



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique

Filière : Télécommunication

Projet de Fin d'Etudes

Master : Télécommunication

Option : Réseaux et systèmes de Télécommunications

**Intitulé : Etude et implémentation des codes LDPC pour
la technologie WiMAX IEEE 802.16**

Présenté par :

Mlle MAHI Sarah

Mlle MEDJAHDI Nawel

Jury :

Président :Mr. FT.BENDIMERAD Prof. à l'Université de Tlemcen

Encadrant :Mr. A.BOUACHA M.C.B. à l'Université de Tlemcen

Examineur :Mr.S.M.BAHRI M.C.B. à l'Université de Tlemcen

Examineur :Mr.S.A.DJENNAS M.C.A. à l'Université de Tlemcen

Année Universitaire : 2012/2013

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous remercions le bon DIEU ; le tout puissant, de nous avoir aidé à
accomplir ce travail,

Nous tenons d'abord à remercier notre encadreur Monsieur

Dr : ABDELHAFID BOUACHA,

Pour pouvoir bien voulu encadrer ce travail ainsi que pour sa riche contribution et ses
principaux conseils.

Nous tenons à remercier également les jurys d'avoir accepté

l'évolution de ce travail.

Nous exprimons nos sincères reconnaissances a l'égard de tous ceux

qui ont

Contribué à notre formation,

Enfin, nous à remercier tous ceux qui ont prêté main forte.

DEDICACE

A l'aide de DIEU tout puissant, qui trace le chemin de ma vie, j'ai pu arriver
à réaliser ce modeste travail que je dédie à :

A ma chère mère ;

A mon cher père ;

Qui m'ont tant donné pour faire de moi ce que je suis.

A ma sœur SAMIA,

A mon frère HOUCINE,

A mon fiancé Mr : MEDELICI Sofiane,

A tout ma famille ainsi ma belle famille,

A tous ceux qui m'ont aidé a réaliser ce travail,

A tous ceux comptent pour moi,

A tous ceux pour qui je compte,

Je leur dédie ce modeste travail en guise de reconnaissance.

Nawel

DEDICACE

A mon cher père
& ma chère mère

Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance.
Et pour leurs patiences et leurs sacrifices.
Qu'ils trouvent dans ce travail
Un Témoignage de mon profond amour et éternelle reconnaissance.

A mes grands parents
Que Dieu leur procure bonne santé et longue vie

A mes chers Sœurs
En lui souhaitant la réussite dans leurs études et dans leur vie.

A toute ma famille proche soit-elle ou lointaine.

A tous mes amis
Pour la merveilleuse ambiance qui caractérise notre amitié. Qu'ils soient
heureux sur les plans personnel, professionnel et social.

A tous ceux qui m'ont aidé afin de réaliser ce travail.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

J'exprime mes sentiments les plus profonds et leur dédie ce modeste travail.

SARAH

- **Résumé**

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est une technologie basée sur l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et qui fournit un accès point à multipoint (PMP) à large bande sans fil (BWA) pour l'accès radio des prochaines générations. Aujourd'hui, la principale application (fixe ou mobile) WiMAX est pour les stations de base MAN/WAN et les station-relais. Il fournit une portée maximale de 50km, des débits élevés (jusqu'à 75 Mbps) et dépasse largement la technologie Wi-Fi. WiMAX a été mis en œuvre suivant de la norme IEEE 802.16 qui a été conçu par l'institut IEEE.

Dans ce travail nous nous intéressons aux problèmes liés à l'amélioration des performances du système WiMAX par l'introduction des codes correcteurs d'erreur LDPC et leur comparaison aux codes (RS, CC) déjà implantés dans le système WiMAX.

Mots-clés : Code LDPC, WiMAX, IEEE 802.16e, 802.16d, OFDM

- **Abstract**

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) is a technology based on OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) who give point to multipoint (PMP) wireless access with a large band (BWA) for radio access of future generations. Today currently, the principle WiMAX application (fixe or mobile). WiMAX is for MAN/WAN base stations and relay stations. It provide a high distance of emission of 50Km, high data rate (until 75 Mbps) and out performs WI-FI's technology. WiMAX is based on the function of IEEE 802.16 norm that was made by the IEEE institute.

In this work, we focus on the problems of improving the performances of WiMAX system, with the introduction of the correcting codes LDPC and their comparison with the RS,CC code implanted before in the WiMAX system.

Key-words: Code, LDPC, WiMAX, IEEE 802.16e, IEEE.16d, OFDM.

- **Résumé**

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est une technologie basée sur l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et qui fournit un accès point à multipoint (PMP) à large bande sans fil (BWA) pour l'accès radio des prochaines générations. Aujourd'hui, la principale application (fixe ou mobile) WiMAX est pour les stations de base MAN/WAN et les station-relais. Il fournit une portée maximale de 50km, des débits élevés (jusqu'à 75 Mbps) et dépasse largement la technologie Wi-Fi. WiMAX a été mis en œuvre suivant de la norme IEEE 802.16 qui a été conçu par l'institut IEEE.

Dans ce travail nous nous intéressons aux problèmes liés à l'amélioration des performances du système WiMAX par l'introduction des codes correcteurs d'erreur LDPC et leur comparaison aux codes (RS, CC) déjà implantés dans le système WiMAX.

Mots-clés : Code LDPC, WiMAX, IEEE 802.16e, 802.16d, OFDM

- **Abstract**

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) is a technology based on OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) who give point to multipoint (PMP) wireless access with a large band (BWA) for radio access of future generations. Today currently, the principle WiMAX application (fixe or mobile).WiMAX is for MAN/WAN base stations and relay stations. It provide a high distance of emission of 50Km, high data rate (until 75 Mbps) and out performs WI-FI's technology. WiMAX is based on the function of IEEE 802.16 norm that was made by the IEEE institute.

In this work, we focus on the problems of improving the performances of WiMAX system, with the introduction of the correcting codes LDPC and their comparison with the RS,CC code implanted before in the WiMAX system.

Key-words: Code, LDPC, WiMAX, IEEE 802.16e, IEEE.16d, OFDM.

Liste des Abréviations, sigles et acronymes

A :

ACS (Ajout, Comparaison, Sélection).

ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line).

ANS (Access Service Network).

ATM (Asynchronous Transfer Mode).

B:

BLR (Boucle Locale Radio).

BPSK (Binary Phase Shift Keying).

BS (Base Station).

C:

CC (Code Convolutif)

CDMA (Code Division Multiple Access).

CPE (Customer Premise Equipment).

CPS (Common Part Sublayer).

CS (Convergence Sublayer).

CSN (Connectivity Service Network).

CSSAP (Service Specific Convergence Sublayer).

D :

DSL (Digital Subscriber Line).

E :

ETSI (Europaen Telecommunications Standards Institue).

F :

FDD (Frequency Division Duplex).

FEC (Forward Error Correction).

FFT (Fast Fourier Transform).

L:

LDPC (Low Density Parity check Code)

LOS (Line Of Sight)

M:

MAC (Media Access Contrôle)

MBWA (Mobile Broadband Wireless Access)

ML (Maximum de Vraisemblance)

N:

NLOS (Non Line Of Sight)

O:

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

P:

PMP (Point MultiPoints)

PRBS (Pseudo Random Binary)

PS (PrivacySublayer)

Q:

QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

QoS (Quality of Service)

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

R:

RS (Reed Solomon).

S:

SNR (Signal to Noise Ratio).

SOFDM (Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access)

SSCS (Service Specific Convergence Sublayer).

