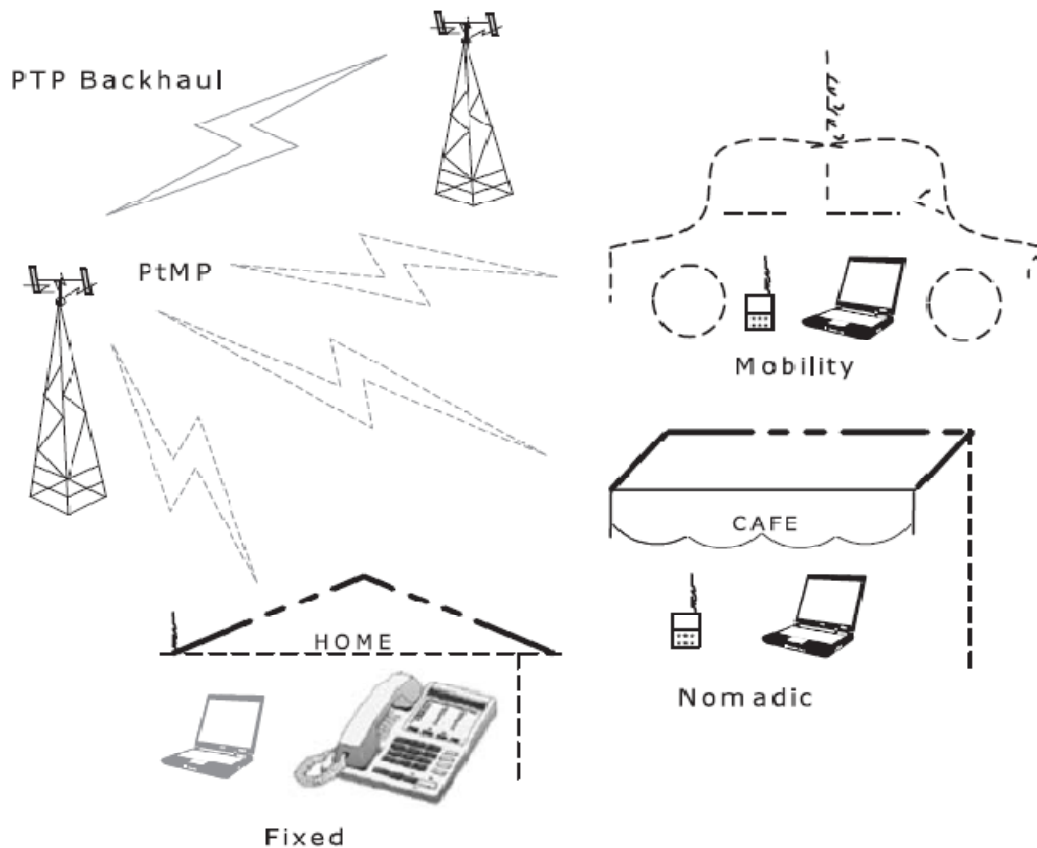


Fig 1. 1 : Les catégories du réseau WiMAX.

1.3 Architecture du réseau WIMAX

L'architecture de la technologie WIMAX se compose de stations de base (BS, Base Station), et des stations d'abonnés (SS, Subscriber Station). La station de base joue le rôle d'une antenne centrale chargée de communiquer et de desservir les stations mobiles qui servent les clients utilisant le WIFI ou l'ADSL.

Voici un exemple d'architecture générale d'un réseau d'accès à large bande:

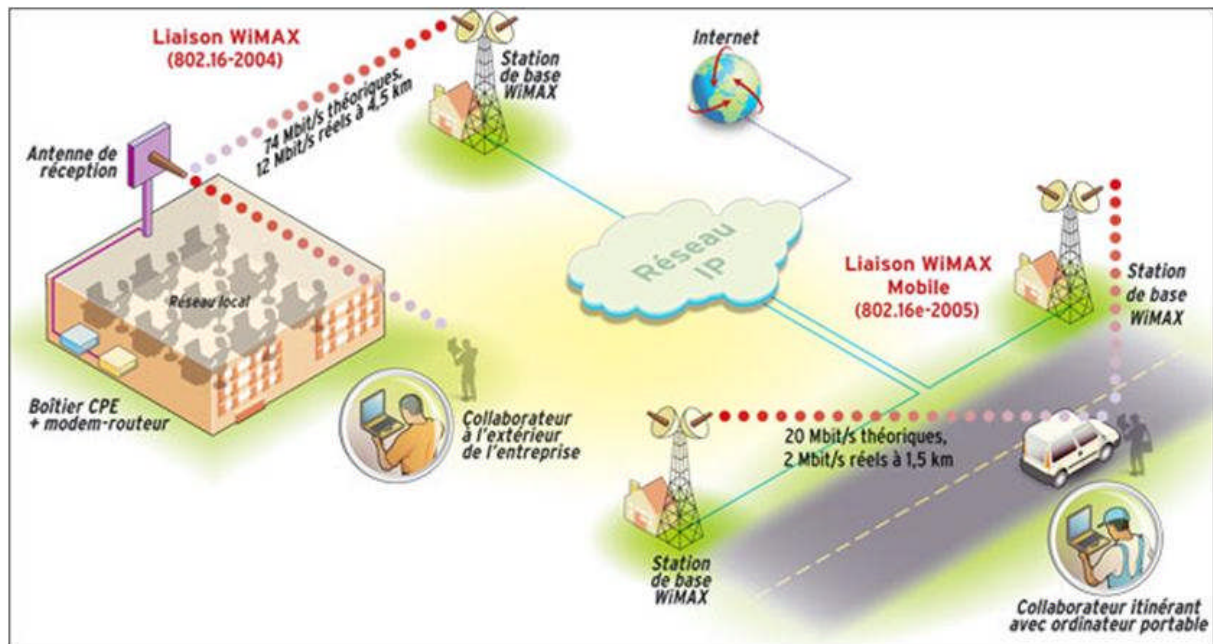


Fig 1. 2: Exemple d'un réseau WIMAX

Il s'agit au départ dans la version 802.16a et 802.16d de liaison à multipoints qui offrent la possibilité de se déplacer dans un secteur donné.

1.3.1 La desserte avec WIMAX

Le but de la desserte est de relier le client final à un réseau donné afin qu'il puisse accéder à Internet.

Pour cela, le client doit posséder un récepteur WIMAX (une puce intégrée ou un CPE : Customer Premise Equipment) et se trouver dans le champ d'action d'un émetteur. La transmission entre le client et son hot spot WIMAX est dite en "non ligne de vue" (NLOS), c'est-à-dire que le client ne se trouve pas en vue directe avec l'antenne. En effet, les bâtiments ou la végétation que l'on trouve dans les villes "forcent" le signal à être détourné grâce à l'utilisation de la modulation de fréquence OFDM.

1.3.2 WIMAX en tant que collecteur

Le standard WIMAX permet une connexion sans fil entre une station de base et des stations d'abonnés sans nécessiter une ligne visuelle (LOS ou NLOS). Dans un réseau, la collecte consiste à relier les points d'accès au backbone de l'opérateur (dorsale) assurant ainsi la connexion avec l'Internet.

1.4 Etude technique de WIMAX

1.4.1 L'architecture en couche de la norme 802.16

La fig 1. 3 [8] représente l'architecture en couche de la norme 802.16

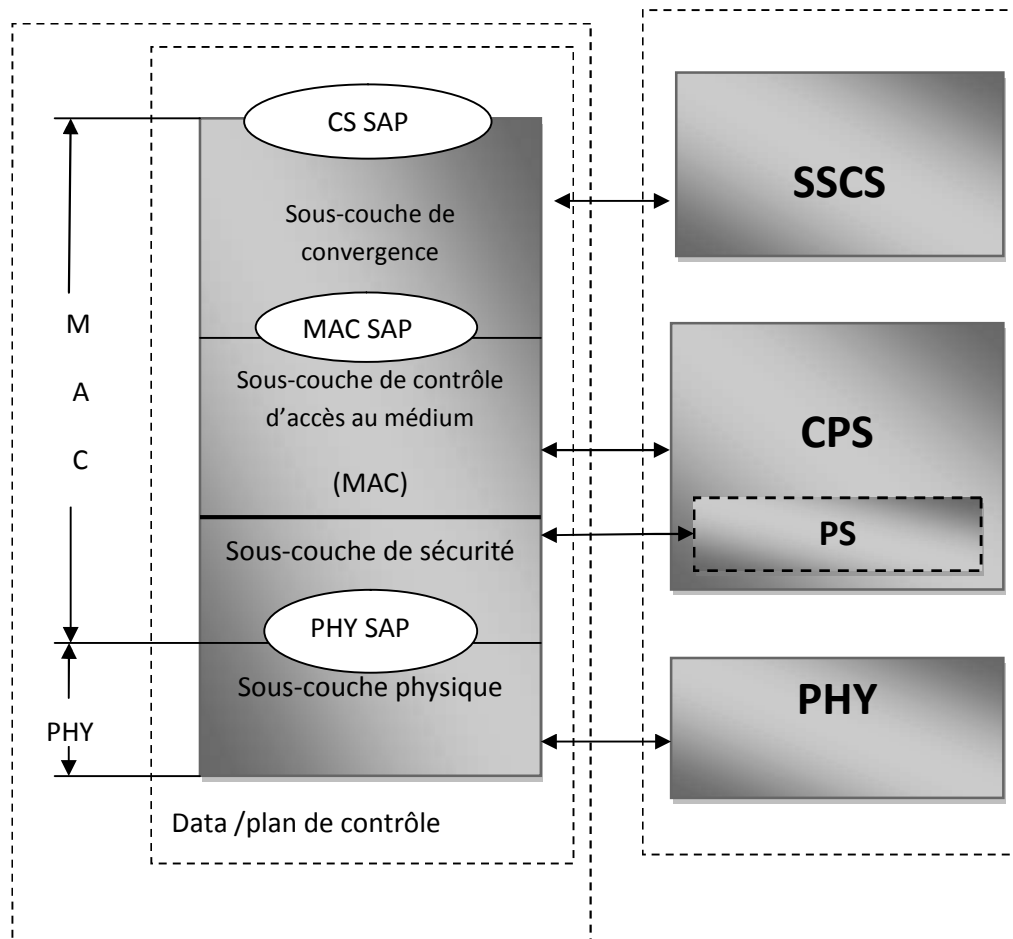


Fig 1. 3: Couches protocolaires du 802.16

La norme 802.16 a été développée en suivant une architecture en couches. Elle est constituée de deux couches : une PHYSIQUE (*physique*) et une MAC (*Media Access Control*).

1.4.2 La couche physique

Dans la conception des spécifications physiques de la bande des 10-66 GHz, une propagation par vue directe était considérée comme une nécessité pratique. Avec cette condition respectée, la modulation par simple porteuse a été facilement choisie.

Pour la spécification 2-11 GHz ; la couche physique a été implémentée pour répondre au cas où les stations communiqueraient (NLOS) [9], dans le cas des environnements urbains avec la présence d'obstacles entre deux stations.

Pour répondre à ces spécificités, trois types d'interface de transmission ont été définies :

- ❖ SC (Single Carrier) : Elle définit une transmission sur un seul canal de fréquence.
- ❖ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) : Cette interface utilise plusieurs bandes de fréquence qu'elle divise en plusieurs porteuses pour la transmission d'un signal. Chaque bande est utilisée à des fins différentes.
- ❖ OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) : Similaire à l'OFDM, cette interface offre un plus grand nombre de porteuses du fait du multiplexage effectué sur la fréquence.

1.4.3 Technique de Multiplexage

1.4.3.1 Le multiplexage par répartition orthogonal de fréquence (OFDM)

La norme 803.16-2004 utilise le multiplexage par répartition orthogonal de fréquence (OFDM). C'est une technique de modulation multi-porteuses à base de transformée de Fourier rapide.

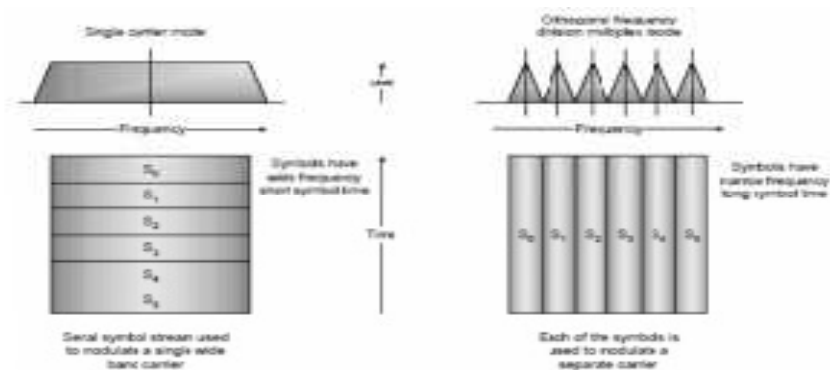


Fig 1. 4: Différence entre la modulation mono porteuse et Multi-porteuses

D'un point de vue implémentation numérique, les systèmes OFDM transmettent les données par blocs : le flux originel de données de débit R est multiplexé en N flux parallèles de débit R/N . Il s'agit d'un multiplexage fréquentiel puisque les données sont transmises sur N canaux différents. Afin d'effectuer cette transmission, au lieu de transmettre les données en séries comme le font les systèmes mono-porteuses (Single Carrier), la technique OFDM consiste à transmettre les données par bloc, ou un vecteur de N symboles de données est transporté par un seul symbole OFDM.



Fig 1. 5: Transmission des données par bloc dans l'OFDM

Il est facile à la réception grâce à la séparation orthogonal des porteuses, de faire l'égalisation des sous-porteuses chacune à part, au lieu de faire l'égalisation d'un signal à une porteuse unique.

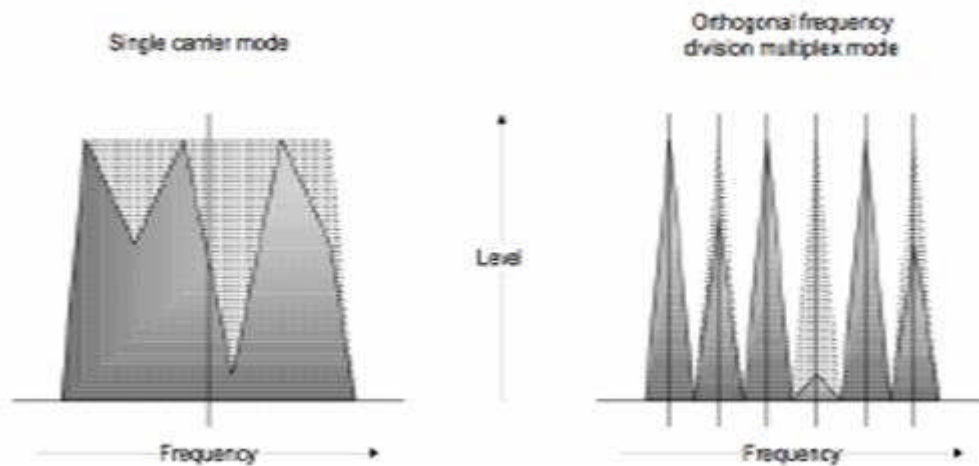


Fig 1. 6: Différence entre les signaux SC et OFDM reçus

✚ Les avantages de l'OFDM

Les avantages de cette technique sont nombreux parmi les quelles on site :

- Efficacité de l'utilisation du spectre et de puissance (utilisation de N porteuses orthogonales très proche l'une de l'autre.
- Grande immunité contre la propagation multi trajets, ou certains symboles d'une précédente transmission peuvent arriver en retard.
- Immunité contre l'interférence entre les canaux (insertion des porteuses nulles à chaque extrémité du symbole.
- Facilité de synchronisation et d'estimation du canal grâce aux sous porteuses pilotes.

La différence que présente la couche physique de la norme 802.16 e par rapport au 802.16-2004, réside dans l'utilisation de l'OFDMA comme technique de multiplexage.

Les inconvénients de l'OFDM

- Très sensible à la désynchronisation.
- Facteur de crête.
- Gestion de la diversité.

1.4.3.2 La technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)

L'OFDMA est la technique de transmission utilisée par l'interface radio WirelessMAN OFDMA. Comme l'OFDM, cette technique utilise l'FFT pour générer un symbole OFDMA, contenant des porteuses de données, des porteuses pilotes et des porteuses nulles pour la bande de garde et la fréquence DC.

Le symbole OFDMA est divisé en des sous canaux (*subchannels*) logiques afin d'attribuer les ressources radio aux utilisateurs d'une manière dynamique, de supporter l'accès multiple, et pour une meilleure adaptation aux techniques avancées des antennes.

On a deux modes d'utilisation des *subchannels* dans le sens *downlink* :

- FUSC (*Full Usage of SubChannels*): Tous les *subchannels* sont attribués à l'émetteur. Dans ce mode, on attribue d'abord, les porteuses nulles de la bande de garde et les pilotes. Ensuite, on fait la partition des porteuses restantes en des sous canaux (la partition des porteuses en des sous canaux est nommée permutation). Cela signifie qu'on a un seul ensemble des pilotes commun à toutes les porteuses du symbole.
- PUSC (*Partial Usage of SubChannels*) : Quelques *subchannels* sont attribués à l'émetteur. Dans ce mode la partition se fait de la façon suivante : d'abord, on fait attribuer les porteuses nulles de la bande de garde. Ensuite, on fait la partition des sous porteuses restantes en sous canaux (permutation). Et dans chaque sous canal, on fait l'attribution des pilotes et des porteuses des données. Cela signifie que chaque sous canal a son propre ensemble de porteuse pilote.

Pour le sens *uplink*, on fait la permutation premièrement (partition en des *subchannels*), ensuite, on fait l'attribution des porteuses pilotes et des porteuses données dans chaque sous canal.

1.4.3.3 La technique SOFDMA

Cette technique introduite beaucoup de variations à l'interface WirelessMAN-OFDMA du standard 802.16-2004, non pas seulement pour améliorer sa fonction mais aussi pour être

capable de supporter la mobilité des utilisateurs (effet Doppler, Hand Over). Une des plus importantes caractéristiques introduites par 802.16 e est que SOFDMA supporte les NFFT suivants : 2048, 1024, 512, 128, afin d'accommoder avec les différentes largeurs du canal possibles [10].

1.4.3.4 MIMO (Multiple Input Multiple Output)

MIMO est un type de multiplexage spatial, c'est une technique très puissante pour les systèmes multiple-antenne. En principe, MIMO augmente le débit des abonnés dans la proportion du nombre d'antennes de transmission du fait que chaque antenne porte un flux unique des symboles de données. Par conséquent ; si le nombre des antennes de transmission est M et le débit des données par chaque flux est R alors le débit total du système est $M \cdot R$.

MIMO fournit un accroissement multiplicatif du débit, en comparaison avec l'architecture Single Input Single Output (SISO), tout en codant soigneusement le signal transmis à travers les antennes, les symboles OFDM, et les fréquences.

Il existe plusieurs types de récepteurs pour le MIMO, mais une restriction pour tous ces récepteurs est que le nombre des antennes de réception doit être plus grand, ou au moins égal, au nombre des antennes de transmission, mais pas plus petit, sinon les données ne peuvent être décodées correctement au niveau de la réception.

1.4.4 La modulation adaptative

La modulation adaptative est adoptée dans le standard 802.16.

Selon le rapport signal à bruit (SNR) à la réception, la station de base négocie les types de codage et de modulation les plus appropriés, parmi les options disponibles (BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM).

Le schéma suivant représente une approche qui maximise le débit et la connectivité dans une cellule, comme elle permet au système de choisir entre la modulation la plus performante (64QAM) et la modulation la plus robuste (BPSK), pendant la variation de distance entre la station de base et la station d'abonné.

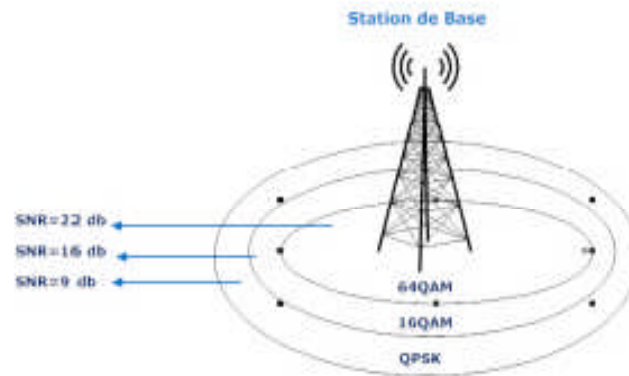


Fig 1. 7: Modulation adaptative

1.4.5 Technique de Duplexage

Le WIMAX utilise deux types de duplexage: Time Division Duplex (TDD) et Frequency Division Duplex (FDD).

- ❖ TDD (*Time Division Duplexing*) [11] : Consiste à utiliser un seul canal pour transmettre les informations aussi bien sur le lien descendant. L'émission des données utilisera la même fréquence, la distinction entre le lien montant et le lien descendant est effectuée grâce au temps.

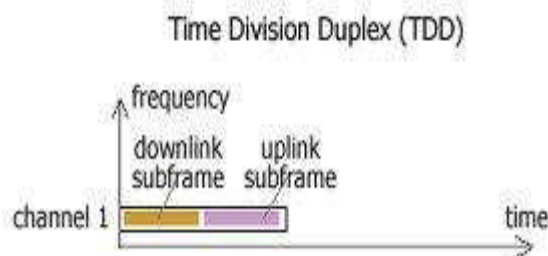


Fig 1. 8: TDD

Le mécanisme TDD divise les données en deux trames auxquelles différents time slots sont assignés. Cette découpe permet deux types de transmission en utilisant la même fréquence.

Un système TTD peut diviser le canal entre les deux sens montant et descendant d'une façon adaptative, selon la quantité du trafic échangée. Ce transfert asymétrique est approprié au trafic Internet ou de grandes quantités de données peuvent être tirées à travers le *downlink*.

La fig 1.9 ci-dessous résume le principe d'adaptation avec un duplexage TDD.

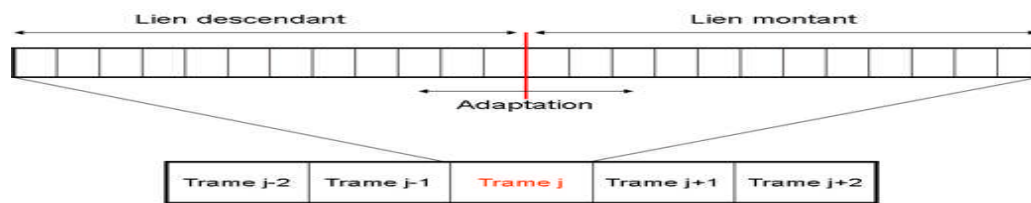


Fig 1. 9: Adaptation des times slots

- ❖ FDD (*Frequency Division Duplex*) : l'utilisation de cette méthode nécessite l'attribution d'une fréquence différente au canal émetteur et au canal récepteur.

Ce mécanisme est très coûteux, c'est pourquoi une méthode hybride est utilisée par le WIMAX. Celle-ci est appelée HFDD (*Half-duplex FDD*). Le principe différence entre cette méthode et le FDD est l'utilisation de différentes fréquences pour émettre et recevoir les données de la part d'une station de base.