T:

TDD (Time Division Duplex)

TDMA (Time Division Multiple Access)

TEB (Taux d'Erreur Binaire)

U:

UMTS (Universal Mobile Telecom System)

V:

VT (Vecteur ligne)

W:

Wireless HUMAN (High speed Unlicensed MAN)

Wifi (Wireless Fidelity)

WiMAX (World Inter Operability For Microwave Access)

WLAN (Wireless Local Area Network)

WMAN (Wireless Metropolitan Network)

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralité sur la technologie WiMAX

I.1.Introduction.....	3
I.2.Historique de la WiMAX.....	3
I.3.Généralités sur le WiMAX	4
I.3.1. Principe de fonctionnement	4
I.3.2. Architecture générale du réseau WiMAX	5
I.4.Etude technique du WiMAX	6
I.4.1. Les normes WiMAX.....	7
I.4.1.1. La norme IEEE 802.16a.....	7
I.4.1.2. La norme IEEE 802.16d	7
I.4.1.3. La norme IEEE 802.16e.....	8
I.4.1.4. La norme IEEE 802.20	9
I.4.2. Architecture en couches du système WiMAX.....	9
I.4.2.1. Couche physique « PHY ».....	10
I.4.2.2. Couche MAC	11
I.4.3. Technologie WiMAX et réseaux sans fil.....	12
I.5.Application de la WiMAX.....	14
I.5.1. Desserte avec WiMAX	14
I.5.2. Collecte avec WiMAX.....	14
I.6.Défis de déploiement WiMAX	15
I.6.1. La standardisation	15
I.6.2. Les coûts :	15
I.6.3. Convaincre les opérateurs mobiles des avantages du WiMAX.....	15
I.7.Conclusion	16

Chapitre II : Codage de canal et code LDPC

II.1.Introduction	17
II.2.Codage de canal dans les transmissions numérique	17
II.2.1.Définition.....	17

Table des matières

II.2.2. Différents types de codages	18
II.2.2.1. Codes en blocs	18
II.2.2.2. Codes convolutifs	19
II.3. Codage de canal pour le système WiMAX	21
II.3.1. Schéma de principe pour le WiMAX	21
II.3.2. Codage canal suivant la norme IEEE 802.16	22
II.3.2.1. Embrouillage	22
II.3.2.2. Codage correcteur d'erreurs FEC	23
II.3.2.3. Entrelacement	27
II.3.3. Décodage de canal	28
II.3.3.1. Désentrelacement	28
II.3.3.2. Décodage correcteur d'erreurs	29
II.3.3.3. Décodage de Reed Solomon:	29
II.3.3.4. Désembrouillage	30
II.4. Codes de contrôle de parité basse densité (LDPC)	30
II.4.1. Généralités	30
II.4.2. Construction des codes LDPC	31
II.4.2.1. Les codes LDPC de Gallager	32
II.4.2.2. Les codes LDPC quasi-cycliques	32
II.4.2.3. Les codes LDPC aléatoires	33
II.4.3. Décodage des codes LDPC	33
II.4.3.1. Décodage avec des décisions fermes	33
II.4.3.2. Décodage avec des décisions pondérées	34
II.5. Les codes LDPC pour le WiMAX	34
II.6 Conclusion	37

Chapitre III : Chaîne de simulation WiMAX-LDPC

III.1. Introduction	38
III.2. Description des symboles OFDM	38
III.2.1. Principe de l'OFDM	39

Table des matières

III.2.1.1. Principe de la modulation multi porteuse.....	39
III.2.1.2. Principe de la démodulation.....	42
III.3. Mise en œuvre du système OFDM.....	43
III.3.1. Implémentation numérique du modulateur	43
III.3.1.1. Implémentation numérique du démodulateur	44
III.4. Calculs du TEB	45
III.5. Mise en œuvre de l'OFDM dans le WiMAX	45
III.6. Simulation de la technologie WiMAX-OFDM.....	48
III.6.1. Génération des données.....	49
III.6.2. Codage de canal	49
III.6.2.1. Code correcteur d'erreur FEC.....	49
III.6.3. Modulation de symboles de données	51
III.6.4. Répartition des sous-porteuses	52
III.6.5. Modulation OFDM par IFFT	52
III.6.6. Insertion préfixe cyclique.....	53
III.6.7. Le canal	54
III.6.7.1. Caractéristiques du canal radio mobile	54
III.6.7.2. Modèle de propagation pour simulation	55
III.6.8. Récepteur.....	55
III.6.8.1. Estimation et égalisation du canal.....	56
III.7. Simulation on utilisant le codage LDPC.....	57
III.7.1. Encodeur LDPC	58
III.7.2. Décodeur LDPC	59
III.8. Conclusion.....	60

Chapitre IV : Résultat de simulation

IV.1. Introduction.....	61
IV.2. Résultats de simulation pour un codage RS-CC.....	61
IV.2.1 Evaluation du taux d'erreurs binaire.....	61
IV.2.2 Evaluation du l'efficacité spectrale.....	66
IV.3. Résultats de simulation pour un codage LDPC	68

Table des matières

IV.3.1 Evaluation du taux d'erreurs binaire.....	69
IV.3.2 Evaluation de l'efficacité spectrale.....	74
IV.4. Comparaison des deux types de codage RS-CC et LDPC.....	76
IV.5.Conclusion.....	79
Conclusion générale.....	80

Table des matières

Liste des figures

Figure I.1 : BLR.	4
Figure I.2 : Topologie d'un réseau WiMAX.	5
Figure I.3 : Architecture de réseau WiMAX.	6
Figure I.4: les couches protocolaires de la WiMAX.	10
Figure I.5 : Positionnement de la couverture du WIMAX parmi les réseaux sans fil	13
Figure I.6 : Desserte avec WiMAX.	14
Figure I.7 : La collecte avec WiMax.	15
Figure II.1 : Chaine de communication numérique basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d.	21
Figure II.2 : Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d.	22
Figure II.3 : Générateur de séquences pseudo-aléatoires.	23
Figure II.4 : Principe du code de Reed Solomon.	23
Figure II.5 : Processus de raccourcissement du code RS dans le WiMAX.	24
Figure II.6 : Exemple d'un codeur convolutionnel	25
Figure II.7 : Poinçonnement pour obtenir des taux de $2/3$ et $3/4$	26
Figure II.8 : Principe du codeur de taux $R=1/2$	27
Figure II.9 : Structure de l'entrelaceur	28
Figure II.10 : Décodage canal dans le WiMAX.	28
Figure II.11 : Matrice de contrôle de parité H sous une forme triangulaire inférieure approximative [9].	35
Figure II.12: Schéma de principe de l'architecture du codeur pour les codes LDPC en WiMAX	36
Figure III.1 : Structure dans le domaine temporel du symbole OFDM.	38
Figure III.2 : Structure dans le domaine fréquentielle du symbole OFDM.	39
Figure III.3 : Principe de la modulation OFDM.	40
Figure III.4 : Spectres des différentes porteuses	41
Figure III.5 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.	41
Figure III.6 : Principe de démodulation OFDM.	42
Figure III.7 : Modulateur OFDM numérique.	43
Figure III.8 : Démodulateur OFDM numérique.	45
Figure III.9 : Définitions des paramètres OFDM dans le WiMAX.	45
Figure III.10 : Représentation Temps / fréquentielle d'un symbole OFDM et d'une trame OFDM.	47
Figure III.11 : Schéma général du système OFDM.	48
Figure III.12 : Schéma bloc pour l'implémentation du système OFDM-WiMAX.	50
Figure III.13 : Les Quatre types de modulations supportées par la WiMAX.	51
Figure III.14 : Passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM.	52
Figure III.15 : Scénario typique de propagation radio-mobile.	54
Figure III.16 : Présentation de la détection différentielle sur le plan temporel.	56

Table des matières

Figure III.17 : Présentation de détection différentielle sur le plan fréquentiel.	57
Figure III.18 : Mise en œuvre de la LDPC pour un système OFDM.....	57
Figure III.19 : Représentation sous forme pseudo triangulaire inférieure de la matrice de contrôle H.....	58
Figure IV.1 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour BPSK, CC (R=1/2).	62
Figure IV.2 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK, RS (32, 24, 4), CC (2/3), R=1/2.....	63
Figure IV.3 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK, RS (40, 32, 2), CC (5/6), R=3/4.....	63
Figure IV.4 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM, RS (64, 48, 4), CC (2/3), R=1/2.....	64
Figure IV.5 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM, RS (80, 72, 4), CC (5/6), R=3/4.....	65
Figure IV.6 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64-QAM, RS (108,96,6), CC (3/4), R=2/3.....	65
Figure VI.7 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64-QAM, RS (120, 108,6), CC (5/6), R=3/4.....	66
Figure VI.8 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour BPSK, CC (1/2).	67
FigureVI.9 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour différents profils.	68
Figure IV.10 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour BPSK, (R=1/2, L=576).	69
Figure VI.11 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK, (R=1/2, L=576).	70
Figure IV.12 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK, (r=3/4, L=576).....	71
Figure IV.13 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 4-QPSK, (R=3/4, L=2304).	71
Figure IV.14 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM, (r=1/2, L=576).	72
Figure IV.15 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64QAM, (r=2/3, L=2304).	72
Figure IV.16 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64QAM, (R=3/4, L=2304).	73
Figure IV.17 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour différents profils avec codage LDPC.....	74
Figure IV.18 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de BPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC (R=1/2, L=576).	75
Figure IV.19 : BER en fonction rapport E_b/N_0 de QPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC(R=1/2, L=576).	76
Figure IV.20 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de QPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC(r=3/4, L=576).....	76
Figure IV.21 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de 16QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC(r=1/2, L=576).....	77
Figure IV.22 : BER en fonction rapport E_b/N_0 de 64QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC(r=2/3, L=2304).....	77
Figure IV.23 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de 64QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC(r=3/4, L=2304).	78