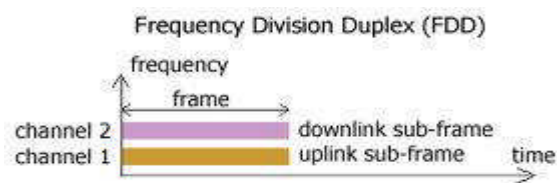


Fig 1. 10: FDD

1.4.6 La couche MAC

La couche MAC prend en charge le transport de l'ATM mais aussi celui des paquets IP, et joue un rôle important dans la gestion de la qualité de service (QoS). Elle s'appuie sur trois sous couches : une couche de convergence spécifique SSCS (*Service Specific Convergence Sublayer*), une couche commune CPS (*MAC Common Part Sublayer*) et une couche sécurité PS (*Privacy Sublayer*).

1.4.6.1 La sous couche SSCS

La SSCS est destinée pour faire la correspondance de service entre les connexions MAC. Elle définit deux service de convergence de sous couches de convergence:

- ✓ Pour les réseaux ATM : définie pour les services ATM,
- ✓ Pour les réseaux à base de paquets : il est utilisé pour faire la correspondance des services par paquets, tels que IPv4, IPv6, Ethernet ou les VLAN.

1.4.6.2 La sous couche CPS

Cette sous couche forme le noyau de la couche MAC, étant donné qu'elle contient les fonctions clés relatives au contrôle du lien radio. la CPS fournit les règles et les mécanismes d'accès, l'allocation de la bande passante, et la maintenance de la connexion. Elle reçoit les données des sous couches de convergence. En outre, c'est la sous couche CPS qui gère les mécanismes de qualité de service (QoS).

1.4.6.3 La sous couche PS

Cette couche représente l'interface entre la couche MAC et la couche PHYSIQUE. Elle fournit la sécurité à travers le réseau sans fil à large bande en cryptant la connexion entre la station de base et l'abonné au service. De plus, elle est utilisée pour l'authentification et l'échange de clefs de sécurité.

1.4.7 Qualité de service

Les besoins en qualité de service peuvent être différents. Si on veut diffuser de la vidéo à la demande, on aura besoin d'un transfert quasi temps réel, avec une latence très faible ainsi qu'une gigue faible. En revanche, il est permis de perdre parfois une image ou d'avoir une qualité d'image un peu dégradée.

Cependant, si on veut transférer de gros fichiers via le protocole FTP, il est essentiel que l'intégrité des abonnées soit préservée, mais on peut tolérer une gigue importante.

On distingue plusieurs classes de service différentes selon le type de données supportées et donc en fonction des exigences de l'application.

Le tableau suivant présente ces classes en spécifiant leurs paramètres respectifs :

Classe de QoS	Applications	Caractéristiques
UGS Unsolicited Grant Service	VoIP	Délai acceptable
RTPS Real Time Packet Service	Streaming audio ou vidéo	Préserve le séquençement entre les entités d'information dans le flot
ERTPS Extended Real Time Packet Service	Voice avec détection d'activité (VoIP)	Délai acceptable

NRTPS Non Real Time Packet Service	FTP	Préserve le contenu
BE Best Effort Service	Transfert de données Navigation Web	Motif requête/réponse Préserve le contenu Pas de contrainte sur le Temps

Tableau 1: Classes de QoS

1.4.8 Les bandes des fréquences

Le choix des ressources spectrales est une étape importante pour assurer le succès du déploiement d'un réseau WIMAX. L'opérateur doit tenir compte de plusieurs facteurs pour effectuer son choix :

	802.16	802.16 d	802.16 e
Spectre	10-66 GHz	< 11 GHz	<6,11 GHz
Conditions canal	Uniquement LOS	NLOS	NLOS
Débit	32 -134 Mbps à 128 MHz	Jusqu'à 75 Mbps à 20 MHz	Jusqu'à 15 Mbps à 5 MHz
Modulation	QPSK, 16QAM et 64QAM	256OFDM, QPSK, 16QAM, 64QAM	256OFDM, QPSK, 16QAM, 64QAM
Mobilité	Fixe	Fixe	Nomadisme
Bandes passantes	20, 25 et 28 MHz	Au choix entre 1.25 et 20 MHz	Comme 802.16a avec sous canaux montants
Rayons de cellule Typique	2-5 Km	5-8 Km, max pour 50 Km	2-5 Km

Tableau 2: Spécificités techniques des différentes normes IEEE 802.16x

Les fréquences utilisées pour le déploiement du WIMAX peut être avec ou sans licence:

1.4.8.1 Bande avec Licence

Les bandes avec Licence englobent les fréquences basses (3.5 GHz et 2.5 GHz), qui sont moins sensibles aux problèmes de propagation et plus adaptables aux environnements NLOS.

Donc ces bandes permettent de garantir la QoS, sur tout pour les zones urbaines à haut densité. Le coût et le délai d'attribution de licence peuvent être des grands obstacles devant les opérateurs.

1.4.8.2 Bande sans Licence

Les bandes sans Licence sont souvent soumises à une régulation contraignante pour la puissance d'émission. Cela va engendrer des interférences et minimiser la portée.

Les avantages de ce type de bande sont le faible coût et la rapidité de déploiement (pas de délai d'attente lié à la procédure d'attribution de licence). Ce genre de bande se trouve généralement, autour de 2.4 GHz (bande SIM) et le 5.8 GHz.

1.5 Conclusion

Etant une technologie d'accès radio sans fil, le WIMAX offre un haut débit sur des zones decouvertes très large, permettent des usages en situation fixe ou en mobilité.

Chapitre

2

Technique de modulation OFDM

Sommaire:

2.1	Introduction.....	18
2.2	Principe de la modulation	18
2.3	Principe de la démodulation:	22
2.4	Notion d'orthogonalité.....	23
2.5	L'intervalle de gardes	24
2.6	Chaine de transmission :	24
2.7	Avantages et inconvénients de l'OFDM	26
2.8	Conclusion	27

2.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi porteuses consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en « orthogonalisant » les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral. L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de Fourier rapide (FFT).

En résumé, l'idée principale de l'OFDM consiste à diviser la bande spectrale disponible en sous-canaux (sous-porteuses). Cette subdivision spectrale conduit à des sous canaux dont la bande de fréquence reste très faible par rapport à la bande de cohérence du canal. Ceci garantit la propriété de non sélectivité en fréquence du canal. Pour obtenir une efficacité spectrale élevée, les réponses fréquentielles des sous-canaux sont en partie non disjointes mais orthogonales, d'où l'appellation OFDM [12].

2.2 Principe de la modulation

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

Considérons une séquence de N données $C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$

Appelons T_s la durée symbole c.à.d. le temps qui sépare 2 séquences de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe:

$$S_1(t) = c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.1)$$

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

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.2)$$

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

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (2.3)$$

Et

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (2.4)$$

Voici le schéma de principe de la modulation.

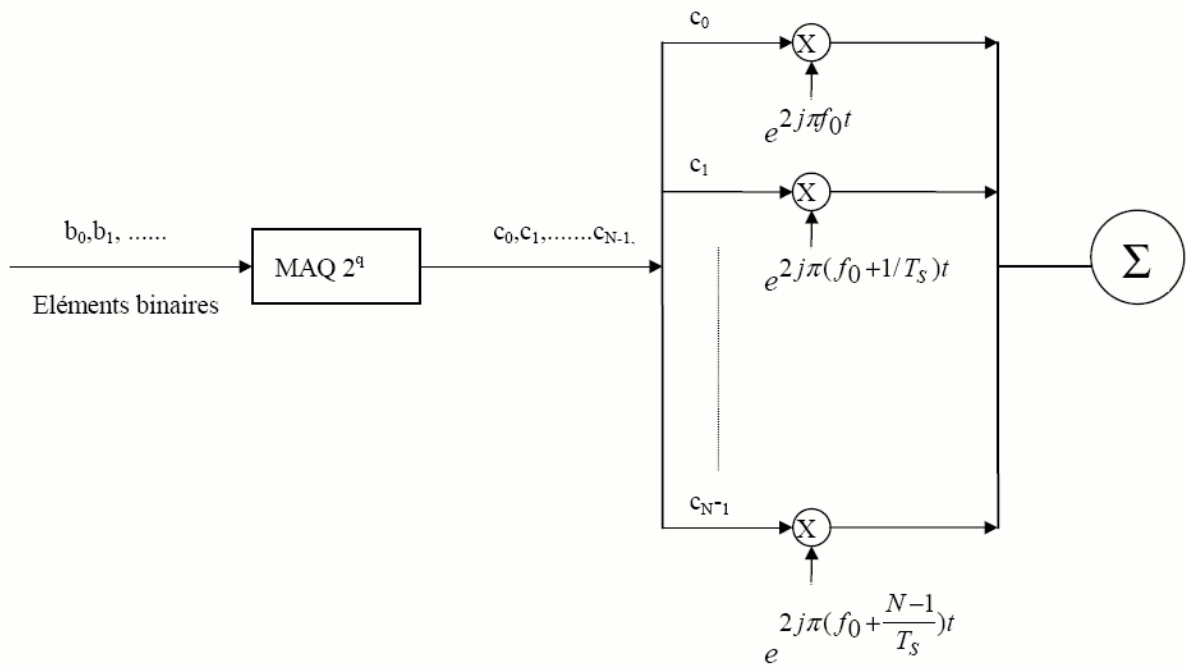


Fig 2.1: schéma de principe d'un modulateur OFDM

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles q -aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques.

Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

De l'équation (2.6), on peut déduire l'expression réelle du signal:

Si:

$$C_k = a_k + jb_k \quad (2.5)$$

$$s(t) = \text{Re}(s(t)) = \text{Re}\left(\sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t) \quad (2.6)$$

D'après l'expression du signal et la figure 2.2, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM.

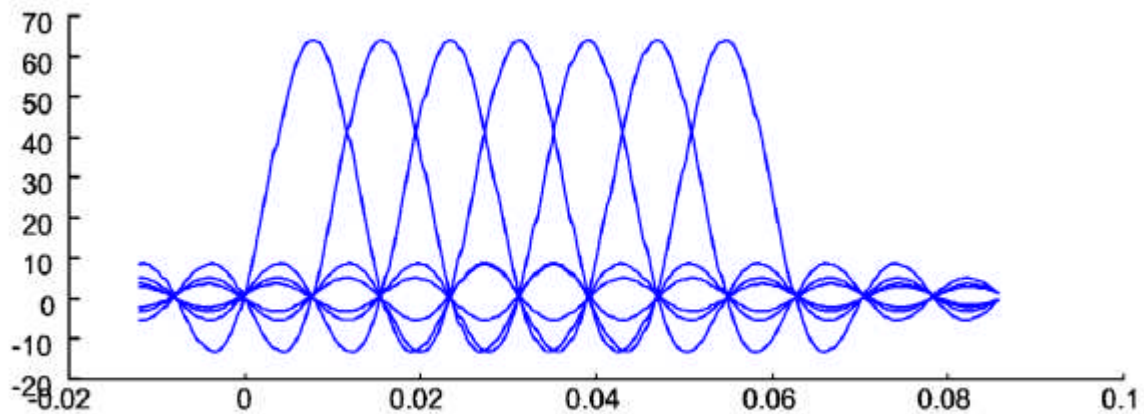


Fig 2.2: spectres des différentes porteuses

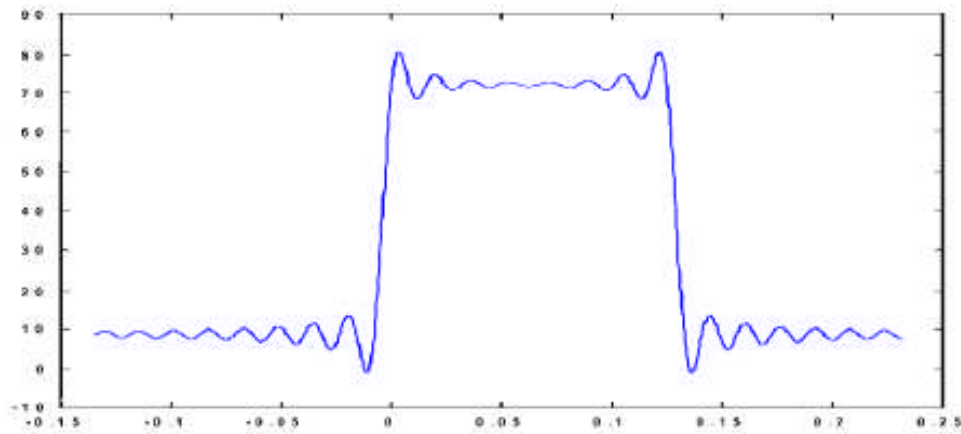


Fig 2.3: spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de fourrier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels. La figure 2.2 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet, 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-porteuse, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure 2.3 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 $1/T_s$ [13].

2.3 Principe de la démodulation:

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

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

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

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

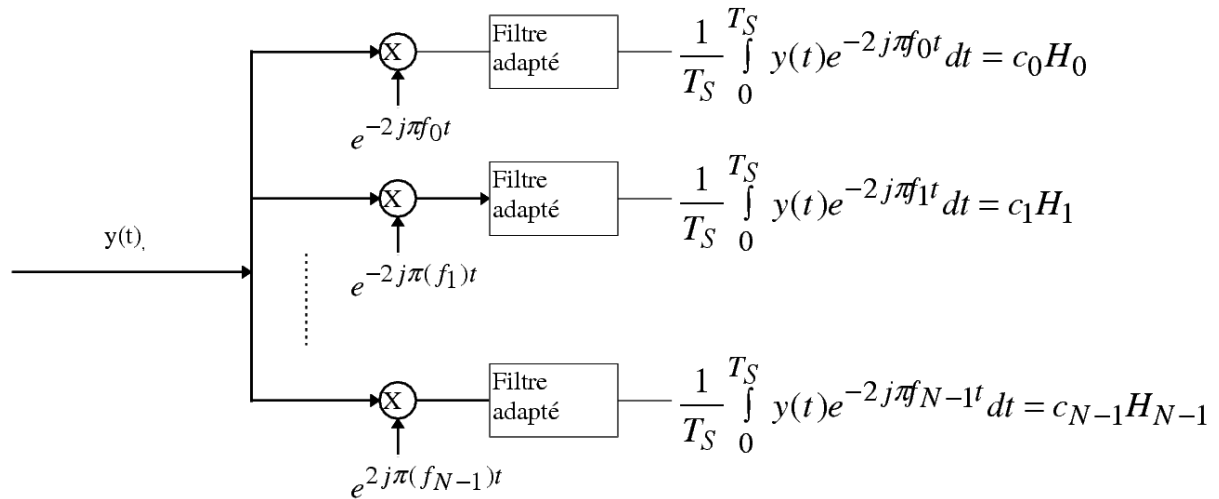


Fig 2.4: schéma de principe du modulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que:

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_S} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_S} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{1}{T_S} t} dt = c_i H_i \quad (2.8)$$

Parce que

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-1)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad (2.9)$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier [13].

2.4 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM réside dans le fait que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les sous-porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

L'utilisation d'un très grand nombre de sous-porteuses est une alternative contraignante car nécessitant beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres. Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de $f_u = 1/T_u$ entre les sous-porteuses [14], où T_u est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les sous-porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

En considérant d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la même sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \quad (2.10)$$

Avec $\omega_u = 2\pi / T_u$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité, en l'occurrence

$$\int_t^{t+T} \psi_k(t) \psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0, & k \neq m \\ T, & k = m \end{cases} \quad (2.11)$$

Les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de récupérer facilement les symboles [15].

2.5 L'intervalle de gardes

Les intervalles de gardes sont nécessaires pour l'orthogonalité entre les porteuses lorsque le canal introduit des multi trajets au signal. Ceux-ci permettent de créer une zone "tampon" dans laquelle seront accumulées les versions retardées susceptibles de produire des interférences. Plusieurs techniques différentes existent pour l'introduction des intervalles de gardes dans OFDM. Il s'agit soit de remplir l'espace de garde entre deux symboles consécutifs par des zéros (technique utilisé pour certaines transmissions UWB), soit d'introduire une extension cyclique du symbole OFDM.

Une étude des deux méthodes, nous montre que l'extension cyclique peut être introduite de deux façons différentes. L'une est préfixe cyclique et l'autre suffixe cyclique [16].

2.6 Chaîne de transmission :

Le diagramme en bloc de la Chaîne de transmission OFDM est représentée en figure 2.7

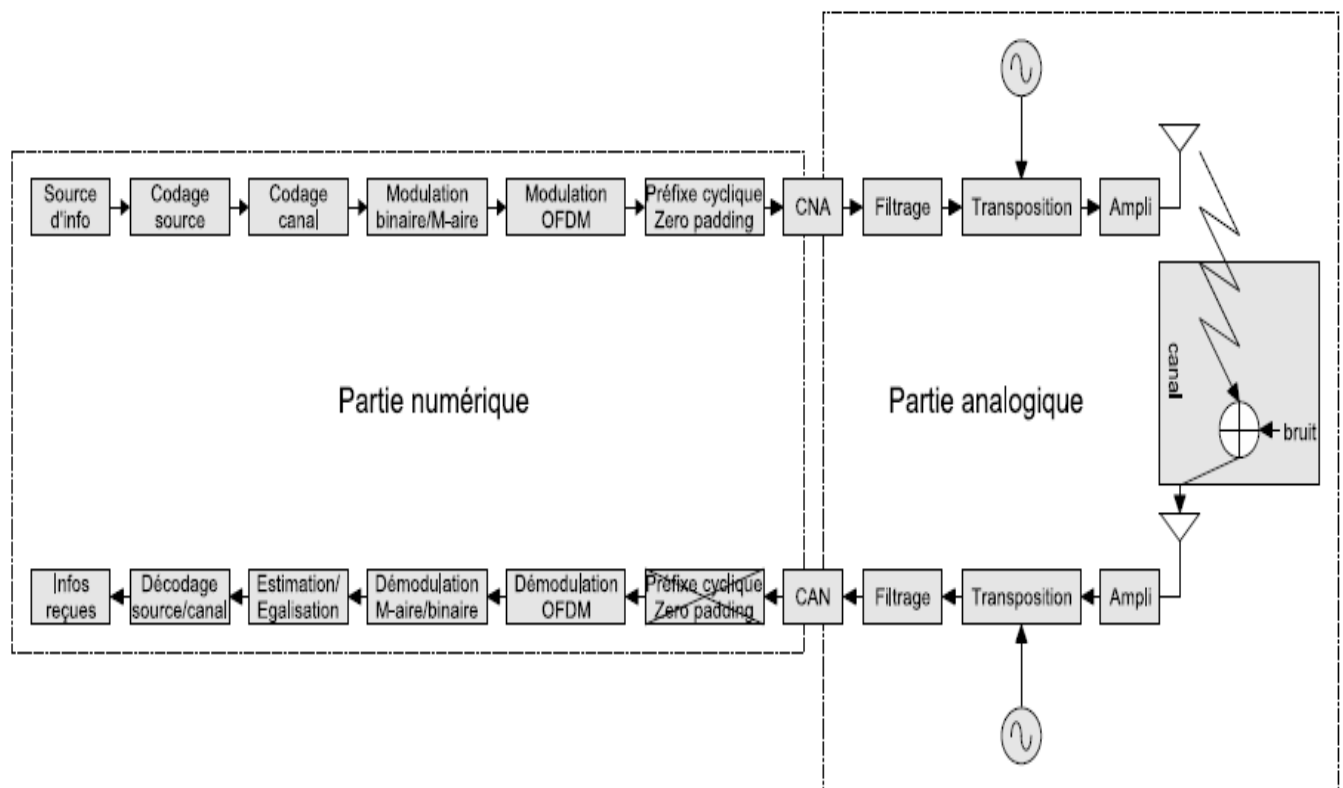


Fig. 2.5 : Diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM.

Cette chaîne de transmission est constituée des éléments suivants :

- Source d'information : à cette étape interviennent des capteurs pour transformer l'information de sa forme physique (onde sonore, lumière, chaleur...) en un signal électrique. Le signal électrique est ensuite transformé en séquences de bits d'information.
- Codage source : cette étape se charge d'enlever la redondance dans les bits d'information et d'effectuer une compression des données.
- Codage canal : ce codage consiste à ajouter une redondance pour protéger les bits d'information contre des éventuels parasites introduits par le canal.
- Modulation binaire/M-aire : des symboles d'information sont générés suivant un alphabet donné (BPSK, QPSK, M-PSK, QAM-16...etc.), en modifiant l'amplitude et/ou la phase des symboles en fonction des paquets de bits d'information.
- Modulation OFDM : Modulation multi porteuses comprenant une conversion série/parallèle, une IDFT et une conversion parallèle/série.
- Insertion du préfixe cyclique ou du zeropadding : ajoute une redondance ou des zéros à chaque symbole OFDM permettant d'éviter l'interférence entre symboles OFDM utile et une égalisation simple du canal.
- Conversion numérique/analogique : le signal numérique est converti en un signal électrique analogique.
- Filtrage : le signal électrique bande de base est filtré afin de supprimer les répétitions du spectre obtenues lors de la conversion numérique/analogique.
- Transposition : la transposition en fréquence est effectuée pour porter le signal de la bande de base autour de la fréquence porteuse. Cette transposition est obtenue grâce à des mélangeurs et à un ou plusieurs oscillateurs locaux.
- Amplificateur de puissance : la puissance du signal est augmentée pour qu'il puisse résister à l'atténuation du canal.
- Antenne d'émission : le signal électrique est transformé en une onde électromagnétique en espace libre.

- Canal de propagation : le canal correspond à l'environnement physique dans lequel l'onde du signal se propage ; dans le cas des télécommunications mobiles, ce milieu est l'air. Il introduit plusieurs sortes de distorsions comme l'effet Doppler ou l'effet multi trajets.
- Antenne de réception : l'onde électromagnétique est transformée en un signal électrique. Mais l'antenne capte aussi du bruit thermique dont la puissance est proportionnelle à la bande passante de l'antenne.
- Amplificateur faible bruit : le signal qui a subi l'atténuation du canal est amplifié.
- Transposition : le spectre du signal qui est centré autour de la fréquence porteuse est ramené en bande de base. Cette transposition est obtenue grâce à des mélangeurs et à un ou plusieurs oscillateurs locaux.
- Filtrage : le signal électrique bande de base est filtré afin d'éviter le repliement spectral lors de l'échantillonnage effectué par la conversion analogique/numérique.
- Conversion analogique/numérique : le signal électrique analogique est converti en un signal numérique.
- Suppression du préfixe cyclique ou du zeropadding.
- Démodulation OFDM : l'opération duale de la modulation est réalisée grâce à la DFT.
- Estimation et Égalisation : la dispersion du canal est estimée grâce à des symboles connus du récepteur. Les symboles reçus affectés par le canal sont ensuite compensés.
- Démodulation M-aire/binaire : les symboles reçus sont reconvertis en paquets de bits.
- Décodage canal et décodage source : cette étape supprime les redondances ajoutées à l'émission et corrige certaines erreurs. Les données sont ensuite décompressées en insérant les redondances enlevées lors du codage source à l'émission.
- Informations : les données sont transformées de forme électrique en forme physique. Si les composants réalisant les fonctions analogiques sont idéaux, les données reçues correspondent aux données émises affectées uniquement par l'influence du canal de propagation. Lorsque le canal est connu, il est alors possible de récupérer les données émises grâce à l'égalisation de ce canal [16].

2.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM

2.7.1 Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- l'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalisation des porteuses.
- la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT.

- un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer la qualité de la transmission des données.
- l'OFDM permet une égalisation simple grâce à l'ajout du "préfixe cyclique" ou du "zero padding", même en présence de canaux multi trajets denses [16].