Table des matières

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution pertinente des technologies et la modification radicale des demandes et des exigences des clients ont abouti à une diversification et une croissance indéniable dans les services de communication sans fil. Du fait de la simplicité et la commodité de ces technologies, la dernière décennie était marquée par l'émergence de nombreuses technologies sans fil telles que le Bluetooth 802.15 ou encore le WIFI (Wireless Fidelity) 802.11. Le réseau d'accès à large bande représente aujourd'hui un souci permanent pour tous les utilisateurs sur le marché aussi bien pour un usage commercial que privé. La technologie la plus récente qui connaît aujourd'hui un grand essor dans le domaine de la transmission sans fil est le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). Apparu en juin 2001, WiMAX est maintenant le réseau d'accès à large bande le plus sollicité grâce à ses nouvelles performances au niveau du débit et de la portée.

Le WiMAX est connu aussi sous le nom IEEE 802.16, cette norme ne cesse, depuis sa naissance, de connaître des évolutions successives et de marquer des succès indéniables au niveau des services offerts et des progrès réalisés dans son domaine. En effet, cette norme n'a seulement pas permis de diminuer et résoudre les problèmes des zones lointaines privées de l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) et des réseaux filaires, mais également, elle vient ouvrir des nouvelles perspectives dans ses dernières publications 802.16e par l'introduction d'une portabilité très attendue et demandée par la clientèle sur le marché.

Le WiMAX offre la possibilité de couvrir une large bande d'ondes soit de 2 à 66 GHz. Avec ce grand choix de fréquences, il est plus facile d'interagir avec divers types de produits existant sur le marché. Les technologies cellulaires, WiFi, Bluetooth et autres types d'ondes à courte portée pourront ainsi être relayés à des antennes qui ont une portée théorique de 50 Km et un débit de 75Mbit/s. Les entreprises de télécommunications espèrent ainsi faire d'importantes économies en ayant la possibilité d'installer rapidement des antennes qui pourraient raccorder environ 60 entreprises avec des lignes du type T1 et des centaines de ménages avec des liens du type DSL- 1Mbit/s. Mais ces espoirs sont limités par quelques réalités physiques du terrain, la couverture efficace dans une région densément peuplée étant d'environ 3 Km à 10Mbit/s. La portée des ondes est affectée par les objets pouvant se trouver entre les antennes, les interférences radioélectriques ainsi que le déplacement trop rapide des utilisateurs. L'adoption du WiMAX risque donc d'être freinée par l'émergence de technologies par câble comme l'ADSL2+ qui sera en mesure d'atteindre un débit de 30Mbit/s. Avec les services actuels comme le modem câble «Internet haute vitesse extrême» le débit offert est de 6,5 Mbit/s.

Ce projet consiste à implémenter et simuler le standard IEEE 802.16 qui opère dans la bande des fréquences 2-11GHz, où les données sont transmises en NLOS, ce qui cause beaucoup d'évanouissement du signal, et beaucoup d'erreurs dans les données transmises.

Introduction générale

Pour remédier à ces problèmes, le WiMAX utilise l'OFDM à 256 porteuses comme une technique de transmission, grâce à ses avantages dans la propagation multi trajets.

L'objectif de ce projet de fin d'études est d'améliorer les performances du système WiMAX par l'introduction des codes correcteurs d'erreurs LDPC et les comparer aux codes déjà implémentés dans le système WiMAX. Le simulateur réalisé est implémenté dans un environnement Matlab pour étudier les différents profits de modulations et de codage en évaluonsle taux d'erreur binaire et l'efficacité spectrale.

Ce travail est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre, sera dédiéà la présentation des généralités, des normes et des spécificités techniques de la technologie WiMAX

Nous détaillerons dans le deuxième chapitre les divers types de codages de canal utilisés dans la chaine de transmission du WiMAX, notamment les codes en blocs et les codes convolutifs,

Le troisième chapitrereprésentera la chaine de communication WiMAX ainsi que les principales caractéristiques de l'OFDM.

Enfin, les résultats de simulation sont présentées dans le quatrième chapitre, pour un codageFEC et LDPC. Une interprétation des résultats est aussi donnée dans ce chapitre.

I.1. Introduction

Le WiMAX est une nouvelle technologie, de réseau sans fil qui est de plus en plus présent dans notre vie quotidienne et tend à remplacer l'utilisation excessive des câbles.

Le WiMAX (Word Interoperability for Microwave Access) est un réseau hertzien, haut débit, large bande qui couvre un rayon de plusieurs kilomètres. Il est normalisé par l'organisme IEEE sous la norme 802.16. Son objectif principal est de fournir une connexion Internet haut débit aux zones dépourvues d'accès aux réseaux filaires à cause des contraintes économiques ou géographiques.

Pour mieux cerner cette technologie, en présente en début de ce chapitre un historique de l'évolution de cette technologie. Une étude succincte de la technologie WiMAX est donnée par la suite avec la présentation du principe de fonctionnement, de l'architecture du réseau, des normes, de la couche physique et la couche MAC. Enfin, en présente quelques applications de la WiMAX et les défis de déploiement et de cette technologie.

I.2. Historique de la WiMAX

Ces dernières années, le WiMAX a émergé comme l'une des futures technologies d'accès sans fil à haut débit et à large portées.

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 des réseaux sans fils Hyper Man qui était proposé en Europe par L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute of Electrical and Electronicsengineer) et dénommé IEEE 802.16. Aujourd'hui, le WiMAX forum rassemble plus de 300 fournisseurs et entreprises bien connues comme ATCT Wireless, Intel, Fujitsu, Alcatel, Motorola, Nokia, Siemens, France Télécom, etc.... Un des buts principaux du WiMAX forum est de permettre l'interopérabilité entre différents standards et différentes normes.

La norme 802.16 a connu de nombreuses évolutions au fur et à mesure qu'elle a gagnées en popularité. La première norme a été élaborée en 2001(IEEE 802.16). Elle définissait des réseaux métropolitains sans fil dans les bandes de fréquences de 10 à 66 GHz. Deux années plus tard, la norme IEEE 802.16 pour les fréquences inférieures à 10 GHz a vu le jour. Ces deux normes ont été ensuite regroupées sous le standards IEEE 802.16d.

Récemment, on a vu apparaitre de nouveaux standards comme le 802.16e définissant les possibilités d'utilisation de la technologie pour des applications mobiles. Ce standard utilise des fréquences de 2 à 6GHz. On peut également citer le 802.16f qui concerne les réseaux maillés [3].

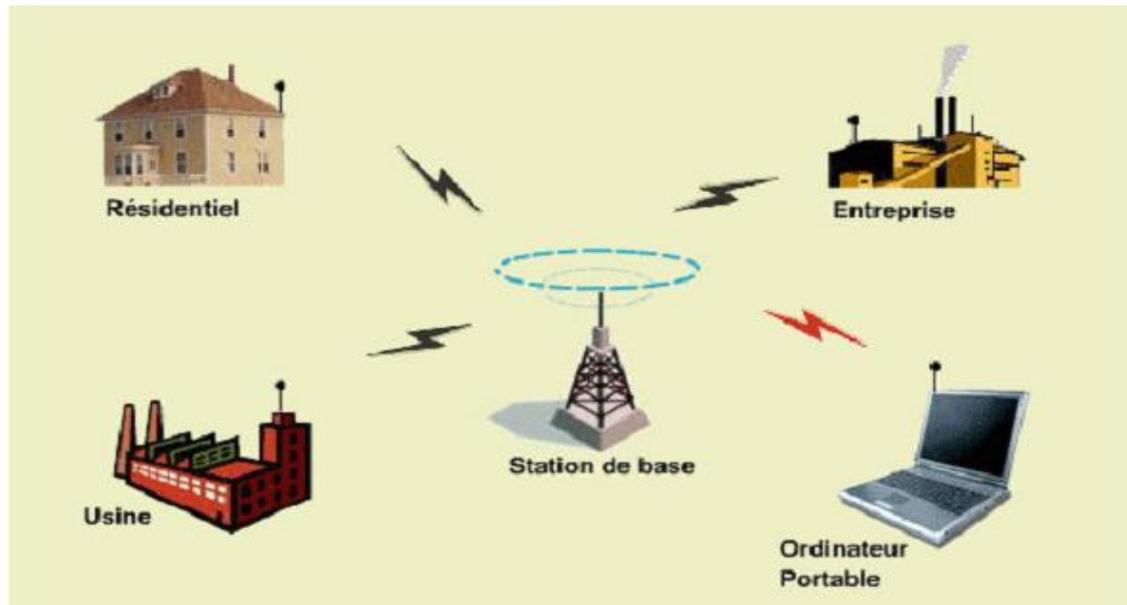


Figure I.1 : BLR¹(Boucle locale Radio).

I.3. Généralités sur le WiMAX

I.3.1. Principe de fonctionnement

Le cœur de la technologie WiMAX est la station de base (BS), c'est-à-dire l'antenne centrale chargée de communiquer avec les antennes d'abonnés. La BS émet des ondes radio (hertziennes) dans la bande de fréquence de 2,5 GHz (3,5GHz en Europe), qui seront captées par plusieurs antennes d'abonnées, ainsi que par d'autres stations WiMAX conçues pour jouer le rôle de relais.

Dans un système WiMAX, la station de base est connectée au réseau public en utilisant la fibre optique, le câble, la liaison à ondes radio ou n'importe quelle autre connexion point à point haute vitesse connu sous le nom de backhaul. Dans certains cas comme dans les réseaux de topologie maillée, la connexion PMP (point à multipoint) est aussi utilisée comme backhaul [1].

¹La boucle locale est une technologie sans fil métropolitaine qui désigne les infrastructures de transmission d'un réseau de télécommunication ouvert au public reliant directement les clients aux équipements de commutation aux quels ils sont rattachés.

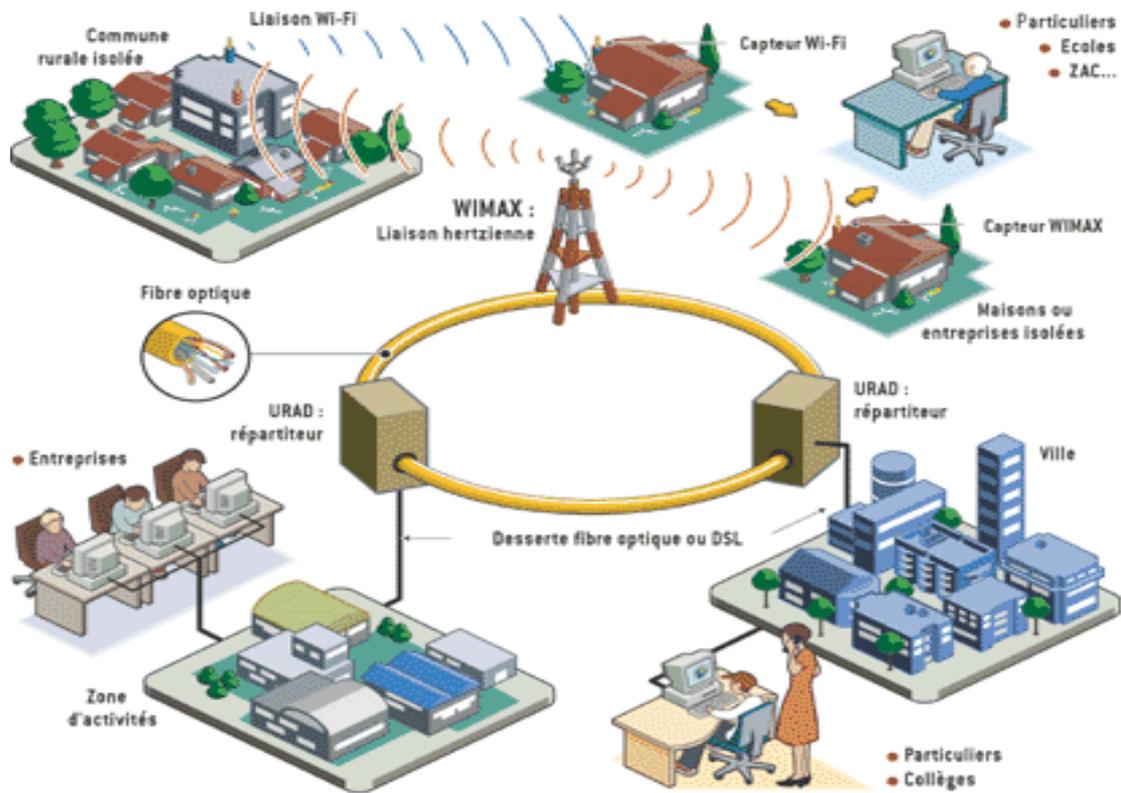


Figure I.2 : Topologie d'un réseau WiMAX.

Un signal émis par une station de base peut franchir de petits obstacles, tels que les maisons et les arbres. On parlera alors d'une communication NLOS (Non Line of Sight). Une communication NLOS connaît une diminution en termes de débit qui pourra atteindre les 20Mb/s. En outre, les grands immeubles ne peuvent malheureusement pas être franchis par les signaux WiMAX. Les connexions LOS (Line of Sight) sont donc plus puissantes et plus stables que les connexions NLOS qui connaissent un taux d'erreur plus élevé.

I.3.2. Architecture générale du réseau WiMAX

L'architecture générale du réseau WiMAX, illustrée par la figure I.3, se compose des éléments suivants :

1. *La partie radio* : constituée de la station de base (BS) et du contrôleur d'accès WiMAX (ANS), qui assure la couverture radio et la gestion des fonctionnalités d'accès MAC comme le paging, la gestion des ressources radio (RRM Radio Resource Management) et la mobilité entre les BS (pour la norme 802.16.e).
2. *Le cœur du réseau IP* : constitué du CSN (Connectivity Service Network) et des éléments de connexion au réseau (Home Agent, Serveur AAA). Le CSN représente un ensemble de fonctions du réseau fournissant des services de connectivité IP aux abonnés de WiMAX.
3. *Les équipements terminaux* : ils sont de trois types indoor, out door ou mobiles.

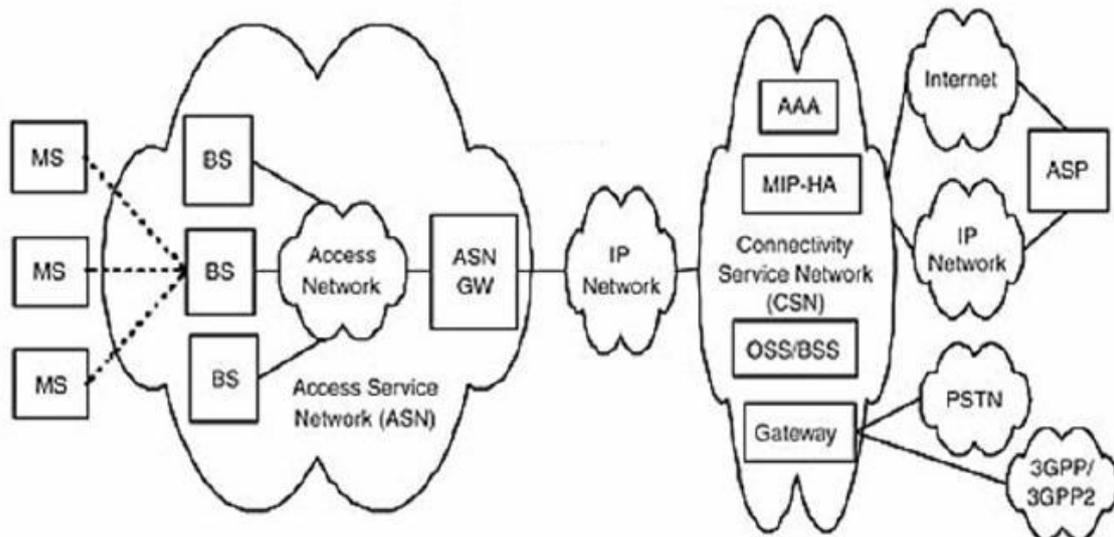


Figure I.3 : Architecture de réseau WiMAX.