2.7.2 Les inconvénients de l'OFDM :

- l'orthogonalité des sous-porteuses est l'élément clef de la modulation OFDM. Le bruit de phase ou le désaccord en fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur (appelé offset fréquentiel) impliquent une perte d'orthogonalité entre sous porteuses et une forte dégradation des performances du système.
- si le récepteur OFDM est mal synchronisé temporellement, un phénomène d'interférence entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système global.
- les systèmes OFDM sont très sensibles au déséquilibre entre les voies I et Q des étages de transposition de fréquence de l'émetteur et du récepteur. Le déséquilibre IQ entraîne des interférences mutuelles entre paires de sous porteuses symétriques et implique une forte dégradation des performances du système global [17].

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la technique OFDM qui repose essentiellement sur l'utilisation de la paire (IFFT, FFT) pour la modulation donnée d'un préfixe cyclique. Les avantages de cette technique ont également été exposés.

Chapitre

3

Les Systèmes MIMO

Sommaire:

3.1	introduction	28
3.2	Modèle de canal MIMO	29
3.3	Capacité du canal MIMO	31
3.4	Architecture des systèmes MIMO	32
3.5	Les différents types de codage MIMO	34
3.6	Algorithme de décodages associés aux technique MIMO	35
3.7	Conclusion	37

3.1 Introduction

Multiple-Input Multiple-Output ou MIMO (« entrées multiples, sorties multiples » en français). Un brevet sur une méthode de communication sans-fil utilisant des antennes multiples a été déposé en 1984 par M. Jack Winters pour le compte de Bell Labs. En 1985, M. Jack Salz publia un article sur le MIMO basé sur les travaux de M. Winters. Par la suite, de 1986 à 1995, plusieurs auteurs ont rédigé des articles sur le sujet. En 1996, Greg Rayleigh et Gérard J. Foschini ont inventé de nouvelles approches accroissant l'efficacité du MIMO. Notamment, il a été démontré que la capacité du canal augmentait proportionnellement avec le nombre d'antennes.

Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur. La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande allouée au signal ni sa puissance d'émission.

De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité. Concrètement, plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Cela a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (en anglais Signal to Noise Ratio (SNR)) et donc du taux d'erreurs binaires. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les techniques de Diversité d'espace de fréquentielle et de temps [18].

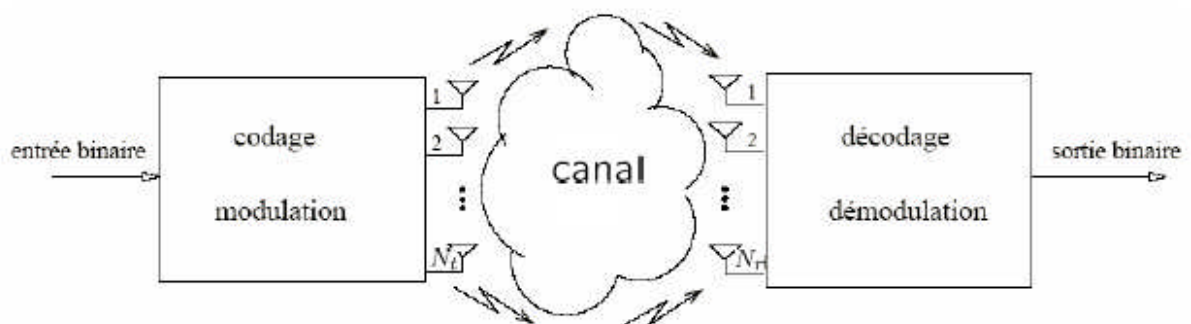


Fig. 3.1 – Schéma d'un système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système mono-émetteur (SISO), mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

En présence de réflecteurs, le signal émis par une antenne arrive sous plusieurs versions, retardées et atténuées, sur chaque antenne réceptrice. La somme de ces échos forme des interférences qui peuvent être soit constructives, soit destructrices (évanouissements). Si les antennes réceptrices sont suffisamment espacées, typiquement d'une demi-longueur d'onde, elles ne seront que rarement victimes d'évanouissements simultanés. Ceci facilite la récupération de l'information émise. Prenons par exemple une transmission SISO, avec des évanouissements de l'ordre de 20 à 40 dB [19]. Avec un système MIMO à seulement deux émetteurs et deux récepteurs, les évanouissements ne seront plus que d'environ 10 dB, soit un gain de 10 à 30 dB qui facilite grandement la réception.

Un autre intérêt des systèmes MIMO est de pouvoir utiliser toutes les techniques des transmissions SISO et toutes leurs formes de diversité. A cela s'ajoutent la diversité spatiale et le multiplexage spatial.

- La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes de réception distantes d'au moins la distance de cohérence du canal (distance minimale pour obtenir des évanouissements indépendants),
- Le multiplexage spatial consiste à séparer les données en plusieurs voies parallèles, qui sont alors émises simultanément sur les différentes antennes. La capacité du système s'en trouve améliorée sans augmenter la puissance à l'émission [18].

3.2 Modèle de canal MIMO

Considérons un système MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs. On suppose ici que le canal de transmission est non-sélectif en temps et en fréquence, ainsi le trajet entre la $m^{\text{ième}}$ antenne émettrice et la $n^{\text{ième}}$ antenne réceptrice est représenté par le coefficient d'atténuation complexe h_{nm}

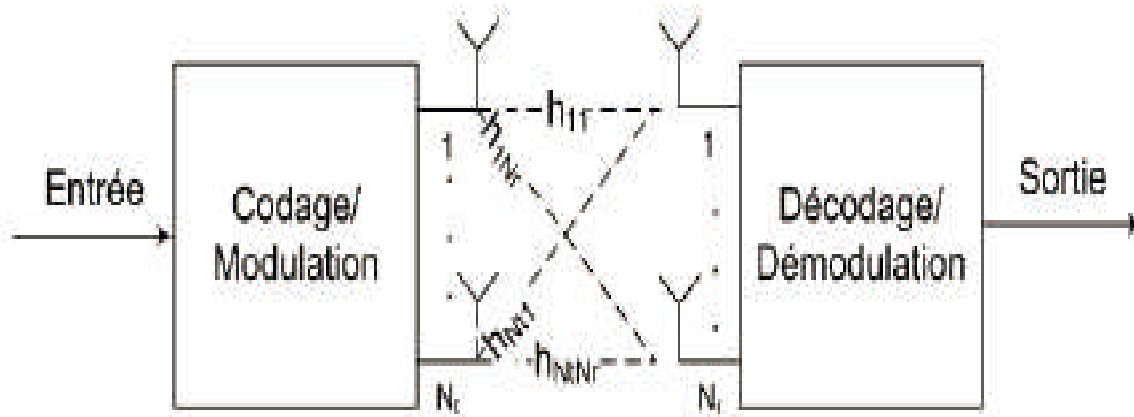


Fig. 3.2 – Schéma d'un système de transmission MIMO

On appelle $s_m(k)$ le signal transmis sur la $m^{\text{ième}}$ antenne à l'instant k , le symbole reçu sur la $n^{\text{ième}}$ antenne s'écrit alors [20]:

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} s_m(k) + b_n(k) \quad (3.1)$$

Où $\mathbf{b}_n$ représente un bruit additif.

En considérant l'ensemble des signaux reçus simultanément, cette relation peut s'écrire sous forme matricielle de dimension $N_t \times N_r$:

Avec

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}_s(k) + \mathbf{b}(k)$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{1N_t} \\ h_{Nr1} & h_{NrN_t} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{y} = (y_1 \dots \dots y_{N_r})^T$$

Par la suite on suppose que:

- les symboles transmis sont de puissance unitaire,
- le bruit additif est blanc, gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2
- le bruit et les symboles sont décorrélés, c.à.d. $E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = \mathbf{I}_{N_t}$, $E(\mathbf{s}\mathbf{b}^H) = 0$

3.3 Capacité du canal MIMO

Shannon a démontré qu'il existe un débit d'information en dessous duquel il est possible de transmettre avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible en utilisant un codage suffisamment élaboré. Au-dessus de ce débit, la probabilité d'erreur ne peut plus être annulée. Cette grandeur s'appelle la capacité du canal que nous notons C (en bit/s/Hz) [21].

On définit, dans le cas où la puissance des antennes émettrices est identique, la capacité instantanée du canal par l'expression :

$$C = \log_2 \left[\det (I_{N_r} + \rho/N_e H H^H) \right]; N_r \leq N_e \quad (3.2)$$

Où ρ est le rapport signal sur bruit.

Nous pouvons simplifier l'expression précédente en l'écrivant à partir des valeurs propres λ_k

de la matrice H ; elle devient alors:

$$C = \sum_{i=1}^p \log_2(1 + \lambda_i \rho/N_e) \quad (3.3)$$

Dans le cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission, les expressions précédentes deviennent:

$$C = \log_2 \left[\det (I_{N_r} + \rho/N_e H^H \cdot H) \right]; N_r \leq N_e$$

$$C = \sum_{i=1}^p \log_2(1 + \lambda_i \rho/N_e) \quad (3.4)$$

Les expressions précédentes permettent de calculer la capacité pour une réalisation particulière de la matrice de canal H . Cette capacité instantanée fluctue au rythme du canal. Aussi, on préfère définir une capacité moyenne du canal.

Le canal fluctuant de façon "aléatoire", la capacité instantanée C peut également être considérée comme une variable aléatoire. Nous définissons la capacité moyenne, C_{moy} , comme l'espérance de C pour toutes les réalisations du canal:

$$C_{\text{moy}} = E[c] = E \left[\log_2 \left[\det(I_{N_r} + \rho / N_e H H^H) \right] \right]; N_r \leq N_e$$

$$C_{\text{moy}} = E[c] = E \left[\log_2 \left[\det(I_{N_r} + \rho / N_e H^H H) \right] \right]; N_r > N_e \quad (3.5)$$

3.4 Architecture des systèmes MIMO

3.4.1 Architecture H-BLAST

Cette architecture horizontale découpe directement la chaîne d'information en N_t sous chaîne puis chacune est codée indépendamment. Après avoir été modulé, chaque sous chaîne est transmise simultanément par son antenne (fig3.3). La figure (3.4) fait ressortir cette architecture horizontale. Soit $(b_1, \dots, b_k)$; les bits d'information à transmettre et $(c_1, \dots, c_k)$ la 1^{er} chaîne de symboles codés par le 1^{er} codeur est transmise sur la 1^{er} antenne [20].

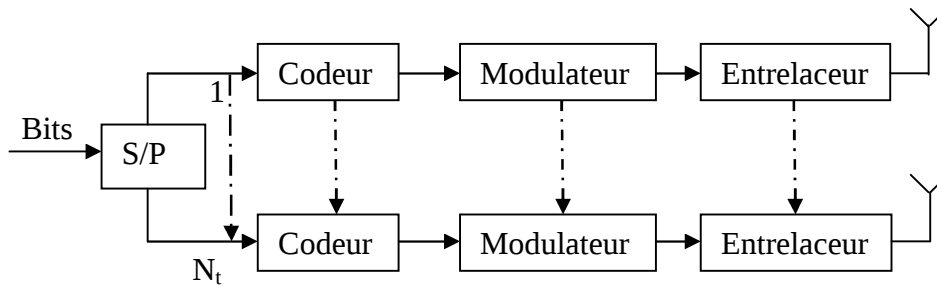


Fig 3.3 : architecture d'un émetteur H-BLAST

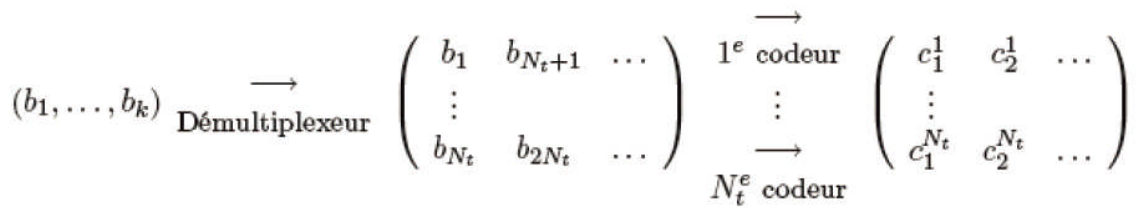


Fig 3.4 : schéma représentant le processus d'un émetteur H-BLAST

3.4.2 Architecture V-BLAST

L'architecture V-BLAST est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage. En effet, cette architecture verticale (fig 3.5) est simplement composée d'un démultiplexeur, permettant de diviser la chaîne binaire en N_t sous-chaîne munies chacune

d'un modulateur. Les sous-chaines de symboles résultantes sont ensuite transmises sur l'antenne qui leur est associée. Soit $(s_1, \dots, s_k)$ la 1^{ère} chaîne de symbole, la figure (3.6) représente le processus que subit la chaîne binaire [20].

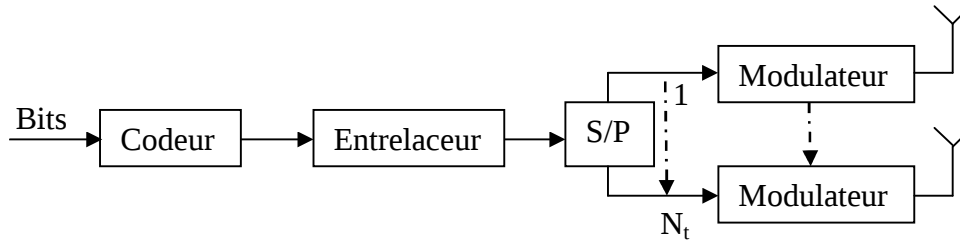


Fig 3.5: architecture d'un émetteur V-BLAST

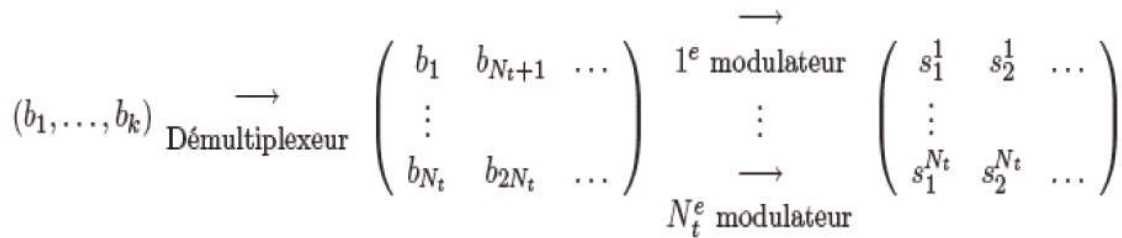


Fig 3.6: schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST

3.4.3 Architecture D-BLAST

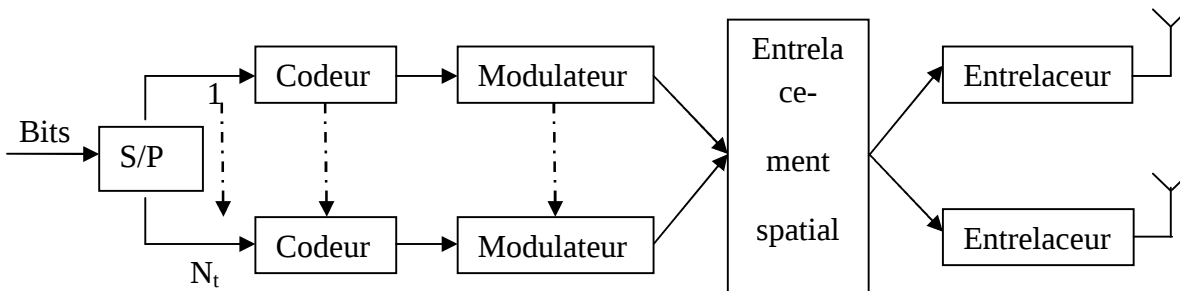


Fig 3.7: architecture d'un émetteur D-BLAST

Comparé aux autres structures, le D-BLAST possède une structure plus complexe (fig3.7). Comme pour l'H-BLAST, chaque sous-chaine est codée indépendamment, mais au lieu de transmettre les symboles d'une sous-chaine sur une même antenne, ils sont transmis successivement par chacune des N_t antennes. Dans cette architecture les symboles codés d'une sous-chaine occupent une diagonale de la matrice de transmission. Cette structure

permet de mieux résister aux atténuations du canal, cependant la complexité de son décodage la rend peu attrayante. La figure (3.8) fait ressortir la complexité de cette architecture verticale et son manque d'efficacité du à une partie nulle de la matrice ralentissant ainsi la transmission [20] :

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots \\ \vdots & & \\ c_1^{N_t} & c_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow{\text{Entrelacement spatial}} \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{N_t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{N_t} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{N_t}^1 & c_{N_t}^2 & \dots & c_{N_t}^{N_t} \end{pmatrix}$$

Fig 3.8: schéma représentant le processus d'un émetteur D-BLAST

3.5 Les différents types de codage MIMO

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés. Nous en citons quelques-uns comme les techniques de codage espace temps en treillis et de codage espace-temps en bloc [20].

3.5.1 Codes espace-temps en treillis (STTC)

Initialement le concept de codage espace-temps en treillis a été introduit par Tarokh, Seshadri et Calderbank dans leur papier de référence. L'émetteur est constitué d'un ensemble de registres à décalage et de fonctions algébriques générant un mot de code de N_t symboles transmis simultanément par le réseau d'émission. Le récepteur utilise communément un algorithme de Viterbi pour rechercher le chemin avec la métrique la plus faible, et donc le plus probable. Cette technique combine les avantages de la diversité spatiale avec ceux du codage en treillis. Cependant, l'inconvénient majeur des codes STTC est la complexité des algorithmes de décodage.

Afin d'éviter cette complexité de décodage, des codes espace-temps en bloc ont été proposés [22].

3.5.2 Codage espace-temps en bloc

Le codage espace-temps en bloc (en anglais Space-Time Bloc Coding) a été présenté, pour la première fois par Alamouti en 1998. Cette approche prend avantage des phénomènes

de propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code avec, au plus, deux antennes réceptrices. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom [21].

3.6 Algorithme de décodages associés aux technique MIMO

3.6.1 L'égaliseur de forçage à zéro (ZF)

L'égaliseur de forçage à zéro est une technique de détection par inversion de matrice. Cette technique consiste à appliquer au vecteur reçu une matrice d'égalisation W . le critère ZF a été proposé afin de garantir une élimination de l'ISI en sortie de l'égaliseur. La matrice W est alors égale au pseudo inverse de la matrice de canal:

$$W = (H^H H)^{-1} H^H$$

En présence d'évanouissements et de bruit, le critère ZF a pour effet d'augmenter le niveau de bruit ce qui dégrade les performances [20].

3.6.2 L'égaliseur minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE)

L'égaliseur MMSE est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, donnée par

$$\hat{W} = \arg \min_W E \left[\left\| W^H y - s \right\|^2 \right] \quad (3.6)$$

La matrice d'égalisation optimale est alors:

$$W = H^H \left(\frac{\sigma_b^2}{\sigma_s^2} I_{N_r} + H H^H \right)^{-1} \quad (3.7)$$

Avec

$$E \left[bb^H \right] = \sigma_b^2 I_{N_r} \text{ et } E \left[ss^H \right] = \sigma_s^2 I_{N_t}$$

En présence de bruit, la matrice à inverser est toujours définie positive et donc inversible. Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF mais ces deux égaliseurs deviennent équivalents en l'absence de bruit [23].

3.6.3 L'égaliseur à annulations successives d'interférence ordonnées

Les égaliseurs ZF et MMSE n'étant pas toujours satisfaisants: le premier est sensible au bruit et le second n'élimine pas toute l'ISI. Ainsi, Golden et Foschini ont proposé dans un algorithme basé sur un critère ZF ou MMSE à retour de décision afin de décoder les codes BLAST.

Le principe de cet algorithme appelé OSIC est le suivant : la contribution du symbole s qui vient d'être détecté est soustraite du vecteur reçu, ce qui donne un vecteur contenant moins d'interférence. L'ordre dans lequel sont détectés les symboles joue un rôle important sur les performances du système.

Le symbole transmis sur la voie de données ayant la plus forte puissance est décodé en premier. Une fois décodé, sa contribution est annulée sur le vecteur reçu, l'opération est ensuite répétée jusqu'à l'obtention de tous les symboles transmis. Les notations utilisées dans l'algorithme sont les suivantes:

– $(G_i)_j$ est la $j^{\text{ème}}$ ligne de G_i .

– Les K_i représentent l'ordre de détection des symboles.

– Q symbolise le processus de quantification.

– H_{k_i} est la matrice de canal H annulée des contributions des k_i premiers émetteur, c.à.d. que les colonnes $k_1, \dots, k_i$ de H ont été remplacées par des zéros.

3.6.4 L'égaliseur à maximum de vraisemblance

L'égaliseur ML est optimal en termes de BER. Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus, afin de sélectionner le plus vraisemblable d'entre eux:

$$S = \arg \min (y - Hs)^2$$

La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états M de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer M^{N_t} solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus [20].

3.6.5 Le décodage par sphère

Le décodeur par sphère est un algorithme qui permet d'approcher les performances du décodeur ML tout en réduisant la complexité. Le principe de cet algorithme est de se placer au niveau du signal reçu y et de chercher le point le plus proche parmi un réseau de point à l'intérieur d'une sphère de rayon « racine de R ». Cela permet de restreindre le domaine de recherche par maximum de vraisemblance et donc la complexité.

En effet, seuls les points du réseau situés à moins de la distance « racine de R » du signal reçu sont considérés. Le choix de la valeur de R est donc crucial [20].

3.7 Conclusion

Le MIMO est une technique utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux mobiles permettant des transferts de données à plus longue portée et à plus grande vitesse qu'avec des antennes utilisant la technique SISO (Single-Input Single-Output) où la capacité du canal augmente proportionnellement avec le nombre d'antennes.

Chapitre

4

Sommaire

4.1. Introduction.....	38
4.2. WirelessMAN-OFDM.....	38
4.3. La chaine d'émission.....	41
4.4. La chaine de réception.....	47
4.5. Le modèle du canal de propagation.....	50
4.6. Le simulateur.....	51
4.7. Représentations des courbes BER en fonction du E_b/N_0	51
4.8. Conclusion.....	69

4.9. Introduction :

Au cours du premier chapitre, les principales notions nécessaires pour mener à bien notre étude ont été présentées et détaillées. Les différentes versions du standard IEEE 802.16 ont été également présentées. Parmi ces versions, nous nous sommes intéressés notamment à la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet de ces travaux de modeste projet.

Dans ce chapitre, un système de communications numériques basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d sera caractérisé à travers des simulations réalisées sur Matlab.

Tout d'abord, les spécifications de la couche PHY WirelessMAN-OFDM relative à la norme utilisée seront étudiées. Cela permettra de définir et de comprendre l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système.

Notons que la norme IEEE 802.16d ne fournit aucune recommandation concernant les algorithmes et les techniques régissant la réception des signaux WIMAX. Les blocs constituant la chaîne de réception seront donc choisis pour garantir de bonnes performances avec une complexité moindre.

La caractérisation de ce système se fera, ensuite, à travers une évaluation de ses performances dans un canal (AWGN, Rice et Rayleigh, etc...). Ainsi, l'efficacité des algorithmes implémentés pourra être vérifiée.

4.10. WirelessMAN-OFDM

4.2.1 Structure des symboles

Comme nous l'avons expliqué au chapitre précédent, l'OFDM est une technique de transmission du signal qui consiste à utiliser de multiples sous-porteuses orthogonales pour transmettre les symboles utiles et donc de s'affranchir en partie des problèmes liés à la propagation des ondes et ainsi améliorer l'efficacité du spectre du signal [24].