Cette architecture supporte la mobilité et le Handover ce qui inclut [5]:

- a) Le Handover vertical.
- b) La gestion de la mobilité basée sur IPV4 et IPV6.
- c) Roaming entre les réseaux de fournisseurs de services.
- d) Handover sans couture (combinaison de soft et de Fast Handover).

I.4. Etude technique du WiMAX

Les normes du WiMAX sont en évolution continue. Le Tableau I.1 résume l'évolution de la norme IEEE 802.16.

Dans ce tableau, on repère les deux normes principales, à savoir la 802.16d appelée aussi 802.16-2004. Elle concerne la version fixe du WiMAX et la 802.16e qui concerne la version mobile.

Tableau I.1 : Evolution de la norme IEEE 802.16.[4]

Norme	802.16	802.16a	802.16d	802.16 ^e	802.20
Publiée en	Décembre 2001	Janvier 2003	Juillet 2004	2005	En cours
Mobilité cellulaire	Fixe	Fixe	Fixe [WIMAX WP204]	Portabilité ou faible mobilité <125km/h	—
Environnement de propagation	LOS	Non LOS	Non LOS	Non LOS	Non LOS (espace libre, Batiments, Fast fading)
Bandes de fréquences systèmes	10-66GH	2-11GH	2-11GH	2-6GH	< 3,5GH
Débit	(96/120/134.4Mbps) pour 20/25/28 MHZ	18.2 Mbps (pour 6MHz)	Jusqu'à 75Mbps pour 20 MHz	Jusqu'à 15Mbps pour 5MHz	<1Mbps(1.25MHz-DL) <4Mbps(5MH-DL) <300Kbps(1.25MH - UL) <1.25 Mbps(5MH - UL)
Rayon de cellule attendu	2-5 km	7-10 km avec un maximum de 50 km	10 km	2-5 km	100m-2km
Modulation	M QPSK 16QAM et 64QAM	—	M256 OFDM, QPSK, 16QAM	M256 OFDM, QPSK, 16QAM	—

I.4.1. Les normes WiMAX

La WiMAX réunit plusieurs standards, tous à des états d'avancement différents, qui sont autant d'axes de travail du groupe IEEE 802.16.

I.4.1.1. La norme IEEE802.16a

L'IEEE 802.16a est la norme qui a réellement suscité de l'intérêt pour WiMAX. C'est la norme qui fonctionne pour un réseau sans fil fixe avec une portée allant jusqu'à 80 km. Travaillant dans la bande 2 à 11 GHz, elle permet aux opérateurs non licenciés de l'adopter. Le débit théorique pour ce système approche les 70 Mbps en utilisant des canaux de 20 MHz. Les topologies point-multipoint ainsi que des réseaux maillés sont acceptés et ne nécessitent pas une vue dépourvue d'obstacle [4].

I.4.1.2. La norme IEEE 802.16d

Cette norme connue aussi sous le nom de WiMAX fixe, est la première norme qui a écrit totalement les protocoles utilisés dans la couche PHY et MAC. Elle donne un aperçu réel des technologies de communication haut débit qui viendront sur le marché dans un futur proche. Cette norme a été conçue pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit,

elleopère dans une bande de fréquences allant de 2GHz à 11 GHz; son débit théorique est de l'ordre de 70Mb/s et son rayon de couverture est de 50Km [4].

La norme 802.11d est ratifiée par l'IEEE le 24 juin 2004 sous le nom : 802.16-2004. Elle spécifie plusieurs protocoles fonctionnant avec les spécifications suivantes :

Tableau I.2 : WiMAX fixe 802.16d.

Mode	Normale
Distance d'émission théorique	5km en ville et jusqu'à 50 km (zone rurale)
Distance d'émission testée	1km en ville et jusqu'à 20km en campagne
Débit théorique	70Mbits /s
Débit pratique	40Mbits/s
Couche PHY	OFDM (max 256)
Couche MAC	TDMA
Bande de fréquence	2,5Ghz et 3,5Ghz
Fonction optimal	En LOS
Modulation possible	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Duplexing	FDD et TDD
Nombre terminaux raccordés simultanément	1000

I.4.1.3. La norme IEEE 802.16e

La norme 802.16e (IEEE 802.16-2005) ou encore appelée WiMAX Mobile est validée et publiée par l'IEEE le 7 décembre 2005. Elle définit les protocoles à utiliser dans le cas des bandes larges pour une couverture radio point multi point. L'amendement 802.16e permet de réaliser une communication entre la station de base et un ou plusieurs CPE (terminaux mobiles) dans le cas d'une mobilité jusqu'à 60Km/h. Cette nouvelle norme est importante car elle intéresse les opérateurs pour répondre au besoin de mobilité des utilisateurs. Elle permet également d'avoir un réseau plus robuste et plus performant [4].

Elle utilise notamment les nouvelles technologies suivantes : la FFT (Fast Fourier Transform), OFDM 1024, S-OFDMA. Les principales spécifications de cette norme sont :

Tableau I.3 : WiMAX mobile 802.16.d [5].

Mode	Mobilité (Handover) jusqu'à 60km/h
Distance d'émission théorique	3km
Distance d'émission testée	3km
Débit théorique	46Mbits /s
Débit pratique	16Mbits/s
Couche PHY	OFDM (max 1024 sous canaux)
Couche MAC	TDMA
Bande de fréquence	2,5Ghz et 3,5Ghz
Fonction optimal	En LOS et NLOS
Modulation possible	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Duplexing	TDD

Le tableau I.4 donne une comparaison entre les deux normes WiMAX fixe et mobile.

Tableau I.4 : Comparaison entre le WiMAX fixe et le mobile [5].

	WiMAX fixe	WiMAX mobile
Fréquence	2.5 Ghz	2-6Ghz
Couverture maxi	50 km	3.5 km
Débit	70 Mb/s	30 Mb/s
Interopérabilité	Avancée	Avancée
Mobilité	Cellule	122km/h
QOS	Avancée	Avancée

I.4.1.4. La norme IEEE802.20

Le standard IEEE 802.20 n'apparaît pas comme un rival du standard 802.11, puisque le premier est destiné aux réseaux métropolitains alors que le second est destiné aux réseaux locaux. L'IEEE 802.20 appartiendrait donc plus à un concurrent du WiMAX, le standard 802.16. Le but premier du WiMAX était de permettre la création de réseaux métropolitains fixes à très hauts débits (70 Mbits/s). Cependant, les récentes évolutions 802.16e puis 802.16-2004, publiée le 24 Juin 2004, apportent un certain niveau de mobilité au WiMAX : Les utilisateurs peuvent se déplacer jusqu'à 60km/h en conservant un débit de 15 Mbits/s, permettant ainsi une utilisation en situation de mobilité urbaine. En comparaison, le 802.20 autorise des déplacements pouvant aller jusqu'à 250km/h avec un débit d'1Mbits/s [6].

Il paraît ainsi évident que ces 2 technologies pourront chacune convenir à de mêmes types d'utilisation, néanmoins le 802.20 s'oriente vers les utilisations nécessitant de grands besoins de mobilité. Le WiMAX n'est donc pas un concurrent direct des réseaux MBWA (Mobile Broadband Wireless Access) et des réseaux 3G [6].

I.4.2. Architecture en couches du système WiMAX

L'IEEE 802.16 a été développée suivant une architecture en couches. Elle est principalement constituée de deux couches : La couche physique (PHY) et la couche MAC (Media Access Control).