Cette technique apparaît alors comme une solution pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multi-trajets) comme les canaux radio sans-fil. Un canal multi-trajet présente, en effet, une réponse fréquentielle qui n'est pas constante sur toute la bande passante mais qui possède suivant les fréquences des gains et des déphasages dus aux échos et autres réflexions liés à l'environnement entre l'émetteur et le récepteur. Un débit important implique une bande passante étendue, de ce fait, il y a plus de chance que cette bande couvre une partie du spectre comportant des perturbations. Le canal est alors dit "sélectif" en fréquence. Pour contrer cela, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut-être considérée comme non sélective (plate) [25].

Ainsi, pour ces sous canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a une perturbation, seulement une partie de l'information sera perdue et pourra même être récupérée au moyen d'un codage correcteur d'erreur. On parle alors d'OFDM encode (COFDM). L'idée est d'utiliser un codage qui consiste à lier des éléments d'information suffisamment éloignés statistiquement en temps et en fréquence [25].

Dans le domaine fréquentiel, le nombre total de sous-porteuses utilisées est noté N_{FFT} . Celles-ci sont réparties de la façon suivante :

- des sous-porteuses utiles : pour transmettre les données (N_u).
- des sous-porteuses pilotes : pour obtenir les informations sur le canal (N_p).
- des sous-porteuses à valeurs nulles (pas de signal transmis) : utilisées pour les intervalles de garde et le DC. La couche PHY WirelessMAN-OFDM relative à la norme 802.16, stipule l'utilisation de 256 sous-porteuses (N_{FFT}). Cependant 200 sous-porteuses sont réellement utilisées, les 56 autres servant pour les intervalles de garde afin d'éviter les recouvrements entre canaux adjacents (porteuses non utilisées). Parmi les sous-porteuses utilisées, 8 sont des sous porteuses pilotes (N_p) et les 192 autres (N_u) sont réellement utilisées pour la transmission des données (Figure 4.1) [26].

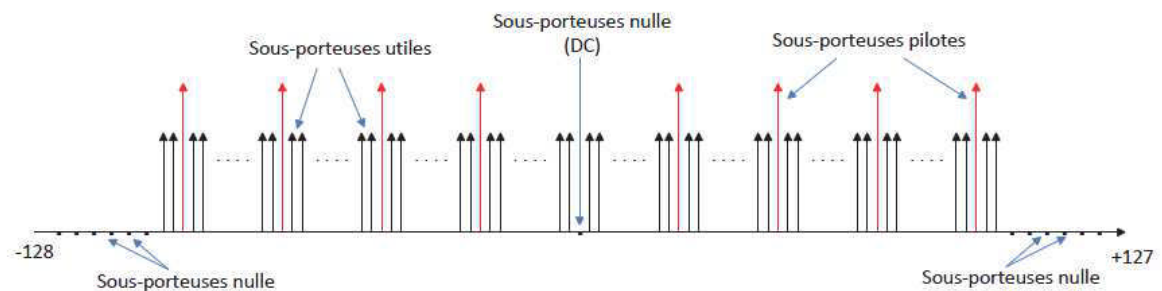


Fig 4.1 : Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM

La durée du préfixe cyclique est une valeur paramétrable (un ratio du temps symbole OFDM) qui peut prendre les valeurs suivantes : $G = 1/4$; $1/8$; $1/16$; $1/32$. Plus le canal présentera un nombre de trajets importants et espacés dans le temps, plus le préfixe cyclique devra être grand. L'augmentation de la durée du préfixe cyclique se fait au détriment du débit réel de la transmission. Dans la bande licenciée, les canaux peuvent avoir les largeurs de bande passante (BW) suivantes : 1,75MHz ; 2.5MHz, 5MHz ; 7MHz et 14MHz. Le facteur d'échantillonnage est généralement de $8/7$. Typiquement pour un canal de 7MHz, cela correspond à une fréquence d'échantillonnage de 8MHz. Ainsi la durée d'un symbole n'est pas la même suivant la largeur du canal et la longueur du CP mais est comprise entre $16,5\mu s$ ($BW = 14\text{MHz}$ et $G=1/32$) et $160\mu s$ ($BW = 1,75\text{MHz}$ et $G = 1/4$) [24].

4.2.2 La structure des trames

La couche PHY dans le standard est également en charge de l'attribution de *slots* ainsi que de la formation des trames. Un *slot* est le quantum de ressource temps/fréquence, il s'agit de la plus petite partie de ressource qu'il puisse être allouée à une station. Un *slot* est constitué de 1, 2 ou 3 symboles OFDM dans un sous-canal donné. Une salve d'émission est constituée d'un ou plusieurs *slots* temps fréquence contigus (en temps ou en fréquence) qui définissent alors une région de données.

Cette couche physique supporte les deux modes de duplex FDD et TDD, cependant il semble que le TDD tende à s'imposer car, utilise plus fréquemment, ses mécanismes n'en sont que mieux déterminés. Les deux modes de duplex utilisent des salves de transmission suivant des mécanismes de fonctionnement qui vont être détaillés. Quel que soit le mode de duplex, WiMAX utilise la technique de multiplexage par division de temps afin de garantir le succès pour la réception des *slots*. Ainsi, chaque trame est divisée en deux sous-trames, une pour la partie montante et l'autre pour la partie descendante. Dans chacune de ces sous-trames sont alors allouées conformément à une cartographie précise, les *slots* temporels pour chacun des nœuds ayant manifesté un besoin de bande passante [25].

Dans la sous-trame descendante chaque burst correspond à un profil (type de modulation et codage utilisé). L'ordonnancement des bursts dans la trame se fait de la modulation la plus robuste vers la moins robuste, ainsi l'ordre de transmission des bursts est le suivant : QPSK, 16QAM, 64QAM. La modulation BPSK est également utilisée mais seulement pour les sous-porteuses pilotes qui sont transmises avec une puissance supérieure de 3 dB par rapport aux autres sous-porteuses afin de faciliter leurs détections [24].

La partie montante est constituée d'une partie de maintenance et de contention pour la demande de bande passante suivie des accès multiples des nœuds vers la station de base. Une portion sert également de canal d'adaptation permettant aux stations désirant entrer sur le réseau d'ajuster leur puissance et de se synchroniser en temps et en fréquences. Chaque salve est précédée d'un préambule permettant la synchronisation du récepteur (BS) avec l'émetteur (SS).

Les trames WiMAX permettent ainsi d'obtenir une variété importante de salves montantes ou descendantes qui peuvent varier suivant les besoins de l'utilisateur, la charge du réseau, les conditions de propagation et la qualité de service mise en place. La longueur de ces trames est également variable de 2 à 20 ms dans le standard de l'IEEE, cependant le système de profil WiMAX ne prévoit pour l'instant que les trames de 5 ms [25].

4.11. La chaîne d'émission

L'élément d'entrée de notre chaîne est un train binaire qui peut correspondre soit à des données spécifiques à émettre ou bien à des données générées aléatoirement (Figure 4.2).

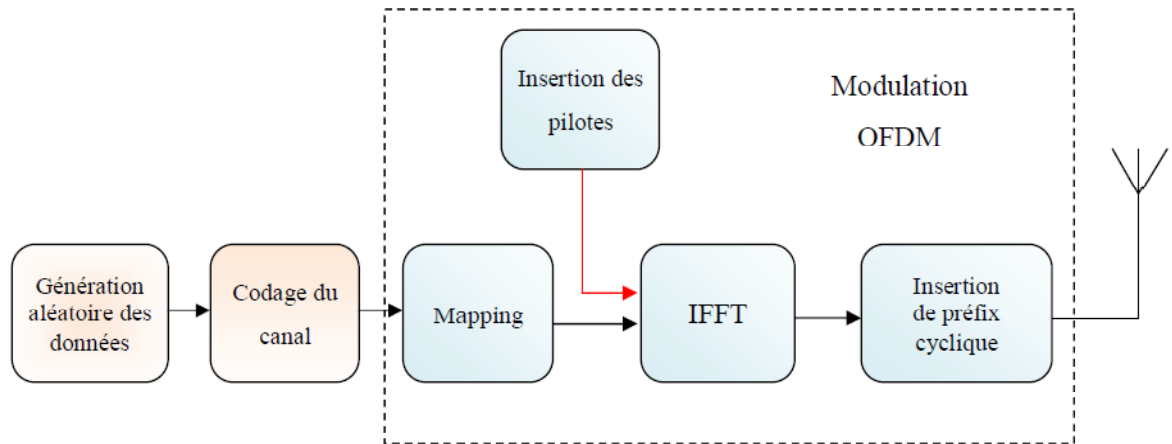


Fig 4.2 : Chaîne d'émission [26].

4.3.1 Le codage du canal

Le codage de canal, introduit à l'émission avant le modulateur OFDM, permet de prévenir les données contre les erreurs en les arrangeant différemment et en introduisant de la redondance. Selon la norme IEEE 802.16d, le processus de ce codage est la concaténation d'une fonction d'embrouillage, de codage correcteur d'erreurs et d'entrelacement comme montre la figure 4.3 [26].

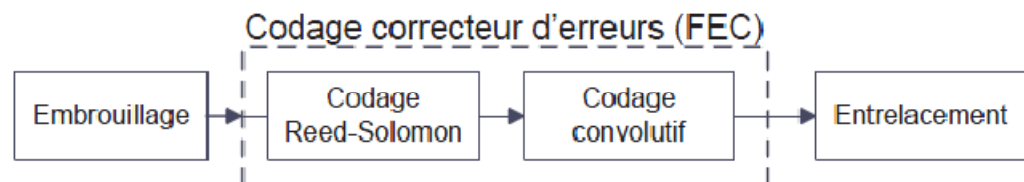


Fig 4.3. Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d.

Ce processus de codage est flexible grâce au poinçonnage du signal qui permet de mettre en place différents taux de codage. Cela garantit aux abonnés une protection optimale contre les erreurs en fonction du degré de perturbations qu'amène le canal de propagation. En effet, l'abonné transmet les informations relatives au canal à la BS qui choisit un taux de codage approprié et l'applique aux données en voie descendante.

Ainsi, un utilisateur se trouvant, à un instant donné, dans un environnement riche en éléments perturbateurs se verra attribué une meilleure correction d'erreurs qu'un autre se

trouvant dans de meilleures conditions de propagation. Dans la suite, chacun des blocs de codage sera présenté et son fonctionnement détaillé [24].

4.3.1.1 L'embrouillage

Les modulations employées pour transmettre un signal sans fil fonctionnent à une condition : le signal émis doit pouvoir être considéré comme aléatoire. Or, le signal, du fait notamment des en-têtes présents sur le réseau de manière récurrente, n'est pas réellement aléatoire. Il faut donc "mélanger" les bits présents dans une trame afin de leur donner un aspect aléatoire. C'est le rôle de l'embrouilleur. L'émetteur va donc utiliser un code d'embrouillage et le récepteur, lui, va appliquer le code inverse afin de retrouver la trame originale [27].

L'embrouilleur a pour but d'éliminer les longues séquences de '0' ou de '1' que peut contenir la séquence d'entrée. Cela créerait une raie DC à forte énergie qui perturbera le fonctionnement des amplificateurs utilisés dans le système. Un signal connu qui possède cette caractéristique est le bruit qui par nature est aléatoire et donc une énergie uniformément répartie (Figure 4.4).

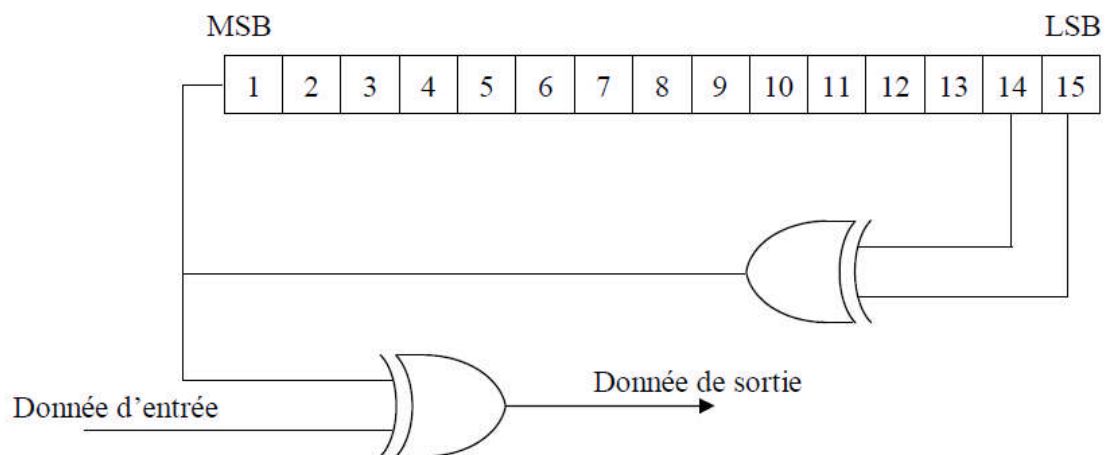


Fig 4.4 : Principe de l'embrouillage

4.3.1.2 Codage correcteur d'erreurs

Le codage correcteur d'erreurs (en anglais FEC pour Forward Error Correction) consiste en un code en blocs de type Reed-Solomon suivi d'un code convolutif.

1. Codage Reed-Solomon :

Le code de Reed-Solomon, noté RS (n, k, t) , est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de k symboles de l bits en un mot de n symboles de l bits en ajoutant $2t = (n-k)$ symboles de redondance (Figure 4.5) [24,26]. Ainsi n , k et t peuvent être définies de la manière suivante :

- n : le nombre de symboles après codage.
- k : le nombre de symboles avant codage.
- t : le nombre de symboles pouvant être corrigés.

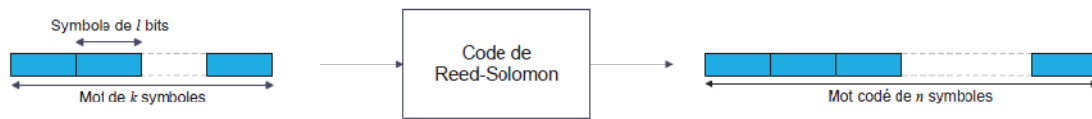


Fig 4.5 : Principe du code de Reed-Solomon.

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r = k/n$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur $1/r$. La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ($n = 255$, $k = 239$, $t = 8$) utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments noté $GF(2^8)$ [24,26]. Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés :

- Un polynôme dit primitif permettant de générer les symboles codés. Il s'écrit :

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

- Un polynôme dit générateur de code permettant de calculer les symboles de parité. Il s'écrit : $g(x) = (x+l_0)(x+l_1)(x+l_2)...(x+l_{2t-1})$ avec l l'élément primitif du corps de Galois.

Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné.

Quand un paquet est raccourci à k symboles, un préfixe de $239-k$ symboles nuls est ajouté au paquet et une fois le processus de codage terminé, ces symboles codés sont supprimés.

Quand la fonction de poinçonnage est appliquée sur un mot du code pour corriger t symboles, seuls les $2t$ symboles de parité parmi les 16 sont utilisés. Ce fonctionnement est illustré dans la figure ci-dessous [24] :

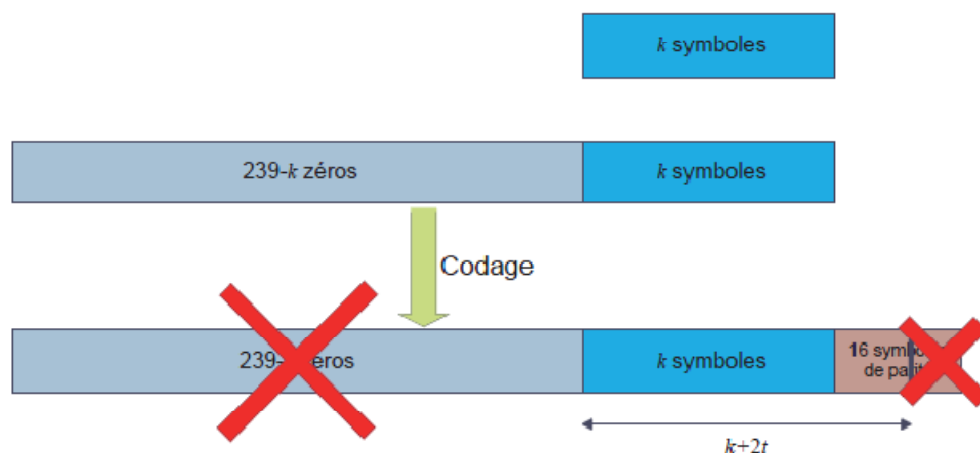


Fig 4.6 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon

2. Codage Convolutif :

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage Convolutif (Figure 4.7). Les codes convolutif forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreur, et ont les mêmes caractéristiques que les codes en bloc sauf qu'ils s'appliquent à des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles de code.

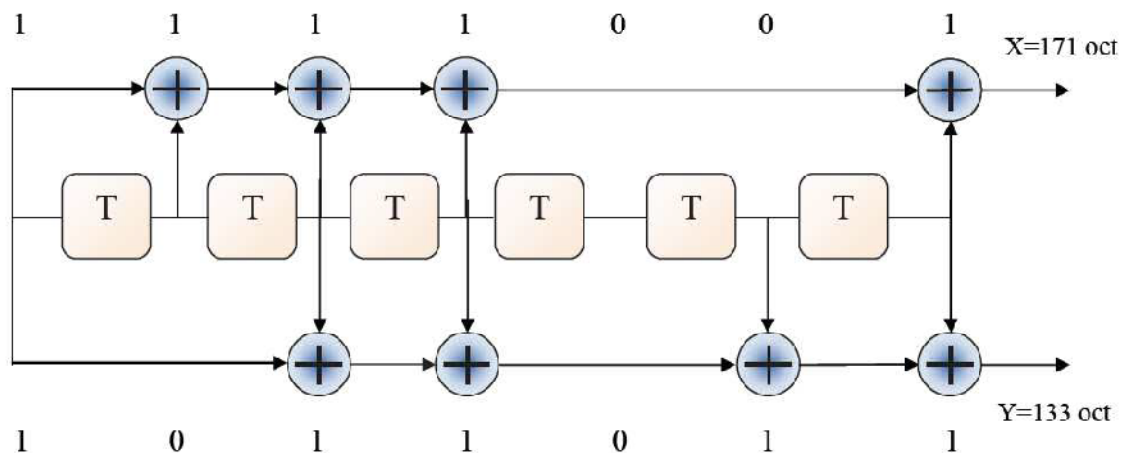


Fig 4.7 : Principe du codeur Convolutif de taux $\frac{1}{2}$ [26]

Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$G1 = 171_{\text{OCT}}$ pour X

$G2 = 133_{\text{OCT}}$ pour Y

Chaque bloc en sortie du codeur RS doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de $\frac{1}{2}$ et ayant une longueur de contrainte 7. Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur [26].

Dans le cas d'un rendement $\frac{3}{4}$, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels. Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$ et $\frac{5}{6}$ [26].

Le profil d'un burst est formé par l'association d'une des modulations disponibles et un codage correcteur d'erreurs avec un certain taux. Le tableau suivant résume les différentes configurations pouvant être affectées aux bursts

Modulation	Taux de codage	Code RS (octets)	Code CC
BPSK	1/2	(12,12,0)	1/2
QPSK	1/2	(32,24,4)	2/3
QPSK	3/4	(40,36,2)	5/6
16QAM	1/2	(64,48,8)	2/3
16QAM	3/4	(80,72,4)	5/6
64QAM	2/3	(108,96,6)	3/4
64QAM	3/4	(120,108,6)	5/6

Tableau 4.1 : Les schémas de codage et de modulation dans la norme IEEE 802.16d.

4.3.1.3 L'entrelacement :

L'entrelacement est né du constat qu'une perturbation n'est en général pas ponctuelle dans le temps mais a tendance à affecter un certain nombre de bits consécutifs transmis (burst d'erreurs). De ce fait, si plusieurs bits consécutifs sont affectés par la perturbation, le code généré par le codeur ne sera plus suffisant pour retrouver le message de départ. Il faut donc disperser les bits consécutifs afin d'éviter qu'ils soient soumis à une même perturbation. C'est là le rôle de l'entrelaceur. Cet entrelaceur peut être implémenté de manière logicielle ou matérielle [27].

La plupart des codes correcteurs d'erreurs sans voie de retour ne peuvent être utilisés avec des paquets d'erreurs. Donc la technique d'entrelacement par bloc qui fonctionne sur un bloc entier de bits en même temps, permet de répartir de façon aléatoire les erreurs en paquet. A l'émetteur, les bits codés sont permutés d'une certaine manière permettant, que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Au récepteur, une permutation inverse est faite avant le décodage. Ceci est appelé le désentrelacement.

L'inconvénient de l'entrelacement est que le décodeur doit attendre le remplissage du désentrelaceur. Ceci cause un délai proportionnel à la taille de l'entrelacement. Deux types d'entrelacement par bloc existent, l'entrelacement par bit et entrelacement par symbole [28].

La profondeur d'entrelacement pour chaque type de modulation est montrée ci-dessous :

Type de modulation	profondeur de l'entrelaceur
BPSK	48 bits
QPSK	96 bits
16QAM	192 bits
64QAM	288 bits

Tableau 4.2 : Profondeur d'entrelacement pour chaque type de modulation.

Les données reçues par l'entrelaceur sont permutées à deux reprises. La première permutation répartit les bits codés adjacents sur des sous-porteuses non-adjacentes. La seconde répartit les bits codés de telle façon qu'ils soient affectés, alternativement, à des points plus ou moins significatives de la constellation utilisée dans le but d'éviter des suites de '0' ou de '1' [24].

4.3.2 La modulation

Le choix du type de la modulation numérique dépend en général de deux conditions essentielles. La première est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. La deuxième est reliée à la possibilité de transmettre un signal par voie hertzienne ou de partager un canal de communication [28].

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation. La norme IEEE 802.16d définit l'utilisation de plusieurs modulations : BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM. La modulation BPSK est utilisée uniquement pour les symboles pilotes [24]. Les constellations de ces modulations sont décrites sur la figure suivante :

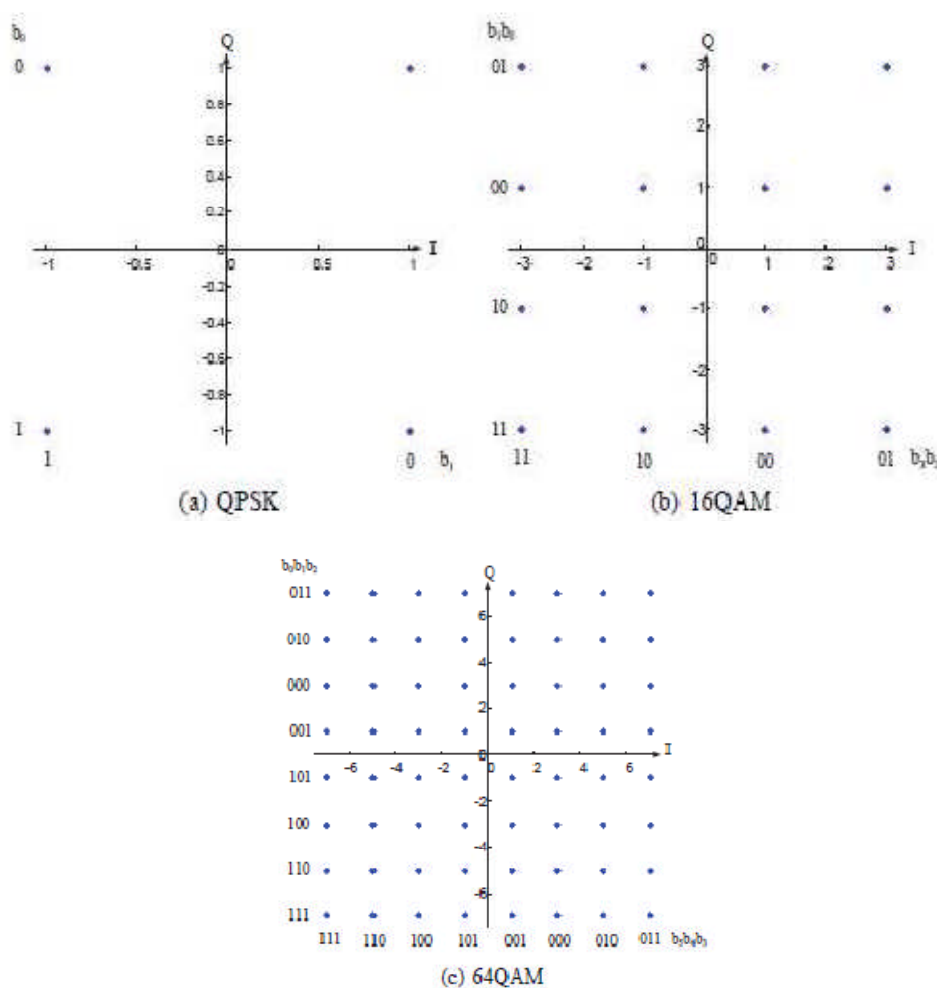


Fig 4.8 : Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.