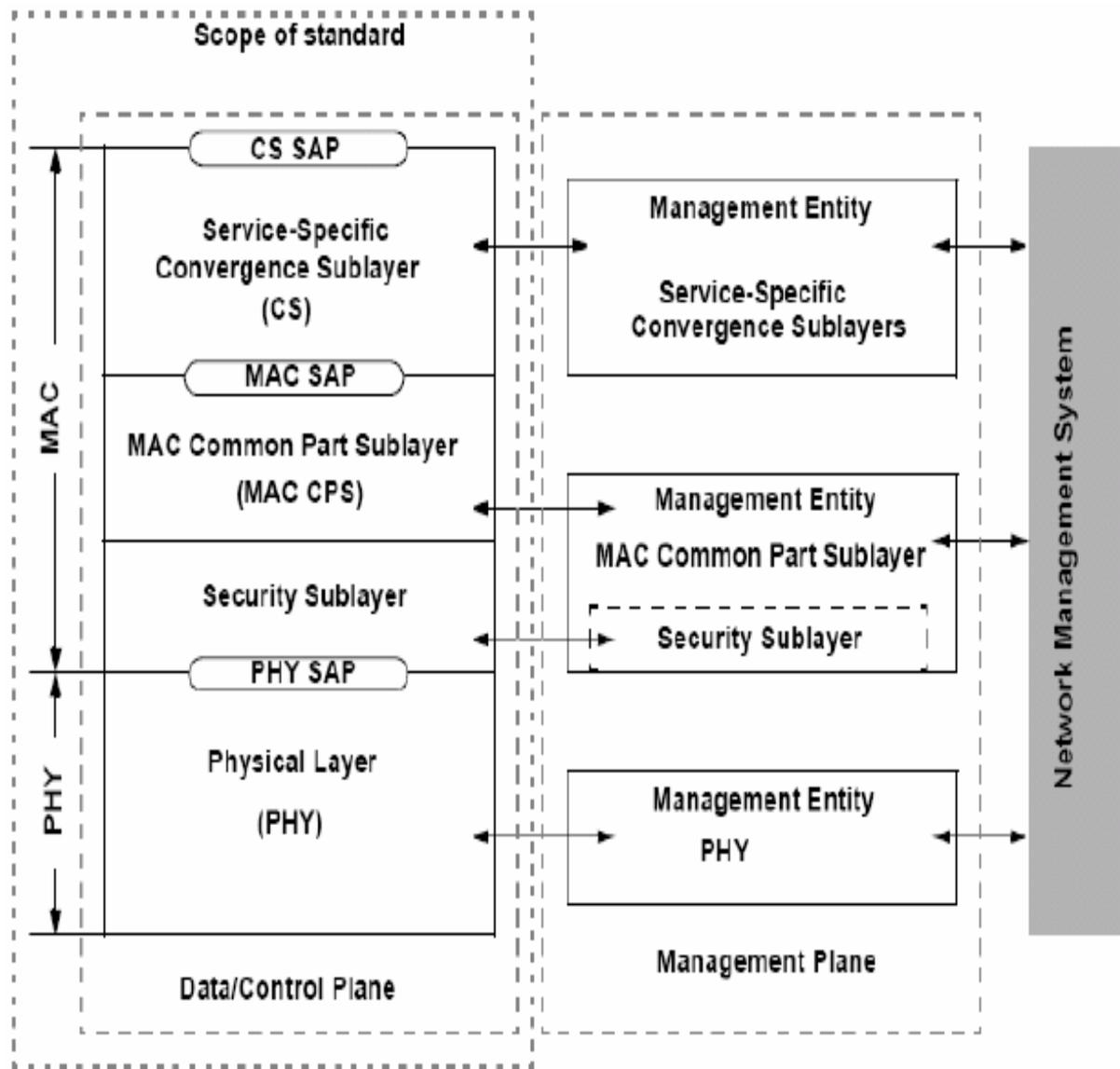


Figure I.4 : les couches protocolaires de la WiMAX[5].

I.4.2.1. Couche physique « PHY »

La couche physique (PHY) du réseau WiMAX (Figure I.4), est responsable de l'établissement des connexions physiques entre les deux parties qui veulent communiquer, souvent dans les deux sens : lien descendant et lien montant. Elle s'occupe aussi de la transmission des séquences de bits, de la définition du type du signal utilisé, de la modulation et de la démodulation, ainsi que de la puissance de transmission [7].

Dans sa version 802.16e, la WiMAX utilise la modulation SOFDMA (Scalable Orthogonal Frequency-Division Multiple Access), qui permet de partager la ressource radio à la fois en temps et en fréquence, en utilisant un nombre de porteuses simultanées compris entre 128 et 2048. La couche physique diffère en fonction de la bande fréquence, en distingue :

- **La bande de 10 à 66 GHz**

C'est dans cette configuration que les performances du WiMAX sont les meilleures. Cette bande de fréquences requiert la propagation en mode LOS (line of sight). Elle supporte deux types de duplexage FDD (lien montant et lien descendant sur des canaux séparés, émissions simultanées) et TDD (le lien montant et le lien descendant partagent le même canal, pas d'émission simultanée) [5].

- **La bande de 2 à 11 GHz**

La couche physique pour ces fréquences est adaptée à la propagation en mode NLOS (none line of sight). La modulation utilisée dans ce cas est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), ceci permet alors des installations simples.

Dans la conception des spécifications physiques de la bande de 10 à 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 en mode NLOS, dans le cas des environnements urbains avec la présence d'obstacles entre deux stations.

Pour répondre à ces spécificiques, quatre types d'interface de transmission ont été définies :

- Wireless MAN-SC2 : utilise un format de modulation avec une seule porteuse.
- Wireless MAN-OFDM : utilise un multiplexage orthogonal à division de fréquence avec 256 points de transformation. L'accès à cette couche physique s'effectue en TDMA.
- Wireless MAN-OFDMA : utilise un multiplexage orthogonal à division de fréquence avec 2048 points de transformation. Ce qui permet de supporter de multiples récepteurs.
- Wireless HUMAN : (Highspeed Unlicensed MAN): La norme ne spécifie pas une technique de transmission propre à elle. N'importe quelle technique de transmission NLOS (SC, OFDM, OFDMA) peut être utilisée, mais avec certaines contraintes spécifiées à cette interface. Seulement le duplexage TDD est utilisé.

I.4.2.2. Couche MAC

La couche MAC prend en charge le transport des cellules ATM mais aussi celui des paquets IP et joue un rôle important dans la gestion de la qualité de service (QoS).

Comme illustré sur la figure I.5, la couche MAC du WiMAX s'appuie sur 3 sous-couches, une couche de convergence spécifique (Service Specific Convergence Sublayer: SSCS), une couche commune (MAC Common Part Sublayer : CPS) et une couche sécurité (Privacy Sublayer: PS) [8].

- **La couche SSCS**

La SSCS fournit toute transformation de données ou le mappage de réseaux externes reçu par la CPS. Pour le raccordement de réseaux externes, la SSCS fournit 2 sous-couches de convergence (CS : convergence sublayer) :

- pour les réseaux ATM : il s'agit d'une interface qui associe les différents services ATM avec la couche MAC-CPS.
- Pour les réseaux à base de paquet : il est utilisé pour le mappage de tout protocole à base de paquet tel qu'Ethernet ou les protocoles Internet telsqu'IPv4, IPv6...

En plus de ces fonctions basiques, les sous-couches de convergence peuvent aussi mettre en œuvre des fonctions plus sophistiqués, telles que l'administration de la charge utile via la suppression des entêtes, puis leurs reconstructions pour améliorer l'efficacité du lien hertzien.

- **La 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).

- **La couche PS :**

La PS est le lien qui réunit la couche MAC à la couche physique (PHY). 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, la couche PS est utilisée pour l'authentification et l'échange des clés de sécurité [8].

I.4.3. Technologie WiMAX et réseaux sans fil

Les réseaux sans fil ne sont pas tous d'un seul et même type, ils sont classés par catégorie, par rapport à un ensemble de caractéristiques communes, tel que le débit, la portée et la bande de fréquences dans laquelle ils opèrent. La Figure I.5 représente la position de la couverture du WiMAX parmi les autres catégories des réseaux sans fil, spécialement par rapport au IEEE 802.11 et au IEEE802.20. Le WiMAX, étant classé comme un réseau sans fil métropolitain, WMAN, se positionne entre les réseaux étendus (IEEE802.20) et WLAN (IEEE 802.11) [7].