4.3.3 IFFT

Une fois les symboles OFDM assemblés, ils passent par le bloc de conversion de série à parallèle qui permet de les mettre sous une forme adéquate pour passer dans le bloc IFFT. Ce bloc assure la modulation OFDM.

Il applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Après cela, les symboles OFDM sont reconvertis en série. [26]. L'équation (4.1) détermine sa

$$S_n = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{FFT}}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{FFT}}-1} C_k \cdot e^{j2\pi k \frac{n}{N_{\text{FFT}}}} \quad n = 0, \dots, N_{\text{FFT}} - 1$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- C_k le symbole modulé sur la sous-porteuse k
- N_{FFT} la taille de la FFT

Après avoir passé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Une partie de chaque symbole OFDM est recopiée au début de ce même symbole.

Dans notre cas, nous choisirons un CP de longueur 1/4 ce qui correspondra à 64 symboles à recopier de la partie utile du symbole [26].

4.12. La chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant les fonctions duales à celles, effectuées en émission : le bloc de démodulation et le bloc de décodage.

Le bloc de démodulation a pour tâche d'associer les informations d'amplitude et de phase à un groupe de bits. Il s'agit de l'opération inverse de la modulation.

L'opération de décodage suit les règles précédemment citées (permutations, décodeur Viterbi pour le codage convolutionnel, décodage RS) [24].

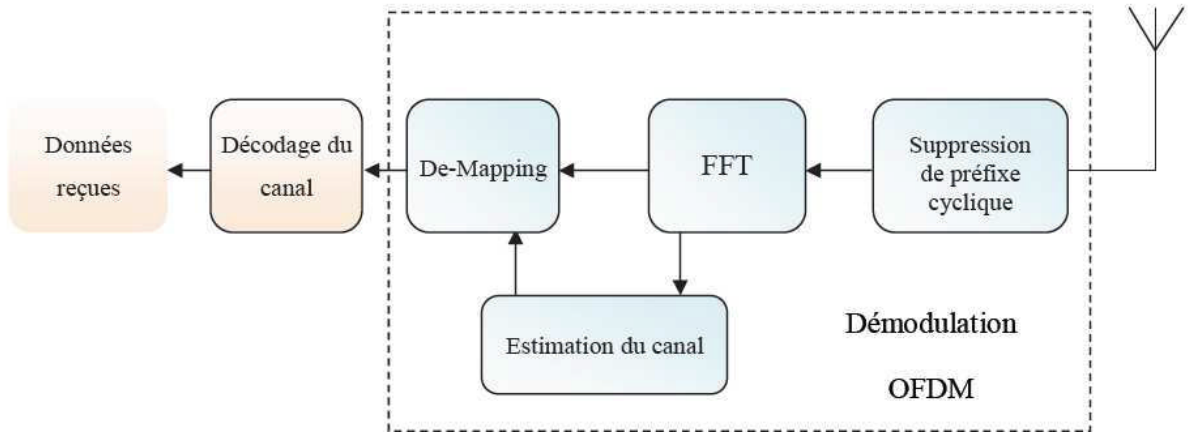


Fig 4.9 : La chaîne de réception.

4.4.1. Démodulation OFDM

La démodulation permet d'estimer les données binaires envoyées préalablement à partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit. L'estimation se fait à l'aide du critère de la distance Euclidienne minimale. Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances Euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation. Le point de la constellation qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu est retenue comme étant l'estimation du symbole émis. Ainsi dans cette étape on parviendra à La suppression de préfixe cyclique qui consiste à supprimer la copie de la fin du symbole qui était ajoutée à l'émission pour éliminer les interférences entre symboles [24].

4.4.1.1. FFT :

A la sortie du bloc de la suppression de préfix cyclique, les données sont remises en Parallèle puis passés dans le bloc FFT.

Contrairement à l'IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel [29].L'équation (4.2) determine la FFT :

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} y_n e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}}$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel).
- y_n le symbole reçu à l'instant $n.T_s$.
- N_{FFT} la taille de la FFT.

4.4.1.2. Désassemblage :

Ce processus permet d'extraire les données utiles ainsi que les pilotes des symboles OFDM. Les données présentes sur les porteuses nulles sont relevées pour servir à l'estimation de la variance du bruit.

4.4.1.3. Estimation de canal et égalisation :

A la réception, pour le pilote sur le canal n , on va lire : $Y_n = H_n X_n + B$, X_n étant le symbole connu émis, Y_n le symbole reçu, H_n le coefficient d'atténuation du canal et B le bruit.

Pour estimer le coefficient du canal n , il suffit de calculer (en complexe) :

$$H_n = Y_n / X_n \quad (4.3)$$

Pour chaque pilote, on va obtenir une estimation du canal. Par interpolation, on va déduire les coefficients d'atténuation H_i pour les valeurs entre les pilotes. Une fois que l'on a obtenu tous les H_i , il suffit de corriger les valeurs Y_i à la sortie de FFT.

Le SNR n'est pas amélioré, car le bruit est amplifié en même temps que le signal. En cas de zéro sur une porteuse, la correction n'a plus un grand sens [26].

La figure suivante montre les diagrammes de constellation des données avant et après l'égaliseur.

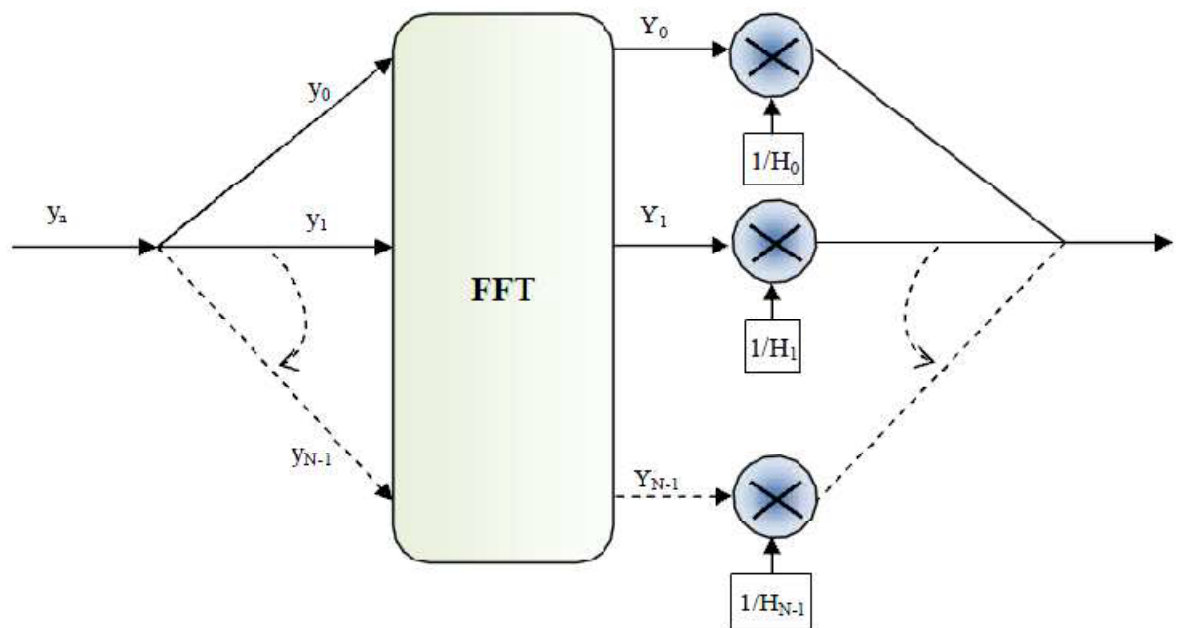


Fig 4.10 : Principe de l'égalisation.

4.4.2. Décodage de canal :

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission des données.

Elle comporte les fonctions de désentrelacement, de décodage correcteur d'erreurs et de désembrouillage (Figure 4.11) [1].

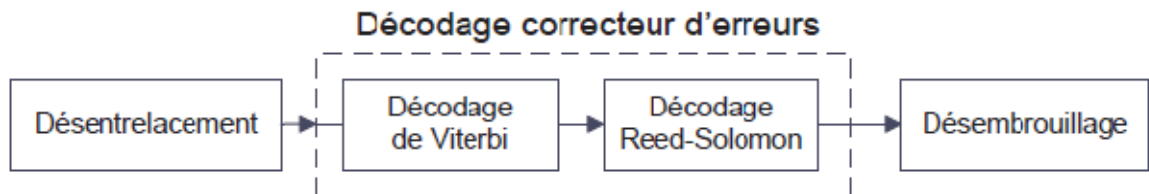


Fig 4.11 : Décodage de canal.

4.4.2.1 Désentrelacement :

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement. Cette fonction comporte, également, deux permutations. Pour un bloc de bits reçus de taille N_{cbps} soit j l'indice d'un bit reçu avant la première permutation, m_j l'indice du même bit avant la seconde permutation et après la première permutation et k_j son indice après la seconde permutation [24].

4.4.2.2 Décodage correcteur d'erreurs :

1) Décodage de Viterbi :

Le décodage de Viterbi est la fonction duale au codage convolutif appliqué à l'émission. Il se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance pour hercher le chemin optimal entre le symbole reçu à un instant t et l'état du codeur lui correspondant au même instant.

2) Décodage de Reed-Solomon :

Le décodeur RS inverse l'effet du processus de codage effectué à l'émission. En effet, ce décodeur accepte un paquet de taille n en l'entrée pour en ressortir un autre de taille k . De même que le codeur RS, $n = 255$ et $k = 239$ [24].

4.4.2.3 Désembrouillage :

A l'aide du même mécanisme que la fonction d'embrouillage, le processus de désembrouillage permet de remettre les bits dans l'ordre dans lequel ils se sont présentés à l'entrée du système. A la sortie de ce bloc, le TEB est calculé en comparant les bits résultants aux bits initialement émis.

4.13. Le modèle du canal de propagation :

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fil : l'émetteur, le récepteur et le support de propagation de l'onde électromagnétique. Ce support est désigné par le terme "Canal de Propagation". Ce canal peut être présenté sous la forme

d'un ensemble de phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur.

L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [25].

Le canal choisi dans ce travail c'est AWGN (ajoute bruit gaussien).

4.14. Le simulateur :

Le but du simulateur réalisé est d'évaluer et de valider les performances du système WIMAX dans différents modèles de canaux à travers la caractérisation du BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio).

Le BER est calculé, pour un SNR donné, à partir de l'équation suivante :

$$\text{BER} = N_e/N \quad (4.4)$$

4.15. Représentations des courbes BER en fonction du $E_b N_0$

Dans cette partie nous allons vous exposer les différentes courbes résultantes de notre travail de simulation pour tous les types de modulation et de codage comme ils sont spécifiés dans la norme WIMAX.

4.7.1 Les modulations :

Le tableau 4.3 précédent présente les différentes modulations utilisées.

Maintenant on choisit les différents profils de modulation en gardant le même préfixe cyclique ($G=1/4$), la même bande passante (5MHz) et le même type du canal.

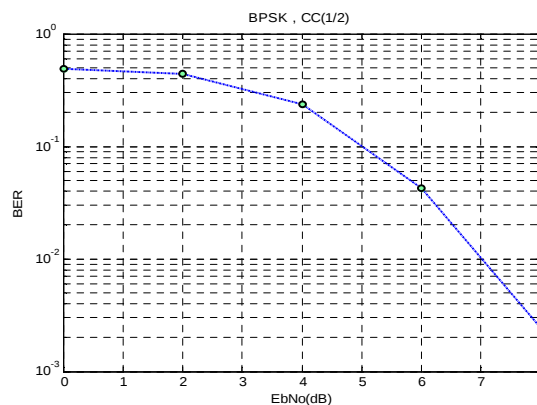


Fig 4.12 : BER vs. E_b/N_0 pour BPSK, cc 1/2, non RS.

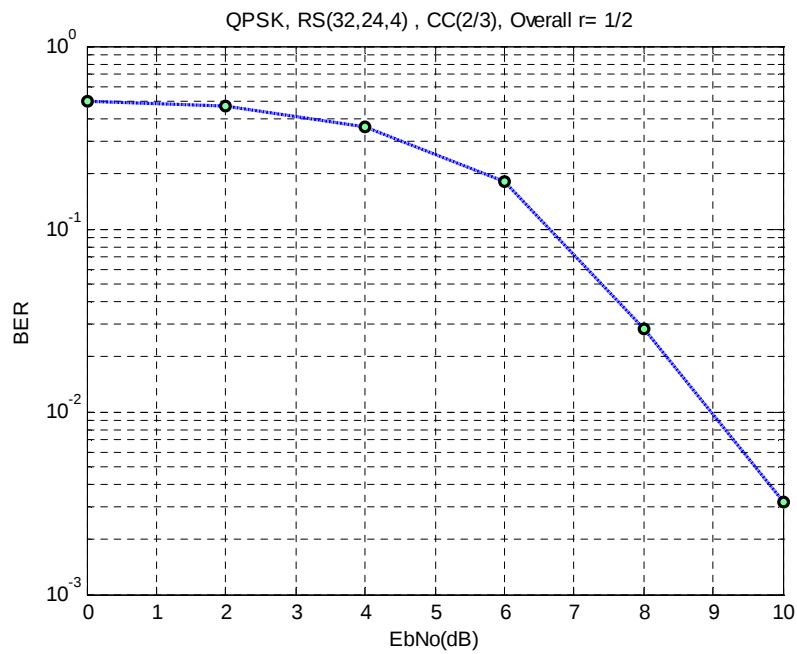


Fig 4.13 : BER vs. E_b/N_0 pour QPSK RS (32, 24,4), CC (2/3).

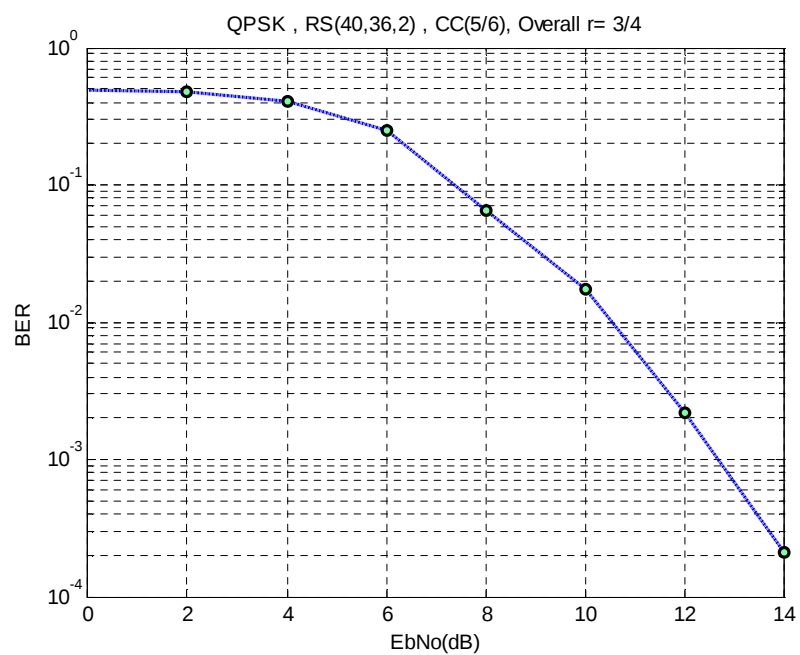


Fig 4.14 : BER vs. E_b/N_0 pour QPSK RS (40, 36,2), CC (5/6)

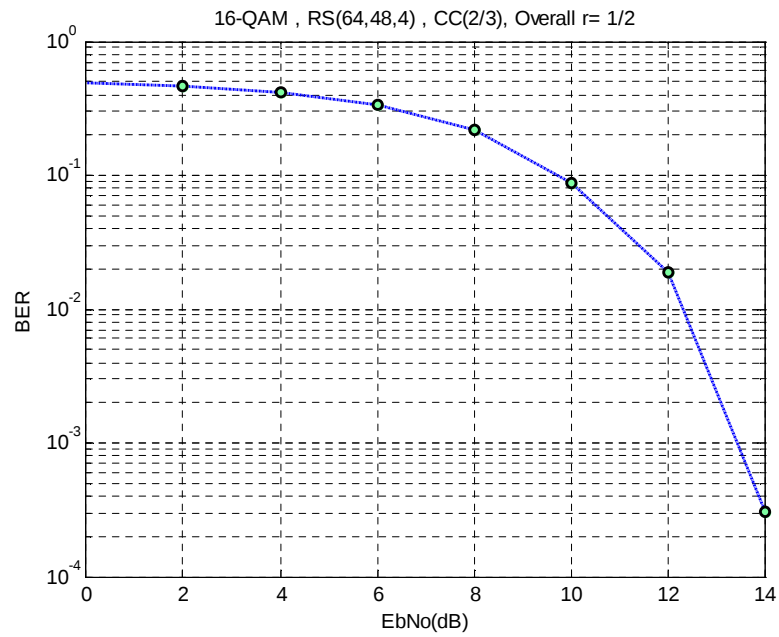


Fig 4.15 : BER vs. E_b/N_o pour 16-QAM RS (64, 48,4), CC (2/3).

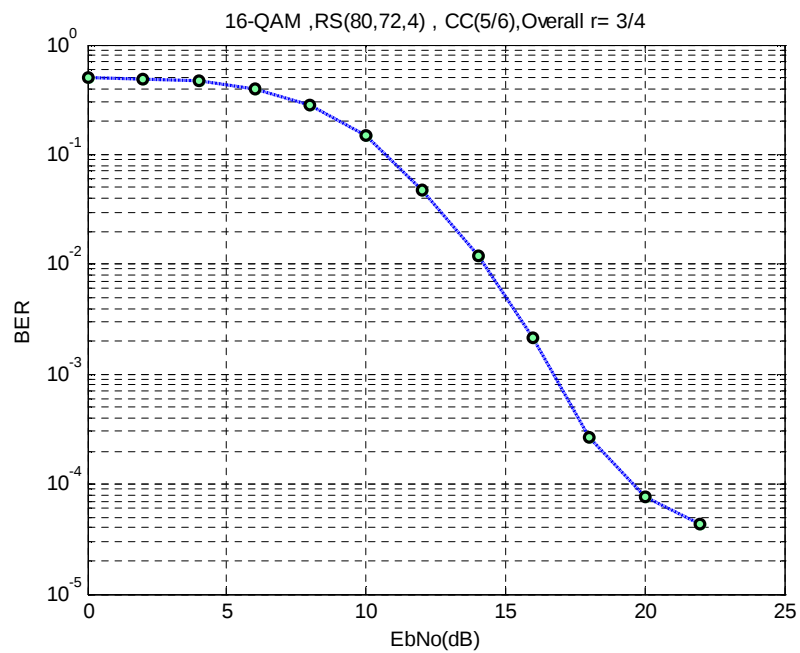


Fig 4.16 : BER vs. E_b/N_o pour 16-QAM RS (80, 72,4), CC (5/6).

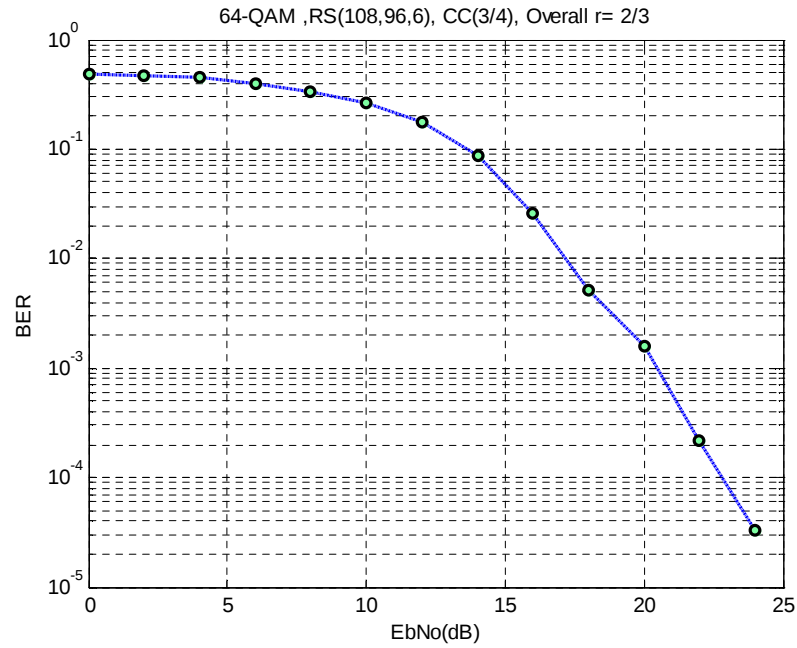


Fig 4.17 : BER vs. E_b/N_o pour 64-QAM RS (108,96 ,6), CC (2/3).

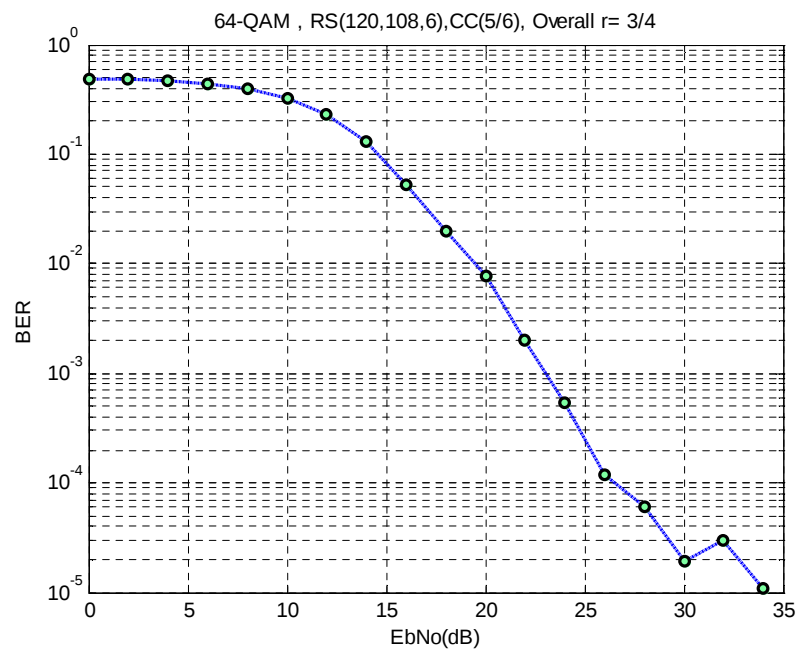


Fig 4.18: BER vs. E_b/N_o pour 64-QAM RS (120,108, 6), CC (5/6).

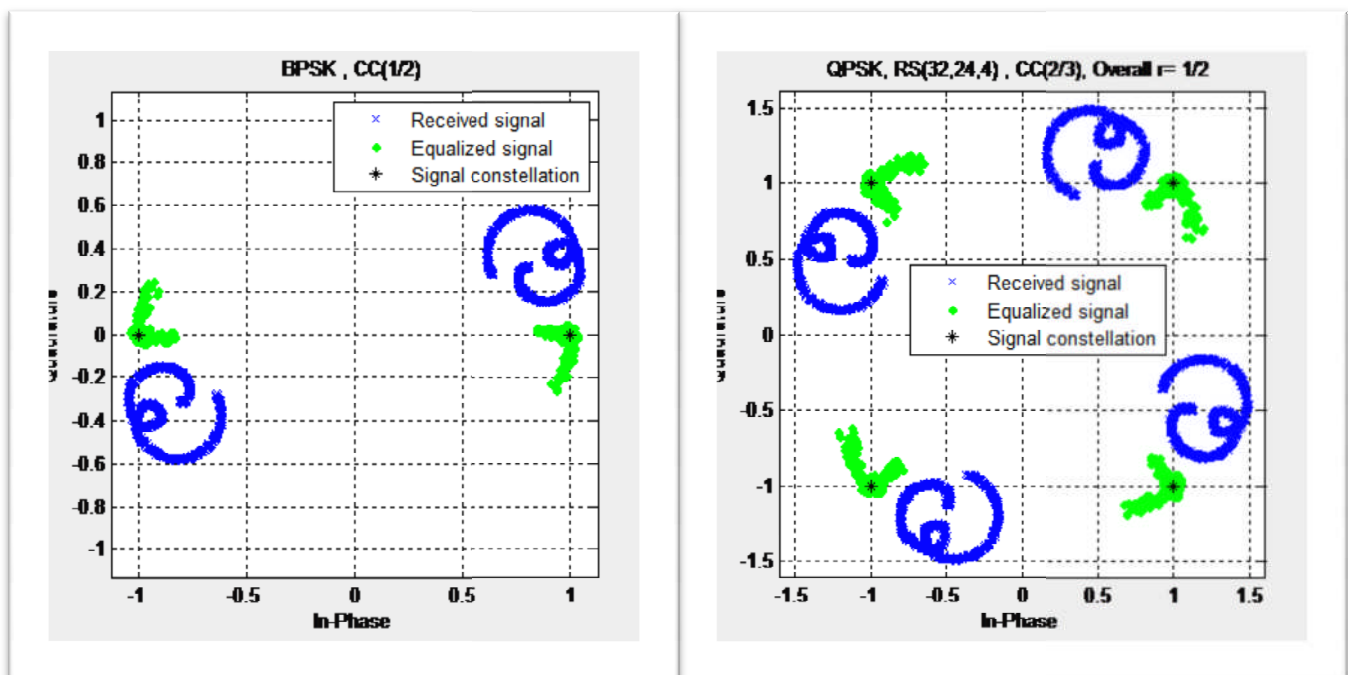
Pour comparer entre les différents résultats des courbes BER en fonction de (E_b/N_o) voici le tableau :

BER	BPSK CC (1/2) (E_b/N_o)	QPSK (r=1/2) (E_b/N_o)	QPSK (r=3/4) (E_b/N_o)	16QAM (r=1/2) (E_b/N_o)	16QAM (r=3/4) (E_b/N_o)	64QAM (r=2/3) (E_b/N_o)	64QAM (r=3/4) (E_b/N_o)
10^{-2}	6	8	8	10	14	14	16
10^{-3}	8	10	12	12.5	16	17	20

Tableau 4.3 : Valeurs de E_b/N_o (dB) pour BER = de l'ordre 10^{-2} et 10^{-3} des différents profils de la modulation.

Les résultats de ce tableau nous font voir laquelle de ces différentes modulations est la plus performante en rapport signal/bruit. On déduira de ces chiffres obtenus à la réception d'un signal pour une transmission numérique, que le profil QPSK est la meilleure modulation permettant une transmission correcte avec un débit élevé après la BPSK.

Maintenant on va représenter les différentes courbes (Scatter plots) des points de constellations pour tous profils de la modulation, les figures de 4.19 à 4.25 ces-dessous :



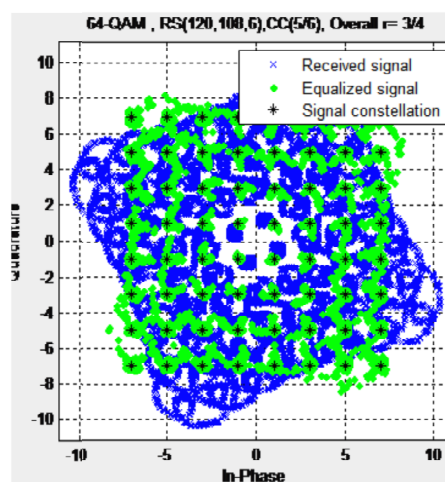
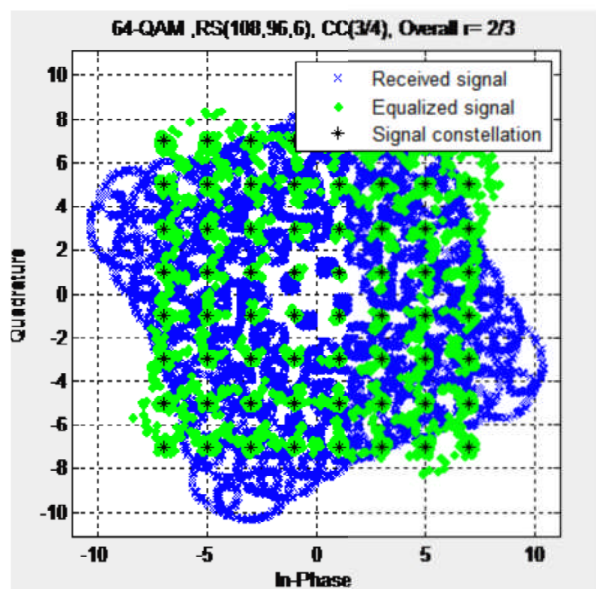
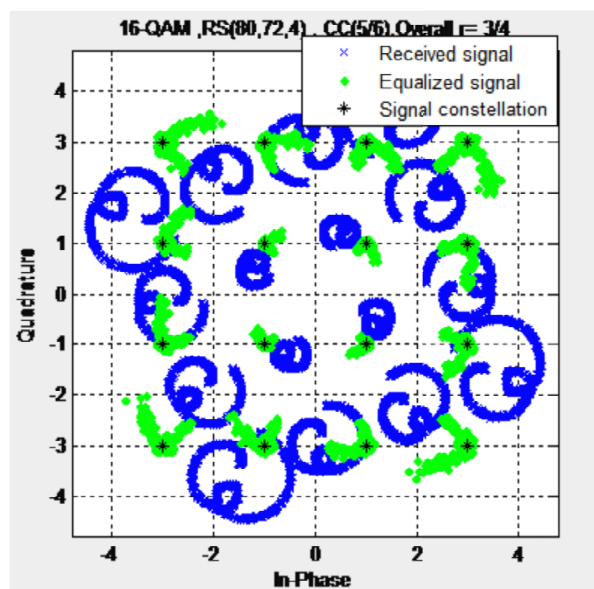
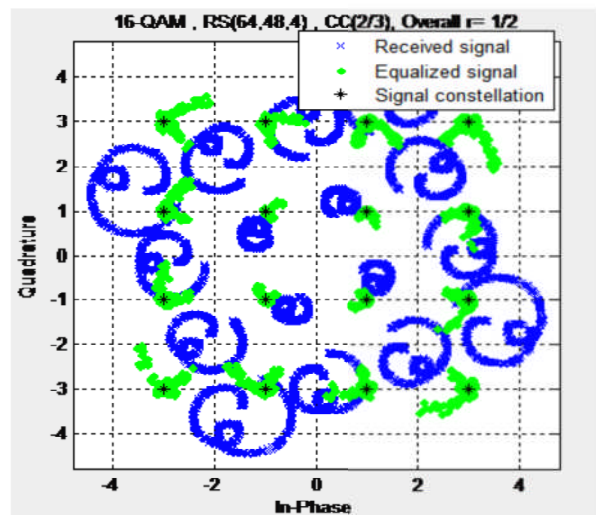
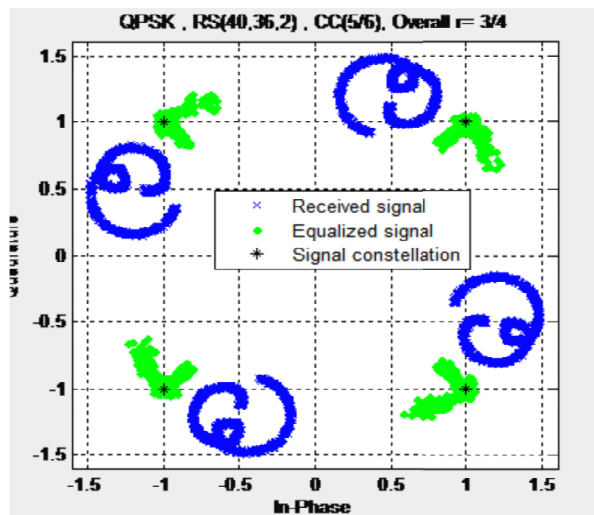
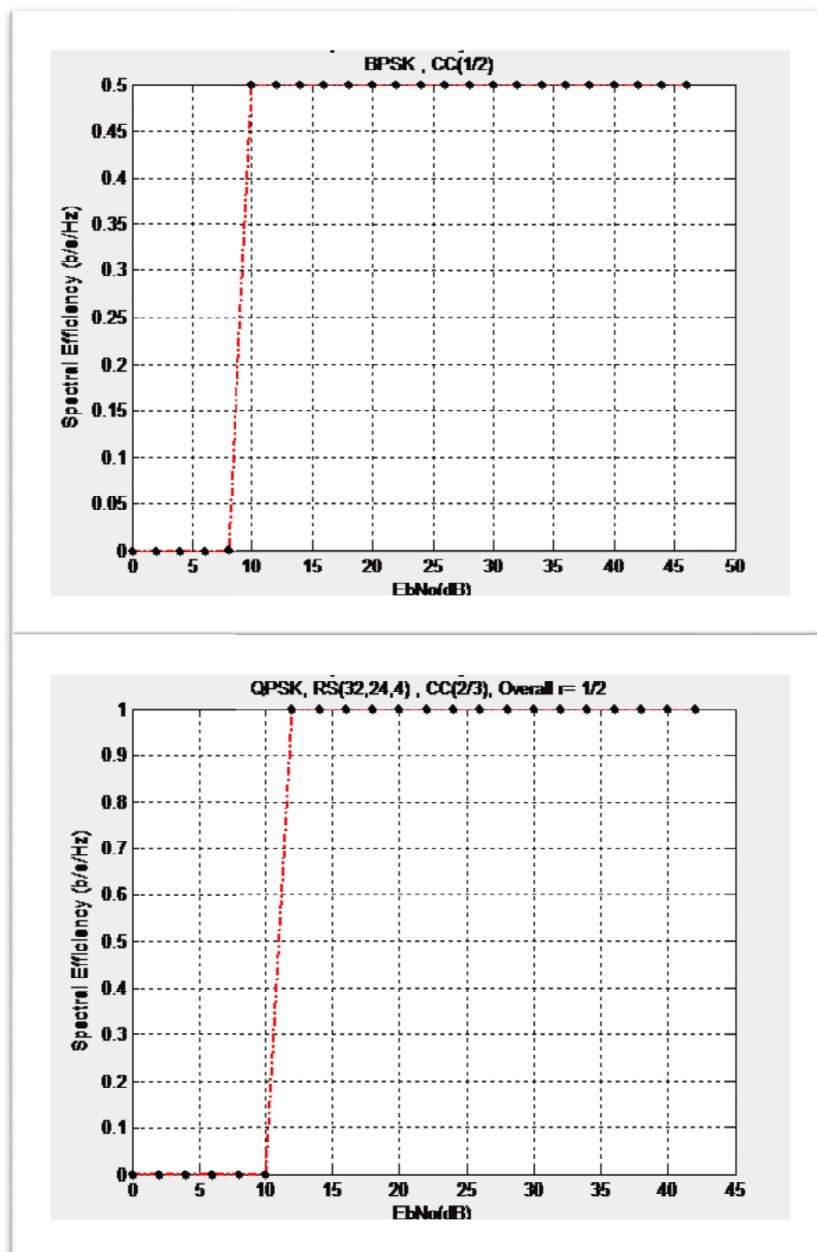
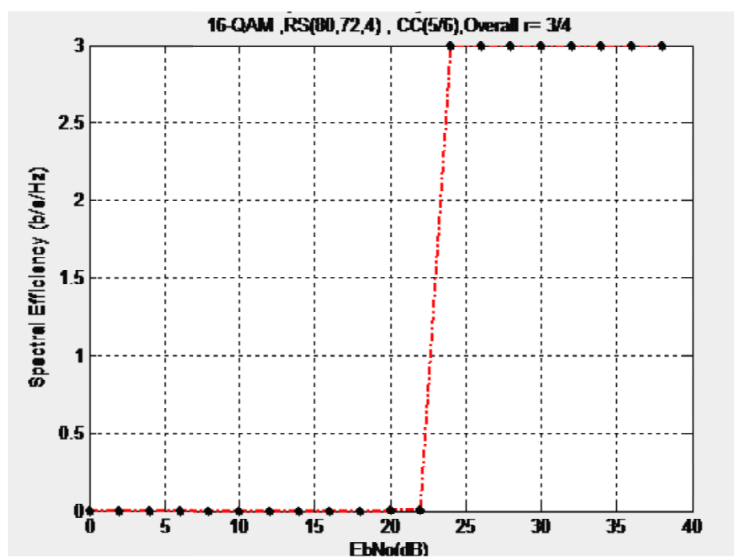
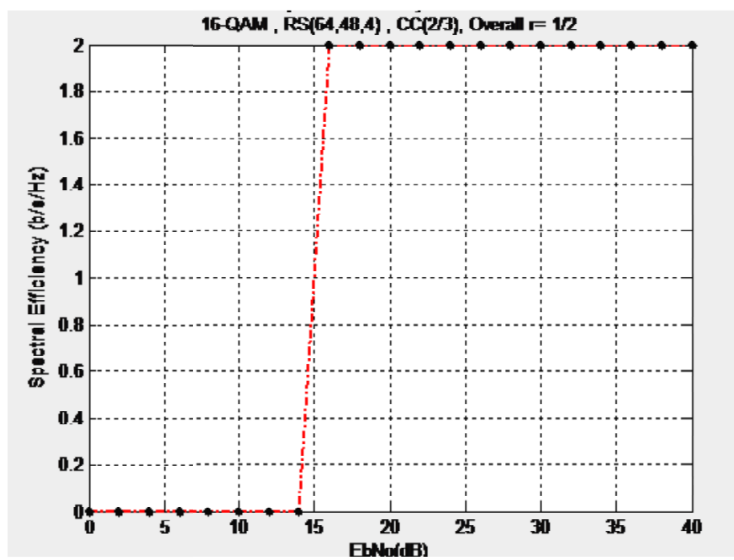
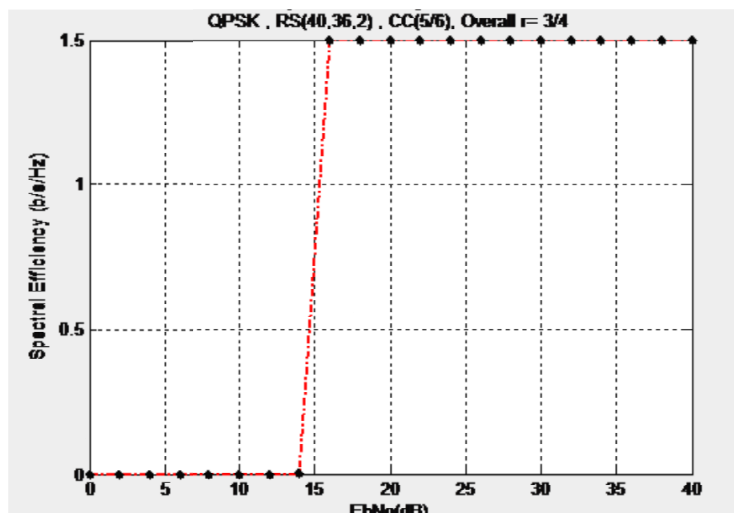


Fig 4.19 - 4.25 : représentation points de la constellation des profils modulation

Donc on constate une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante.

Ensuite, les figures de 4.26 à 4.32 présentent l'efficacité spectrale de chaque profil de la modulation :





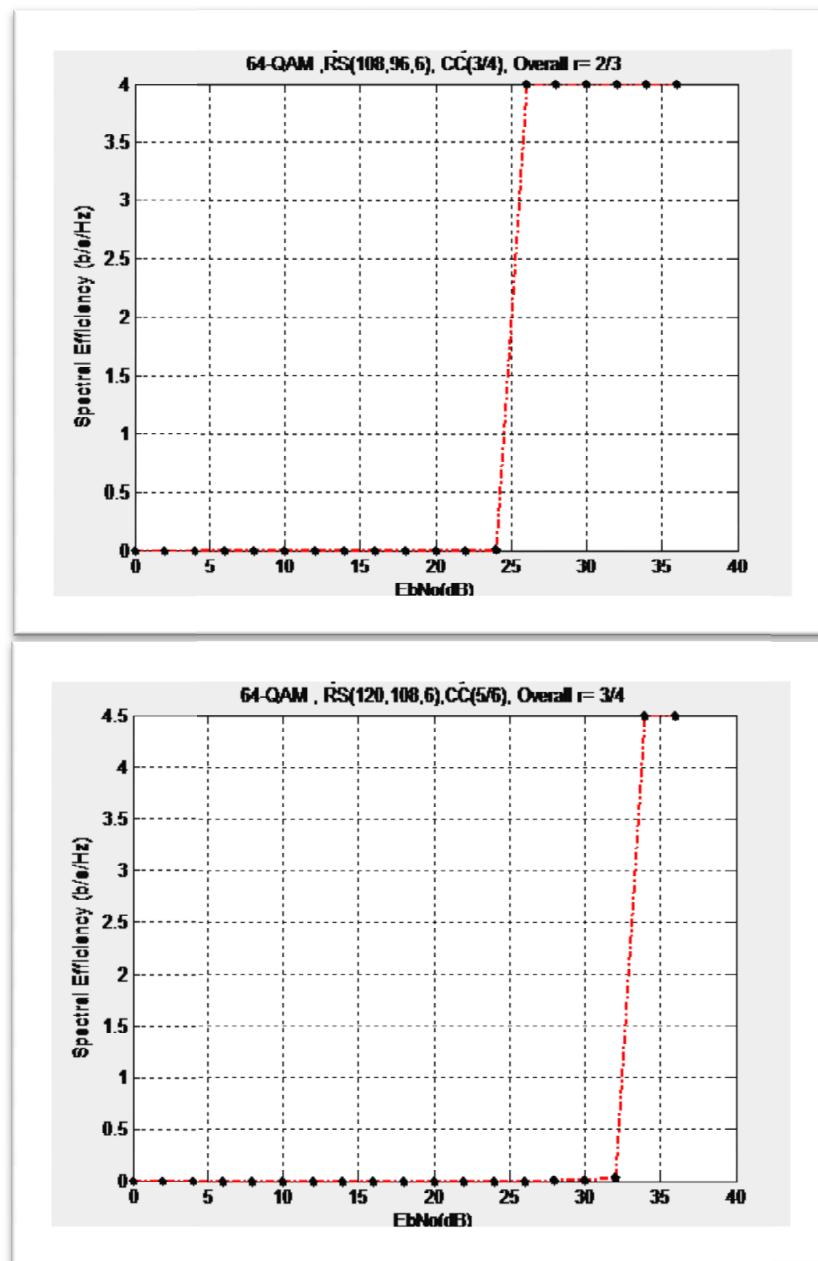


Fig 4.26-4.32 : présentent l'efficacité spectrale de chaque profil.

Bien qu'ils ne présentent généralement pas d'efficacité spectrale des systèmes, comme le BPSK où les états sont beaucoup plus séparés peuvent présenter une tolérance au bruit bien supérieur avant la dégradation des symboles.

4.7.2 La bande passante :

Les résultats de simulation de BER en fonction de E_b/N_0 (dB) des différents profils de modulation sont représentées par les Figures de 4.33 pour les valeurs des bandes passantes supportées par le système WiMAX (2.5 MHz, 5 MHz, 7 MHz, 10 MHz).

Premièrement pour BW=2.5MHZ :

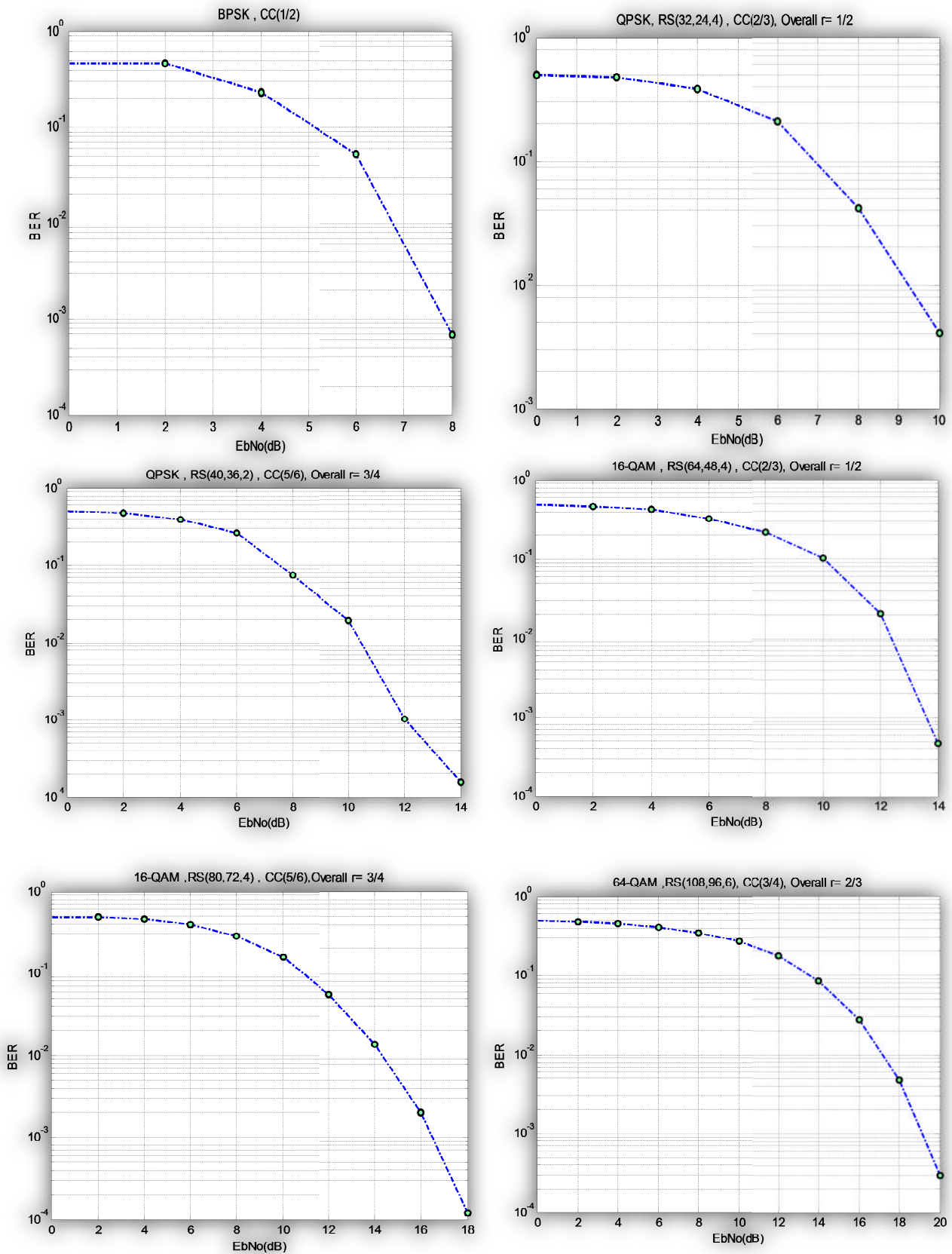


Fig 4.33 : BER en fonction de E_bN_0 (dB) pour BW=2.5MHZ

Maintenant pour BW=7MHZ.