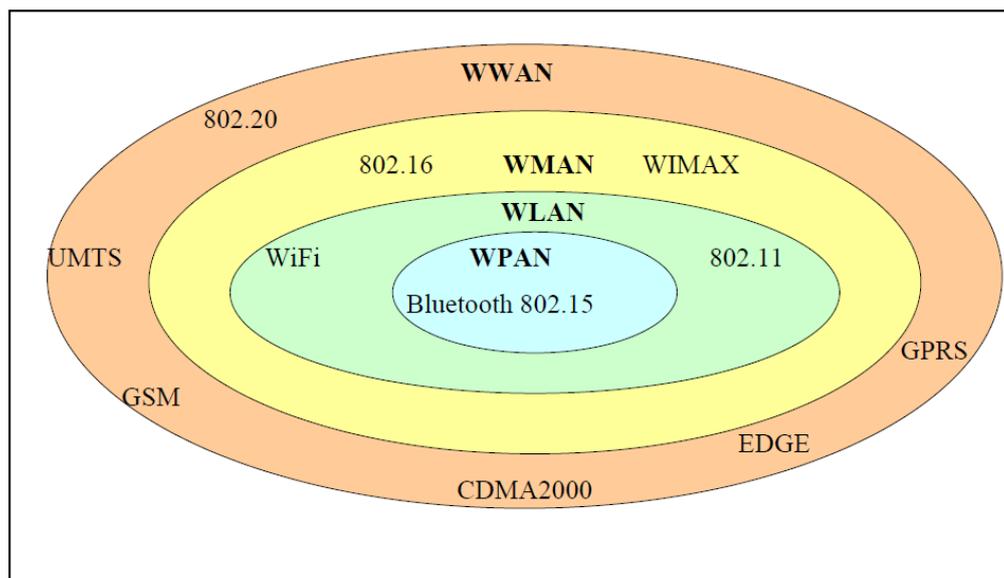


Figure I.5 : Positionnement de la couverture du WiMAX parmi les réseaux sans fil[7].

Deux topologies peuvent être définies pour un réseau WiMAX : La topologie en étoile ou Point-Multipoints (PMP), et la topologie maillée.

La différence principale entre les deux modes, est que dans la topologie PMP le trafic ne peut avoir lieu qu’entre la station de base (BS) et ses stations réceptrices (SSs), alors que dans la topologie maillée, les SSs peuvent également échanger de l’information entre elles selon (Nuaymi 2007), dans la topologie maillée, chaque station peut créer sa propre communication avec n’importe quelle autre station dans le réseau, sans qu’elle soit obligatoirement une station de base. Ainsi, la couverture de cette dernière peut devenir plus importante, selon le nombre de sauts permis menant vers la dernière station réceptrice du réseau [7].

A titre d’exemple le tableau I.5 donne une comparaison entre le WiMAX et l’UMTS [9].

Tableau I.5 : Comparaison entre 802.16e et UMTS [9].

	UMTS	IEEE.802.16 ^e
Déploiement	Large couverture	Large couverture
Couverture typique	Entre 1.5km Pico-cellules : jusqu’à 500m Macro-cellules jusqu’à 7km. Plus la distance augmente plus le débit diminue.	Entre 1.5 et 5km jusqu’à 3.5km en zone dense (NLOS) et jusqu’à 15km en zone rurale. Plus la distance augmente plus le débit diminue.
Bande de fréquence	Environ 2Ghz entre 1.8 et 2.1 GHz	Entre 2 et 6 Ghz
Débit théorique	Jusqu’à 2 Mb/s. Dépend de la vitesse du mobile et la distance par rapport à la station de base.	Jusqu’à 15Mb/s. Dépend de la vitesse du mobile et la distance par rapport à la station de base.
Type de mobilité supportée	Basse, simple et plein mobilité.	Basse, simple et plein mobilité.
Services supportés	Commutation de paquets et commutation de circuits.	Commutation de paquets (basé sur IP).
Modulation	WCDMA	OFDMA

I.5. Application de la WiMAX

I.5.1. 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 [9].

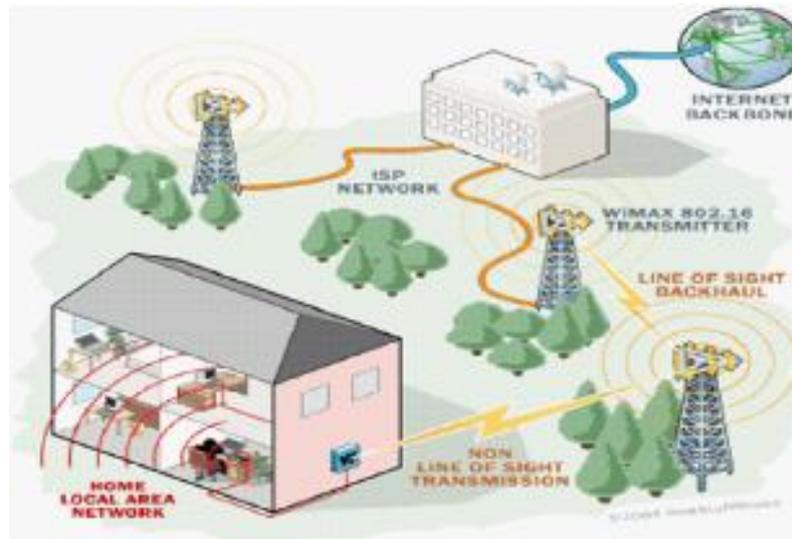


Figure I.6: Desserte avec WiMAX[9].

Pour cela, le client doit posséder un récepteur WiMAX (une puce intégrée ou un CPE Customer Premise Equipement) 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 [9].

I.5.2. Collecte avec WiMAX

Dans un réseau, la collecte consiste à relier les points d'accès (hot spots Wifi ou DSLAM) assurant ainsi la connexion avec Internet. On appelle ce mécanisme le backhauling de hot spots. Contrairement à la desserte, la collecte se fait en "ligne de vue" (LOS), grâce à des émetteurs WiMAX placés suffisamment haut.

L'avantage du WiMAX réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Il ne faudra que deux antennes pour relier deux réseaux distants, là où il aurait fallu des kilomètres de fibre optique en filaire [9].

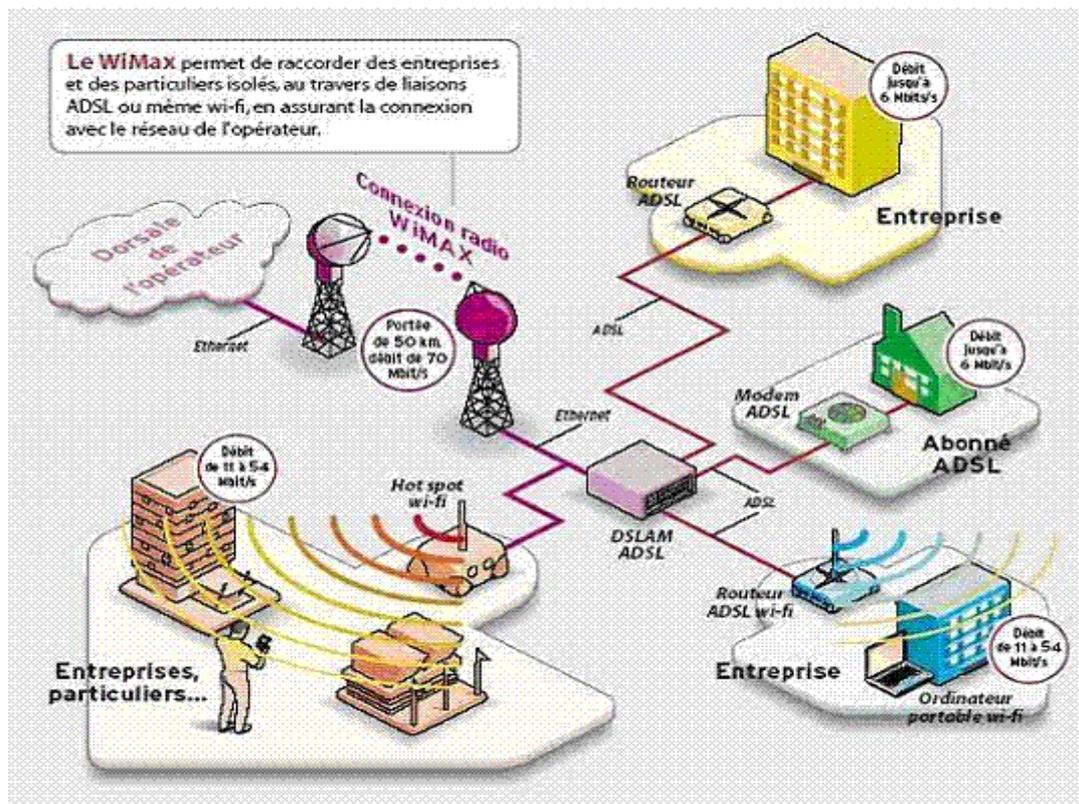


Figure I.7 : La collecte avec WIMAX[9].