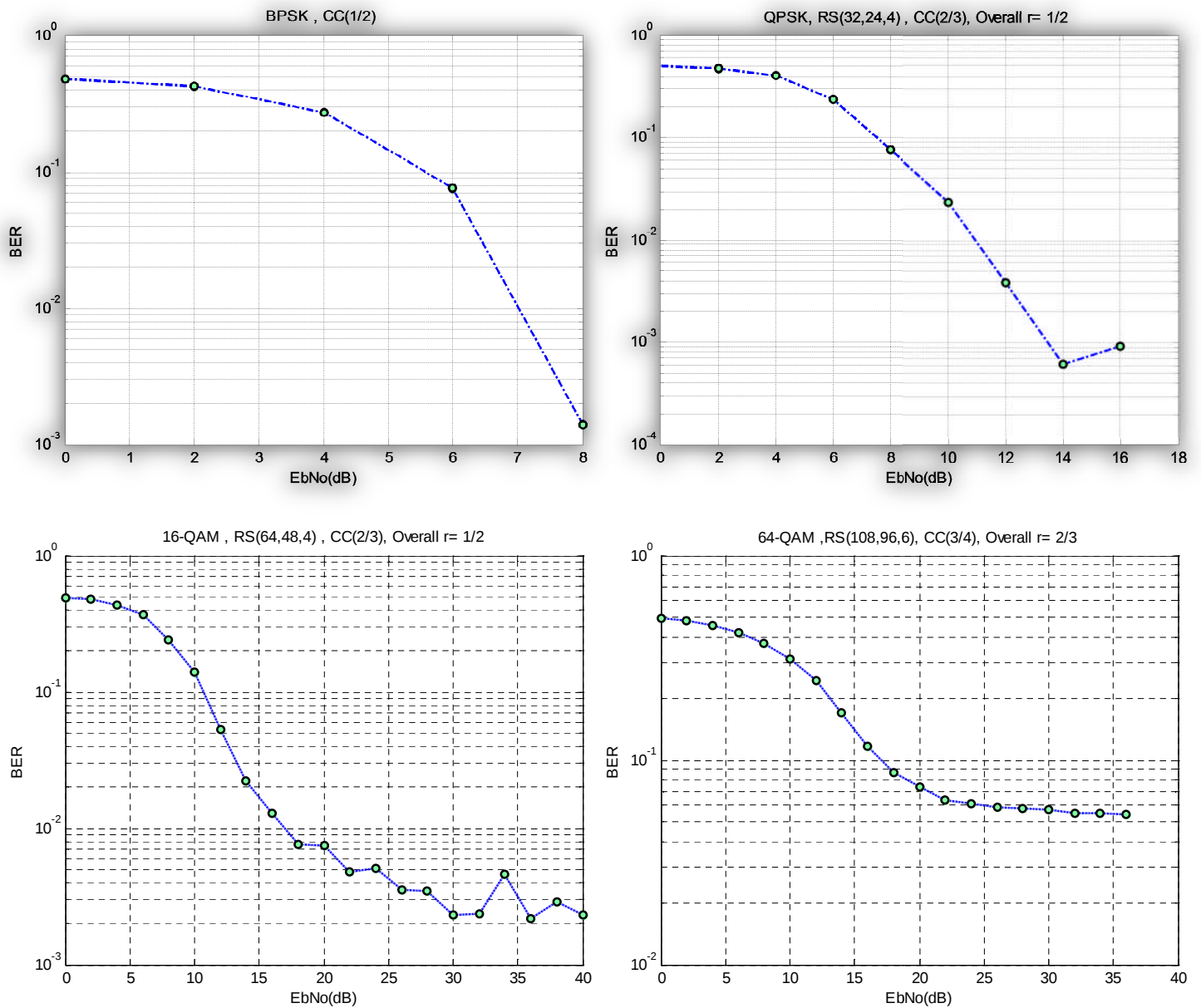


Fig 4.34 : BER en fonction de E_b/N_0 (dB) pour BW=7MHZ.

Les résultats pour BW=10MHZ.

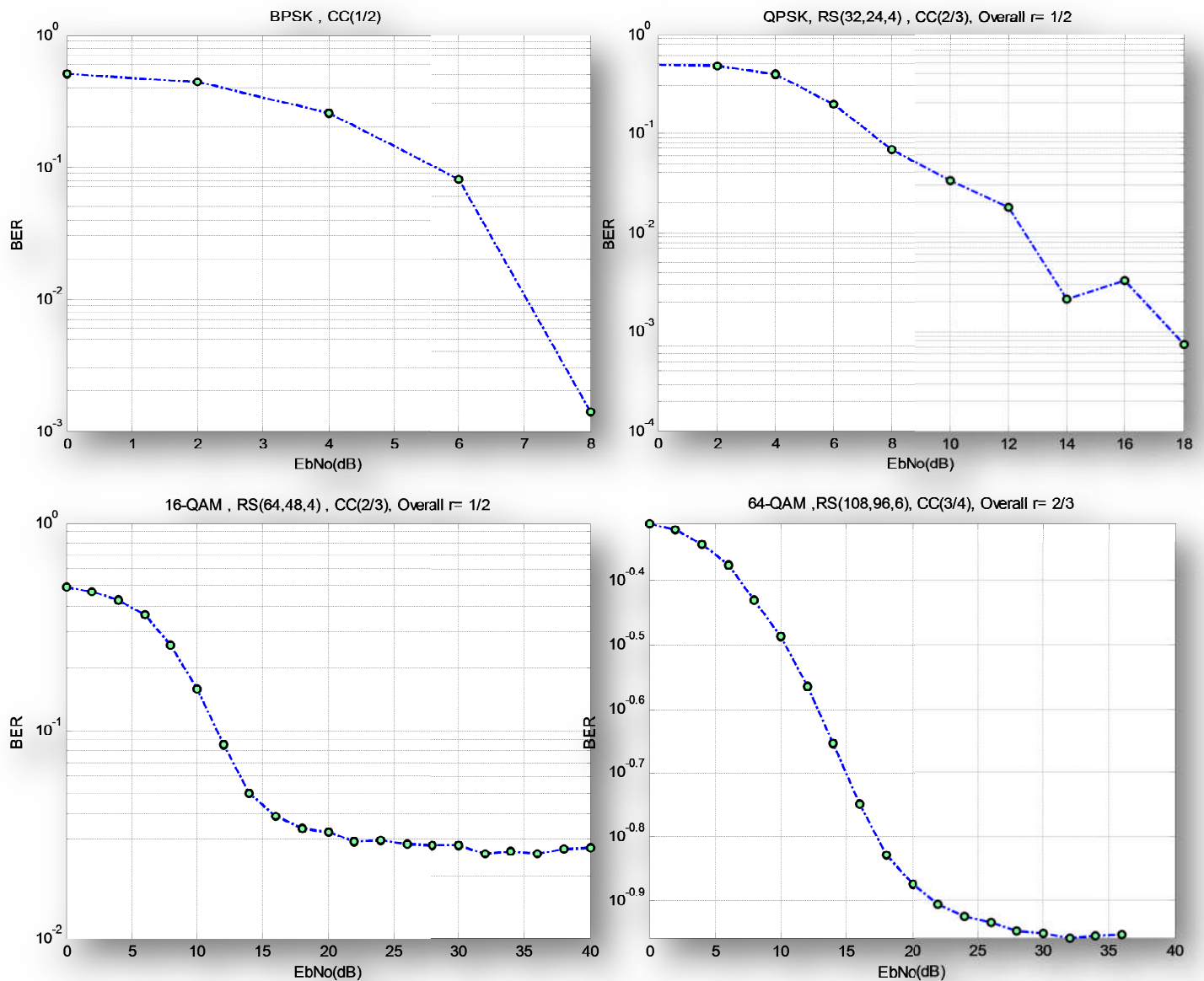


Fig 4.35 : BER en fonction de E_bN_0 (dB) pour BW=10MHZ.

On détaille les résultats dans le tableau suivant, les valeurs de l'ordre 10^{-2} :

BW(MHZ) \	BPSK E_bN_0 (dB)	QPSK E_bN_0 (dB)	16QAM E_bN_0 (dB)	64QAM E_bN_0 (dB)
2.5	6	8	12	14
5	6	8	10	14
7	6	8	12	14
10	6	8	12	-

Tableau 4.4 : Valeurs de E_bN_0 (dB) pour les différents BW à 10^{-2} du différents profils de la modulation.

On observe de le tableau que le bruit a un niveau plus au moins constant quelles que soient les fréquences (bruit "blanc") : plus l'enregistrement du signal comprend une gamme de fréquence large (bande passante de réception large), plus la proportion de bruit est élevée, et le rapport signal/bruit devient faible.

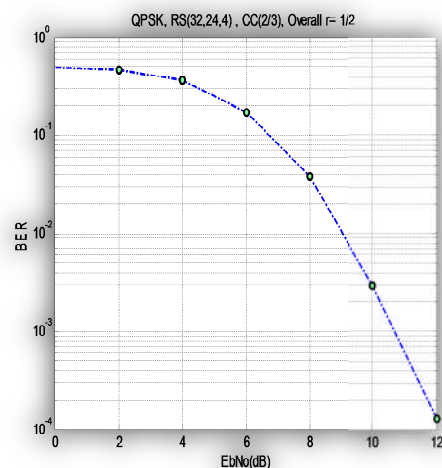
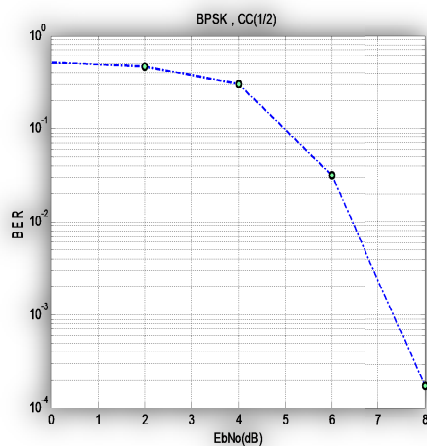
On remarque que la modulation QPSK est la meilleur pour les largeurs bande plus grand.

4.7.3 Le préfixe cyclique (CP) :

Comme on l'a cité, le préfixe cyclique permet principalement d'éliminer les interférences qui pourraient provoquer des erreurs à la réception, on ajoute ainsi le préfixe à l'émission après l'IFFT. Il est enlevé à la réception avant la FFT.

Dans cette partie de la simulation nous allons tester tous les éléments sur différents préfixes cycliques. Les figures de 4.36 représentent les différents préfixes cycliques pour tous les profils de modulation.

Pour ($G=1/4$) est déjà calculer, le suivant ($G=1/8$)



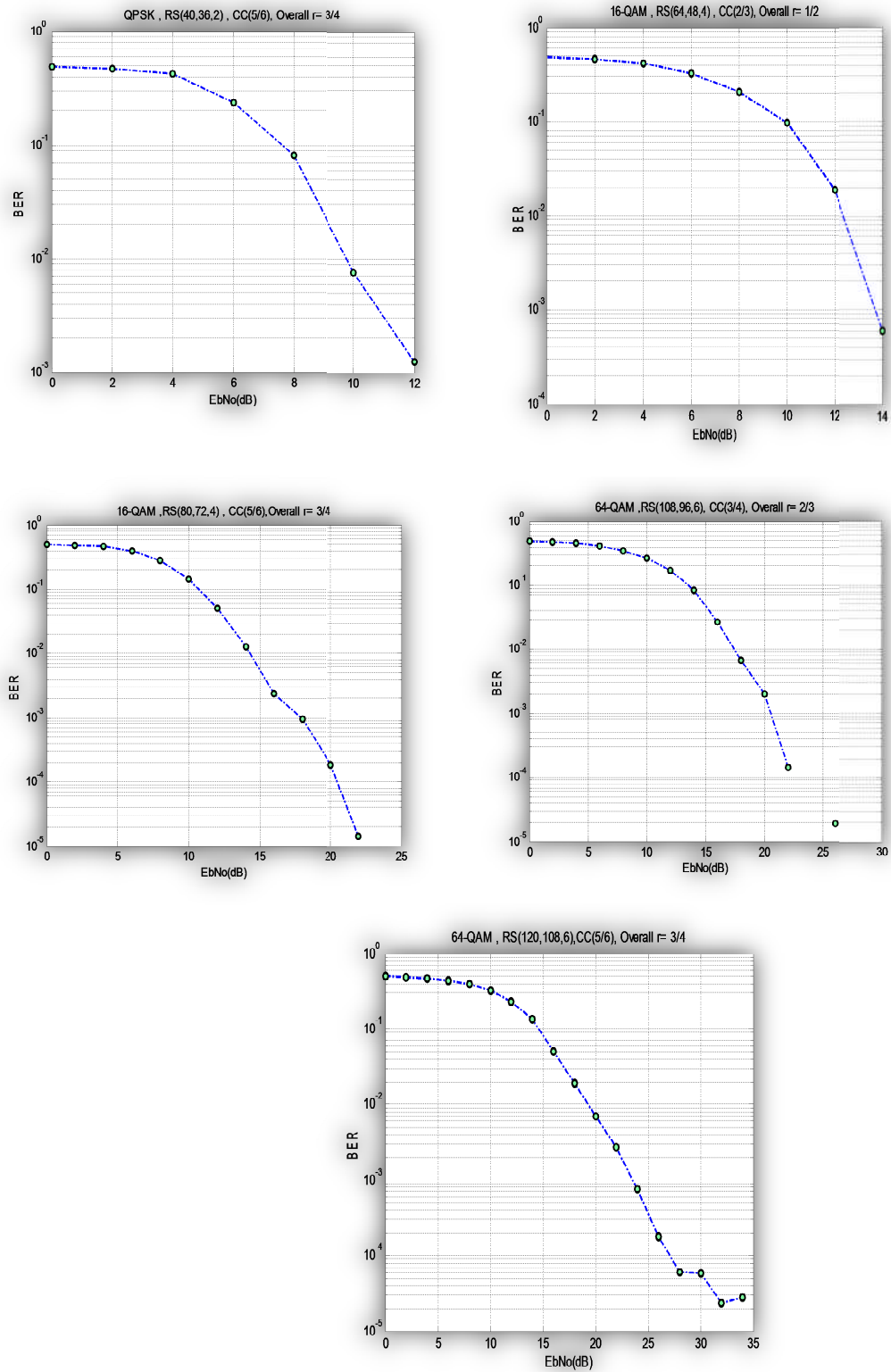
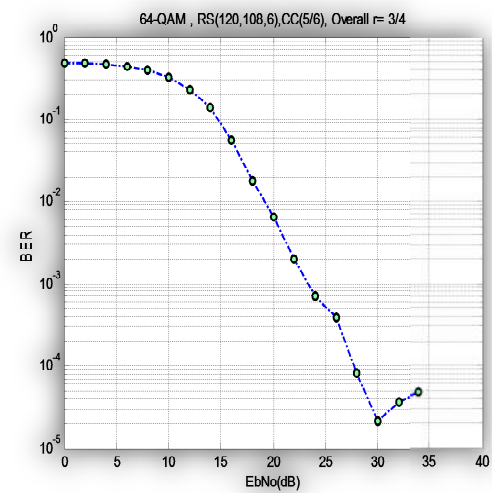
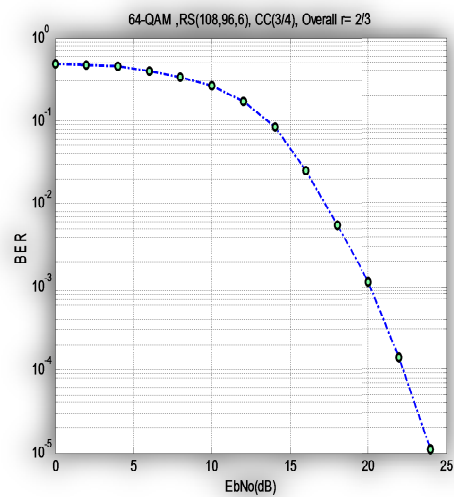
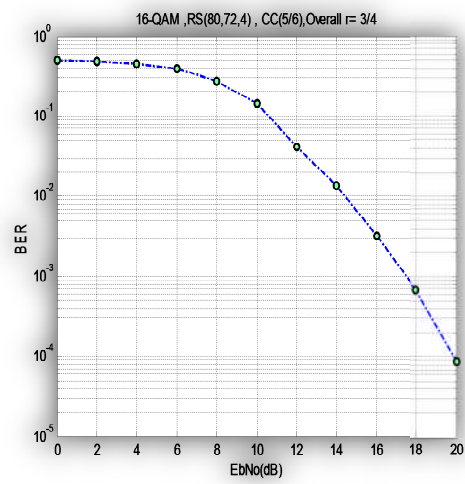
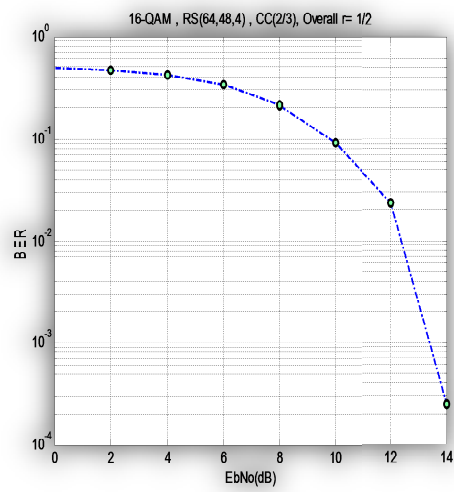
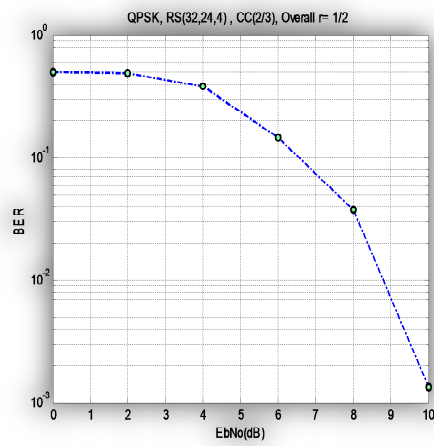
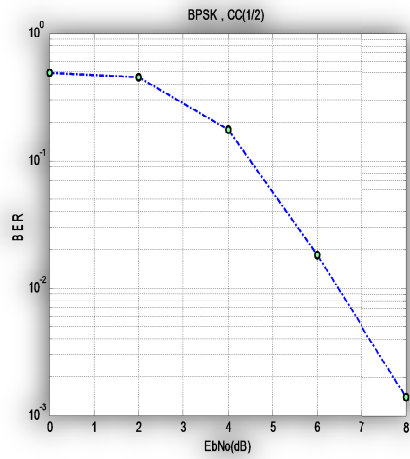


Fig de 4. 36 : représentation tous les profils de modulation pour préfixe cyclique $G=1/8$.



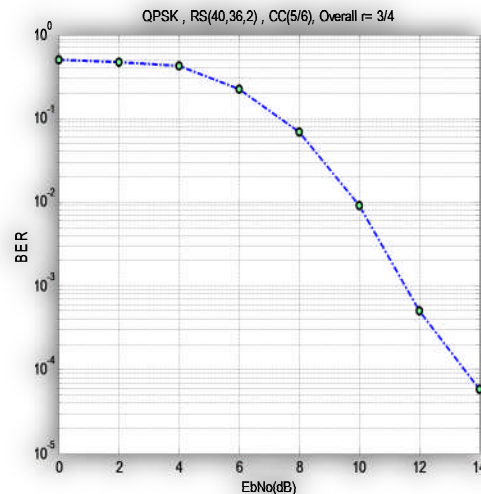


Fig de 4.37 : représentation tous les profils de modulation pour préfixe cyclique $G=1/16$.

Nous avons faire la même pour $G=1/32$ finalement obtenu les résultats qu'on détaillera dans le tableau suivant :

$G \backslash$	BPSK CC (1/2)	QPSK (1/2)	QPSK (3/4)	16QAM (1/2)	16QAM (3/4)	64QAM (2/3)	64QAM (3/4)
1/4	8	11	11.5	13.7	17	20.5	24
1/8	7.3	10.8	12	13.7	18	21	23
1/16	8	10	11.5	13.5	17	20	23.5
1/32	7.8	10	12	13.6	17	20.5	24

Tableau 4.5 : Valeurs de $E_b N_0$ (dB) pour $BER = 10^{-3}$ des préfixes cycliques pour les différents profils des modulations.

On élabore alors un tableau des différents résultats en fixant le BER à une valeur fixe de 10^{-3} (Tableau 4.5). On observera de ces résultats que les performances de notre système en termes de BER sont améliorées à cause de l'augmentation de préfixe cyclique, aussi le préfixe cyclique qui affiche un plus bon signal/bruit change d'une modulation à l'autre (CP=1/8 pour BPSK, CP=1/16 pour QPSK et 16QAM et 64QAM).

Remarque : La modulation BPSK utiliser pour transmit les bits des pilotes et QPSK utiliser pour transmit les Préfixes cycliques.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons simulé le modèle de la norme IEEE 802.16d. La chaîne de l'émission et celle de la réception. Nous avons pu vérifier le potentiel de chaque bloc en

termes de taux d'erreurs bit (BER). Les résultats sont satisfaisants. En premier lieu nous avons relevés les courbes de BER en fonction du $E_b N_0$ pour plusieurs profils de modulation (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM), on a constaté une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ensuite, nous avons présenté l'influence de préfixe cyclique sur les performances de notre système et sur le canal de transmission sans fil. Enfin, l'impact de la largeur de la bande passante sur le BER en fonction du rapport signal/bruit.

Conclusion Générale

L'objectif de ce mémoire est la mise en œuvre de la couche physique du standard IEEE802.16 utilisant Matlab, afin d'évaluer les performances de ce niveau physique sous le modèle de référence du canal.

Dans le premier chapitre nous avons présenté l'état de l'art de la technologie WiMAX, nous avons défini les différents aspects des couches Physique (PHY) et MAC du standard 802.16, ainsi les catégories et les différents techniques utilisées de la WIMAX.

Par la suite nous avons entamé le second chapitre où nous avons détaillé la technologie OFDM son fonctionnement et principe de modulation et demodulation le schéma de bloc et nous avons vu la performance à partir de l'orthogonalité l'intervalle de garde entre ces symboles, qui diminue les interférences entre ces derniers (ISI).

Aussi dans le chapitre trois, nous avons présenté la technique traitement multi antennes MIMO (multi input multi output) qui augmente le débit et la portée des réseaux sans fil. La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande allouée au signal ni sa puissance d'émission.

Enfin au dernier chapitre nous avons simulé le modèle de la norme IEEE 802.16d. Nous avons pu vérifier le potentiel de chaque bloc en termes de taux d'erreurs bit (BER) avec la modulation haut débit OFDM et ces paramètres. Les résultats sont satisfaisants.

Le modèle mis en œuvre nécessite encore quelques améliorations. La norme IEEE 802.16 est livrée avec de nombreuses fonctions optionnelles qui peuvent être implémentées pour améliorer encore les performances. Par exemple comme on peut citer la technique MC-CDMA (*Multi Carrier - Code Division Multiple Access*).

Bibliographie

- [1] C. L. Stolojescu, "A wavelets based approach for time-series mining," Thèse de Doctorat, Université européenne de Bretagne, conjointe avec l'Université de Bretagne-Sud, Janvier 2012.
- [2] O. B. M. A. Fettah, "Développement d'un outil de planification et dimensionnement de réseau WiMAX," Ecole supérieure des communications de Tunis, Tunis, Rapport de Projet de fin d'études, 2007.
- [3] Z. Abate, *WiMAX RF Systems Engineering*, ser. Artech House Mobile Communications Séries. BOSTON/LONDON : ARTECH HOUSE, 2009.
- [4] S. M. MOHAMED, "Étude de la technologie wimax et proposition d'une plate forme de Conception et de déploiement," Mémoire d'ingénieur, École Supérieure technologie de Management de Daka, SENEGAL, 2009.
- [5] M. Ergen, *Mobile Broadband Including WiMAX and LTE*. Springer : Hardcover, 2009.
- [6] T. 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.
- [7] C. TATA, "Algorithme de courtoisie : optimisation de la performance dans les réseaux WiMAX fixe," Mémoire présenté à l'écile de technologie supérieure, UNIVERSITÉ DU QUÉ-BEC, MONTRÉAL, Aout 2009.
- [8] N. Fourty, "Contribution à l'ingénierie du réseau sans fil WiMAX pour des applications audio d'aide au handicap et aux personnes âgées," Thèse de doctorat, L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, TOULOUSE, Septembre 2008.
- [9] S. Bensaid and M. Ferjani, "Développement d'un outil de planification d'un réseau wimax," Université Virtuelle de Tunis, Tunis, Rapport de Projet de Fin d'Etude, 2011.
- [10] B. MAMMOUH, "Conception d'algorithmes de mise en trame selon la norme ieee802.16e," Mémoire de Master, École de Technologie Supérieure Université du Québec, MONTREAL, Avril 2007.
- [11] Y. Zhang, *WiMAX Network Planning and Optimization*, ser. Wireless Networks and Mobile Communications Series.CRC Press, 2009.
- [12] H. Schulze, C.Lüders. Scholtz, "Theory and Applications of OFDM and CDMA". Edition J.Wiley and sons, 2005.
- [13] Y. Wu, W.Y.Zou, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing : A Multi-carrier Modulation Scheme" IEE Trans. On Consumer Electronic Vol41, No3 August 1995 p392
- [14] K. Mabrouk, "Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec Formation Numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q". L'école Nationale Supérieure des Télécommunications, 12 Décembre 2008.

- [15] B. Abdelkhalek, "Estimation du Canal et des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM". Université Mentouri Constantine.
- [16] S. Traverso, "Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multi porteuses sur canal sélectif en fréquence". Université de Cergy-Pontoise, 16 Novembre 2007.
- [17] T. Schenk, "RF Impairments in Multiple Antenna OFDM : Influence and Mitigation," thèse, Eindhoven. University of Technology, Nov. 2006.
- [18] G.L. Turin, "Introduction to spread spectrum antmultipath techniques and their application to urban digital radio", IEEE Proceedings, Vol. 68, No. 3, pp. 328-353, March 1980.
- [19] H. Bölcskei, D. Gesbert and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based multiantenna systems", Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, June 2000.
- [20] B. Hadj Ali, "Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil". Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen 2012.
- [21] G. El Zein, H. Farhat, Yves Lostanlen, Rodolphe Vauzelle, Yannis Pousse, «Caractérisation, modélisation, simulation, et capacité du canal de transmission MIMO".
- [22] B. Rihawi, "Analyse et réduction du power ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes". Université de Rennes I, 20 Mars 2008.
- [23] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block from orthogonal designs", IEEE Transactions on Information Theory, page 1465-1467, July 1999.
- [24] Adil BELHOUI, « Études théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM ; Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WIMAX », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, École Doctorale Science Technologie Santé, 2009.
- [25] Nicolas FOURTY, « Contribution à l'ingénierie du réseau sans fil WiMAX pour des applications audio d'aide au handicap et aux personnes âgées », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse II, École Doctorale Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, 2008.
- [26] Mohamed Aissa KALACHE, Billel KALACHE, « Évaluation des performances de la couche physique de la technologie WiMAX/IEEE 802.16 », Projet de Fin d'Étude pour l'obtention du diplôme et Master en Systèmes de Télécommunications, Université Dr. Yahia Farès de Médéa, 2010/2011.
- [27] William LEVEUGLE, « Des possibilités d'évolution vers le sans fil des réseaux audionumériques pour la sonorisation - Cas des Wireless LAN », Rapport de Projet de Fin d'Étude, École nationale supérieure (ENS) Louis-Lumière, France, 2012.
- [28] Dib ROGER, « Conception et validation d'un simulateur de système OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil », Mémoire de maîtrise électronique, Université de Québec, École de Technologie Supérieure, 2003.
- [29] Selmen BENSAID, Meriem FERJANI, « Développement d'un outil de planification d'un réseau WiMAX », Rapport de Projet de Fin d'Étude pour l'obtention du diplôme de Master en Télécommunications, Université Virtuelle de Tunis, Juillet 2011.

A. Le programme utilisé :

```
clear all;close all;
clc;
%index:Modulation,Reed-Solomen coding,Convolution Coding,Overall Coding
rating
%1: BPSK , CC(1/2)
%2: QPSK ,RS(32,24,4) , CC(2/3), Overall r= 1/2
%3: QPSK ,RS(44,36,2) , CC(5/6), Overall r= 3/4
%4: 16-QAM ,RS(64,48,4) , CC(2/3), Overall r= 1/2
%5: 16-QAM , RS(80,72,4) , CC(5/6), Overall r= 3/4
%6: 64-QAM ,RS(108,96,6), CC(3/4), Overall r= 2/3
%7: 64-QAM , RS(120,108,6),CC(5/6), Overall r= 3/4
%8: 256-QAM , RS(120,108,6),CC(5/6), Overall r= 3/4
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
index=6; % choose index according to the above table
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
switch index
case 1
m=1;%m :% Number of bits per symbol
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M); % Signal constellation for M-QAM
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);%Scaling factor for normalizing
modulation output
TITLE ='BPSK , CC(1/2) '
Modulation_Type='BPSK'; %modulation type
N=12; % Codeword length in RS
K=12;% Message length in RS
T=0;%no. of data bytes which can be corrected in RS enc.
p=1;% Message length in CC
%q=2;% Codeword length in CC
r=0.5;%over all rate
puncpat=[1 1];%puncture vector in convolution coding
case 2
m=2;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE ='QPSK, RS(32,24,4) , CC(2/3), Overall r= 1/2 ';
Modulation_Type='QPSK';
N=32;
K=24;
T=4;
p=2;
q=3;
r=0.5;
puncpat=[1 1 0 1];
case 3
m=2;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE ='QPSK , RS(40,36,2) , CC(5/6), Overall r= 3/4';
Modulation_Type='QPSK';
N=40;
K=36;
T=2;
p=5;
q=6;
r=3/4;
puncpat=[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0];
```

Annexe

```
case 4
m=4;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE = '16-QAM , RS(64,48,4) , CC(2/3), Overall r= 1/2';
Modulation_Type='16QAM';
N=64;
K=48;
T=8;
p=2;
q=3;
r=0.5;
puncpat=[1 1 1 0];
case 5
m=4;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE = '16-QAM , RS(80,72,4) , CC(5/6), Overall r= 3/4';
Modulation_Type='16QAM';
N=80;
K=72;
T=4;
p=5;
q=6;
r=3/4;
puncpat=[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0];
case 6
m=6;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE = '64-QAM , RS(108,96,6), CC(3/4), Overall r= 2/3';
Modulation_Type='64-QAM';
N=108;
K=96;
T=6;
p=3;
q=4;
r=2/3;
puncpat=[1 1 0 1 1 0 ];
case 7
m=6;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
TITLE = '64-QAM , RS(120,108,6), CC(5/6), Overall r= 3/4';
Modulation_Type='64QAM';
N=120;
K=108;
T=6;
p=5;
q=6;
r=3/4;
puncpat=[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0];
case 8
m=8;
M=2^m;
sigconst=qammod(0:M-1,M);
scale = modnorm(sigconst, 'avpow', 1);
```

Annexe

```
TITLE ='256-QAM , RS(120,108,6),CC(5/6), Overall r= 3/4';
Modulation_Type='256 QAM';
N=120;
K=108;
T=6;
p=5;
q=6;
r=3/4;
puncpat=[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0];
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Subcarreries numbers
Nc=256;Ntotal=Nc;%total no of subcarriers
Ndata=192; %No of data subcrriers
Npilots=8; %No of pilot subcarriers
Nguard=56; %No of guard subcarriers
Nused=Ndata+Npilots;%No of used subcarriers
BW=7; %nominal channel bandwidth in MHz
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%oversampling rate NN=Fs/BW
if (rem(BW,1.75)==0);
NN=8/7;
else if (rem(BW,1.5)==0);
NN=86/75;
else if (rem(BW,1.25)==0);
NN=144/125;
else if (rem(BW,2.75)==0);
NN=316/275;
else if(rem(BW,2.0)==0);
NN=57/50;
else %otherwise
NN=8/7;
end
end
end
end
end
BW=BW*1e6; %nominal channel bandwidth in Hz
%%-----
% Derived OFDM Symbol Parameters -
%%-----
Nfft=2^ceil(log2(Ndata)); % smallest power of 2 > Nused
Fs=floor((NN*BW)/8000)*8000;% sampling frequency in Hz
delta_f=Fs/Nfft;%subcarrier spacing in Hz
Tb=1/(delta_f);%useful symbol time in seconds
G=input(''); %cyclic prefix (G=Tg/Tb)
Tg=G*Tb; %CP time
Tsym=Tg+Tb; %totla symbol time
Ts=1/Fs; %sampling time in seconds
BWused=Nused*delta_f;%used bandwidth
Tframe=5e-3; %Frame period in s.
Ns=Tframe/Tsym; %Number of OFDM symbols per frame.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Multipath CHANNEL Parameters of SUI-3 channel model for fixed WiMAX
fd=0.5; %doppler frequency in Hz for fixed WiMAX
%for mobile WiMAX fd must be calculated as follows
%c=3e8; % light speed in m/s
%fc=2; %carrier frequency in GHz
%V= 30 ; % mobile receiver velocity in km/h
%fd=fc*1e9*V*1e3/(3600)/c;%Doppler shift, in Hertz
P_db=[0 -11 -22]; %paths power in dB
```

Annexe

```
tau=[0 0.4 0.9]*1e-6; %path delay vector in seconds
k=[3 0 0];%k-factor of Rice distribution in db
k=10.^(k/10);%k factor of Rice distribution in linear scale
chan = ricianchan(Ts,fd,k,tau,P_db); %construct the channelobject object
chan.DopplerSpectrum=doppler.rounded; %define the doppler fillter frequency
spectrum
chan.StoreHistory=0;chan.ResetBeforeFiltering=1;%to reset before every
filtering
chan.NormalizePathGains=1; %to normalize path gain
D=chan.ChannelFilterDelay; %delay of the channel object
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
BER_T=[];N_errors_T=[];data_T=[];r_s_T=[];
for ii=1:5;% main loop
%%-----
%1:Generate a vector of random data points and randomize it
%-----
data=randint(1,Ndata*m*r*K,2);%data generation
%-----
% % 2.CHANNEL CODENG -
%-----
randomized_data = randomizer(data);%randomization
data_T=[data_T randomized_data];clear data;
%2.1:Reed solomon encoding-----
generator=rsgenpoly(255,239,[],0);%RS field and code generator
rs_encoded_data=rsencoder(randomized_data,N,K);%RS endoder
%2.2 : CONVOLUTION ENCODING
trellis=poly2trellis(7,[171 133]);% CC trellis
tblen=96; %the traceback length
conv_encoded_data =convenc(rs_encoded_data ,trellis,puncpat);%convolution
encoder
%2.3: INTERLEAVER-----
Ncb=length(conv_encoded_data);%number of coded bits
Nrows=12;%we will use 12 level interleaver
Ncoloums=Ncb/Nrows; %number of coloums
interleaved_data=matintrlv(conv_encoded_data,Nrows,Ncoloums);%perform the
interleaving
clear conv_encoded_data;
%3.symbol constellation mapper
in_msg=reshape(interleaved_data,m,1/m*length(interleaved_data));%reshape.
clear interleaved_data;
msgs=bi2de(in_msg','left-msb');%% Bit-to-Symbol Mapping
h=modem.qammod(M); % Construct a qam modulator object.
h.symbolorder='gray'; % Set the 'symbolorder' property of the object to
'gray'.
sig=scale*modulate(h,msgs); % Modulate Using M-QAM.
clear msgs;
Ns=length(sig)/Ndata;%Number of OFDM symbols per frame
Tframe=Ns*Ts; % Frame Time
% -----
% - %4.series to parallel
%%-----
sigs2p=reshape(sig,Ndata,Ns);
% -----
% %5. subcarriers allocation
%-----
sub_carreres=zeros(Nc,length(sig)/Ndata);
[P_pilots,X_data,G_x]=subchannelization(Ntotal,Ndata,Npilots,Nguard);%subca
rriers locations
sub_carreres(X_data,:)=sigs2p(:,1:end);%allocate data on data-subcarriers
sub_carreres(P_pilots,:)=1;%fill in the pilot subcarriers
Ns=size(sub_carreres,2);%Number of OFDM symbols per frame
```

$\frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \right) = \frac{1}{2}$

Annexe

```
yyy=rx(CP_len+1:symbol_length,:); %17.remove CP
% -----
% 18.fft (performe IOFDM)
%-----
rc_carriers=fft(yyy,Nc);clear yyy;
% -----
% 19.desubchanelization and exract sub_subcarriers
%-----
data_sub=rc_carriers(X_data,:);%exract data subcarriers
pilot_sub_r=rc_carriers(P_pilots,:);%exract pilot sub carriers
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
freq_vector=data_sub(:)';%20.parallel to series
% 21.channel estimation
f_pilots=P_pilots;%positions of pilots_subcarriers
f_data=X_data;%positions of data subcarrer
H_pilots=pilot_sub_r;%estimate the channel coefficients on pilots_positions
%Using interpolation to estimate the channel coefficients on data
%subcarrers_positions
H_i = interp1(f_pilots,H_pilots,f_data,'spline'); %data subchannels
estimation
% -----
% 22.equalization
Equalized_data_signal=data_sub./H_i; % Equalize the received signal of
data.
% 23.parrallel to series after equalization
Equalized_data_signal=Equalized_data_signal(:).';
% 24.symbol constellation demapper
g = modem.qamdemod(h); % Create a demodulator object from a modem.qammod
object
g.symbolorder='gray'; %gray encoded
demaped_signal = demodulate(g,Equalized_data_signal./scale);%25.Demodulate
signal using M-QAM with Eq.
binary_signal=de2bi(demaped_signal,'left-msb');%Convert the Integer-Valued
Signal to a Binary Signal
binary_signal=binary_signal';
bits_vector=binary_signal(:).';%Convert from a matrix to a vector.
% %26.CHANNEL DECODENG -
%deinterlaever%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
deinterleaved_data=matdeintrlv(bits_vector,Nrows,Ncoloums);clear
bits_vector;%perform the deinterleaving
% convolution decoder %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
convdecod_data=vitdec(deinterleaved_data,trellis,tblen,'trunc' , 'hard',
puncpat);
clear deinterleaved_data; %decoding
% RS Decoder%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rsdecoded_data =rsdecoder(convdecod_data,N,K);clear convdecod_data;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% BER calculations
format('short','e')
[N_errors(n),BER(n)]=biterr(rsdecoded_data,randomized_data);
end %for the loop n = 1:length(SNR)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
BER_T=[BER_T; BER];N_errors_T=[N_errors_T; N_errors];
r_s_T=[r_s_T rsdecoded_data];
end % end for i=1:5 loop
clear rx;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%data rate calculation%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
bit_rate = Ndata*m*r/Tsym% Data rate in bps
symbol_rate=bit_rate/m% Symbol rate in symbol/s
n_e=sum(N_errors_T);l=length(data_T);ber_t=n_e./l %error calculation%%%%%%%%
se=(1-ber_t).^l*m*r %Spectral Efficiency
%Plot BER results.
```

Annexe

```
semilogy(EbNo,ber_t , '-.o', ...
'LineWidth',1.5,...
'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor',[.49 1 .63],...
'MarkerSize',5)
grid;
title({TITLE })
xlabel('EbNo(dB)')
ylabel('BER')
hold on
% Plot constellation signals.
h = scatterplot( freq_vector./scale,1,0,'bx')
hold on;%plot received signal
scatterplot(Equalized_data_signal./scale,1,0,'g.',h)%plot equalized signal
scatterplot(sigconst,1,0,'k*',h)%plot the sigconstlation
legend('Received signal','Equalized signal','Signal constellation')
title({TITLE })
grid;
hold on
figure %%% Plot Spectral Efficiency
plot(EbNo,se, '-.*r', ...
'LineWidth',1.5,...
'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor',[.49 1 .63],...
'MarkerSize',5)
grid on; title({'Spectral Efficiency vs. EbNo' TITLE } )
xlabel('EbNo(dB)'); ylabel('Spectral Efficiency (b/s/Hz)')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

B. Les fonctions utilisées :

```
1. function Yout=rsencoder(data,n,k)
if n ~= k;
t=(n-k)*0.5;
num_bytes=length(data)/8;
x1=reshape(data,num_bytes,8);clear num_bytes;
x2=bi2de(x1,'left-msb');clear x1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
R=rem(length(x2),k);
if R~=0
a0x00=zeros(2*k-length(x2),1); x2=[a0x00 ;x2];
end ; clear a0x00;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
x3=reshape(x2,length(x2)/k,k);%reshape to get cols number =k
x4=[zeros(size(x3,1),239-k) x3];%add zeros to get colum numbers=239
clear x3; x5=gf(x4,8);%convert the matrix to G field
clear x4; x6=rsenc(x5,255,239,[],'end');%do RS encoding
clear x5; x7=double(x6.x); % conversion of GF into Doubl
clear x6; x8=x7(:,1+(239-k):255-2*(8-t));%remove zeros to get coloums = n
clear x7;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if R~=0
x9=x8(:).'; x10=x8(1+length(a0x00):end); Xout=x10;
clear x8; clear x9;
else
Xout=x8(:).'; Xout=Xout';
end
XXout=de2bi(Xout,'left-msb'); clear Xout;
Yout=XXout(:).'; clear XXout;
else
```

Annexe

```
Yout=data;
end

2. function y0=rsdecoder(Y,n,k)
%RS decoding
if n~=k;
t=(n-k)/2;
YYout=reshape(Y,length(Y)/8,8);clear Y;
Yout=bi2de(YYout,'left-msb',2);clear YYout; r=rem(length(Yout),n);
if r~=0
a0y00=zeros(2*n-length(Yout),1); Y2=[a0y00 ;Yout];
y8=reshape(Y2,length(Y2)/n,n); clear Y2;clear Yout;
else
y8=reshape(Yout,length(Yout)/n,n);clear Yout;
end
y7=[zeros(size(y8,1),255-size(y8,2)-(16-2*t)) y8 zeros(size(y8,1),16-2*t)
];%add zeros to get coloums = 255
clear y8; y6=gf(y7,8);%convert the matrix to G field
y5=rsdec(y6,255,239,[],'end');%do RS decoding
clear y6;
y4=double(y5.x); % conversion of GF into Doubl
clear y5; yy=y4(:,1+239-k:end);%remove zeros to get k colums
YY=yy(:).';
if r~=0
y3=yy(1+length(a0y00):end);clear yy;
else
y3=YY;clear YY;
end
y2=y3';clear y3; y1=de2bi(y2,8,'left-msb');%get binary numbers from decimal
clear y2; y0=y1(:).';clear y1;
else
y0=Y;clear Y;
end

3. function
[P_pilots,X_data,G_x]=subchannelization(Ntotal,Ndata,Npilots,Nguard)
%this function performs subcarriers distributions
%to construct OFDM symbol in frequency domain
Nused=Ndata+Npilots;
pilots_locations=1:Nused/Npilots:Nused;
P=pilots_locations+(Nused/Npilots-1)*0.5;
DATA_sub=zeros(1,Nused);
DATA_sub(P)=1;
x=[];
for i=1:Nused
if DATA_sub(i)==0
x=[x i];
end
end
X_data=x+Nguard/2;
P_pilots=P+Nguard/2;
P_pilots((1+0.5*length(P_pilots)):end)=P_pilots((1+0.5*length(P_pilots)):end)+1;
X_data((1+0.5*length(X_data)):end)=X_data((1+0.5*length(X_data)):end)+1;
G_x=[1:Nguard/2 Ntotal-(Nguard/2-2):Ntotal ];
function randomized_data = randomizer(data)
% randomizer(data): randomizes each allocation of data block as specified in
802.16
%initialization value for PRBS generator
seed_value=zeros(1,15);
for i=1:size(data,2)
```

Annexe

```
% XORing of bit X15 and bit X14
xor_out= bitxor(seed_value(15), seed_value(14));
%randomized data value
randomized_data(i)= bitxor(xor_out, data(i));
%new seed value
seed_value=[xor_out seed_value(1:14)];
end
clear seed_value
clear data
```

```
4. function code=vHadamard(rn,cl)
% cl : spreading code length
% rn : size(sub_carreres,1)
code=[ ];
for d=1:rn/cl;
code=[code ; hadamard(cl)] ; % construction of Hadamard codes
end
%This part is add before IFFT in the main code
cl=2; %spreading code length
code=vHadamard(size(sub_carreres,1),cl);
cl=size(code,2);S_sub_carreres=[ ];
for kg=1:size(sub_carreres,2)
S_sub_carreres=[S_sub_carreres sub_carreres(:,kg)*code(kg,:)];
end
%This part is added after FFT in the main code
RC_carriers=[ ];
for g=1:size(sub_carreres,2);
RC_carriers=[RC_carriers rc_carriers(:,((g-
1)*cl+1):g*cl)*code(g,:)'/sum(abs(code(g,:)))];
end
```

```
5. function code=vHadamard(rn,cl)
% cl : spreading code length
% rn : size(sub_carreres,1)
code=[ ];
for d=1:rn/cl;
code=[code ; hadamard(cl)] ; % construction of Hadamard codes
end
%This part is add before IFFT in the main code
cl=2; %spreading code length
code=vHadamard(size(sub_carreres,1),cl);
cl=size(code,2);S_sub_carreres=[ ];
for kg=1:size(sub_carreres,2)
S_sub_carreres=[S_sub_carreres sub_carreres(:,kg)*code(kg,:)];
end
```