I.6. Défis de déploiement WiMAX

Bien que le projet soit extrêmement prometteur, plusieurs obstacles devront être évités afin de réussir un succès commercial similaire à celui obtenu par le Wifi.

I.6.1. La standardisation

Un des principaux facteurs de succès pour le WiMAX sera la réussite ou non d'une réelle standardisation des composants et des normes. Cette standardisation est indispensable afin de garantir des coûts de production faibles, une interopérabilité entre les différents équipements ainsi que la sécurité. C'est d'ailleurs la tâche du consortium WiMAX d'arriver à cet objectif [9].

I.6.2. Les coûts :

Bien que l'installation d'antennes WiMAX soit considérée comme moins onéreuse qu'une installation câblée, le coût de l'équipement pour le particulier devra être suffisamment bas pour aider le marché à décoller. Néanmoins, vu ces coûts d'installation, la technologie WiMAX pourrait être utilisée dans des pays en voie de développements afin de développer le réseau de télécommunication (qui fait défaut dans de nombreux pays) [9].

I.6.3. Convaincre les opérateurs mobiles des avantages du WiMAX

Alors que de nombreux opérateurs viennent de lancer des investissements assez conséquents dans des réseaux de nouvelle génération (3G, UMTS, etc...), le WiMAX n'a pas

encore fait ses preuves dans ces domaines. Des améliorations devront être portées à la technologie afin de développer les services de gestion et de mobilité et ainsi être adopté par les opérateurs [9].

I.7. Conclusion

Etant une technologie d'accès radio sans fil, le WiMAX offre un ensemble d'avantages tel que débit élevé, faible coût ou encore une large portée par rapport aux autres réseaux sans fil. Toutes ces caractéristiques lui permettent de réaliser un succès pertinent et des demandes en croissance continues depuis son apparition. S'il y a un domaine où le WiMAX excelle, c'est surtout dans sa capacité de diffusion sur une zone de territoire très large, cette caractéristique répond clairement aux besoins des zones trop éloignées qui ne peuvent être raccordés au réseau fixe DSL. Un déploiement massif de cette technologie pourrait révolutionner le haut débit. Grâce à des connexions sans fil à haut débit sur des zones de couverture très large, le WiMAX permet des usages en situation fixe ou mobile. De plus, les enjeux économiques de cette technologie sont très importants. En effet, en matière de coût, la mise en place de ce réseau serait bien moins coûteuse que le déploiement d'une infrastructure filaire.

Ce chapitre introductif nous a permis d'avoir une vue d'ensemble sur la technologie WiMAX. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la partie codage de canal de la chaîne de transmission WiMAX ainsi que l'introduction des codes LDPC.

II.1. Introduction

Après avoir donné un aperçu général sur la technologie WiMAX, dans le premier chapitre, nous consacrons le présent chapitre à approfondir la connaissance de la couche physique de ce système et surtout le codage de canal.

Nous commençons par introduire la notion générale du codage de canal, ensuite voire les principaux codes correcteurs d'erreurs utilisés dans les télécommunications, pour arriver aux codes utilisés par la technologie WiMAX.

La dernière partie sera dédiée aux codes LDPC (LowDensityParityCheck), qui présente de grands avantages pour les systèmes de transmissions haut débit.

II.2. Codage de canal dans les transmissions numérique

Transmettre de l'information d'une source vers une destination, n'est jamais sans erreurs, vue les effets du milieu de propagation. Dans le but de combattre ces erreurs éventuelles, un codage astucieux doit être introduit à l'émetteur.

II.2.1. Définition

Le codage du canal numérique a pour but de transformer la séquence d'information utile en une séquence discrète nommée mot de code, il peut être binaire ou non binaire. Le défi du codage de l'information numérique est de réussir à bien récupérer l'information à la réception, le moins possible affectée par les bruits du canal de transmission. Le récepteur transforme la séquence reçue codée en une séquence estimée d'information, la séquence discrète est ensuite transformée en une séquence continue et elle est livrée à la sortie [10].

La construction d'un mot de code comportant n bits est effectuée à partir de k bits du message source k – uplet binaires $U = (u_1, u_2, u_3, \dots, u_k)$, appelé généralement message d'information, et de r bits de redondance. La méthode de codage la plus simple consiste à laisser inchangés les k bits d'information et à les reporter tels quels dans le mot de code en ajoutant les r bits de redondance $\{a_1, a_2, \dots, a_r\}$. Les codes de ce type sont dits systématiques [11].

II.2.2. Différents types de codages

Actuellement, il existe plusieurs types de codages, dont les principaux sont les codes en blocs et les codes convolutifs.

II.2.2.1. Codes en blocs

Un code en bloc de taille M et de longueur n , défini sur un alphabet de q symboles, est un ensemble de M séquences de longueur n appelées mots de code.

Le codage en bloc consiste à associer un bloc de données d de k symboles issus de la source d'information à un bloc, appelé mot de code, de n symboles avec $n \geq k$, la différence $(n - k)$ représente la quantité de redondance introduite par le code, le rendement du code est donné par le rapport k/n [12].

Les symboles du message d'information d et du mot de code c prennent leurs valeurs dans un corps fini F_q , appelé corps de Galois.

Un code en bloc est caractérisé par 3 paramètres : sa longueur n , sa dimension k et la distance minimale qui mesure la différence entre les deux mots de codes les plus similaires.

a. Codes en blocs à symboles binaires

Dans ce cas, les éléments de d et c prennent leurs valeurs dans F_2 et on peut écrire que le mot de code et les résultats de multiplication d'un vecteur de k symboles par la matrice génératrice du code G donnée par [12] :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{0,0} & \dots & g_{0,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k,0} & \dots & g_{k,n} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Où les éléments $g_{i,j}$, sont des composantes de vecteurs lignes déterminés à partir d'une base $(e_1, \dots, e_1, \dots, e_{n-1})$ de F_2^n avec :

$$\mathbf{g}(e_i) = \sum_{j=0}^{n-1} g_{i,j} e_j \quad (\text{II. 2})$$

La matrice G à k lignes et à n colonnes, ayant pour éléments $g_{jl} \in F_2$ est appelée matrice génératrice du code $C(n, k)$. Au bloc de données d , elle associe le mot de code c par la relation matricielle :

$$\mathbf{c} = \mathbf{d} \cdot \mathbf{G} \quad (\text{II. 3})$$

Il est possible d'écrire la matrice génératrice d'un code en bloc sous la forme :

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}_k \mathbf{P}] \quad (\text{II. 4})$$

Où \mathbf{I}_k La matrice identité de dimension $(k \times k)$ et \mathbf{P} La matrice de parité de dimension $(k \times (n - k))$ [12].

b. Codes en blocs à symboles non binaires

Les codes Reed-Solomon, désignés par le sigle RS, sont les codes en bloc linéaire à symboles non binaires les plus connus et surtout les plus utilisés.

Les coefficients c_j des mots de code et d_j des blocs de données prennent leur valeur dans un corps de Galois F_q à $q = 2^m$ éléments. Chaque symbole de ces codes peut être codé sur m symboles binaires.

Le polynôme générateur $g(x)$ d'un code Reed-Solomon est un diviseur de $(x^n + 1)$ dont la forme est :

$$g(x) = (x + \alpha_j)(x + \alpha_j + 1) \dots (x + \alpha_j + i) \dots (x + \alpha_j + d - 2) \quad (\text{II. 5})$$

En général, le paramètre j est fixé à 0 ou à 1. Le polynôme générateur d'un code de Reed Solomon, de degré $(n - k)$ possède $(d - 1)$ racines soit $n - k = d - 1$, donc sa distance construite est égale à : $\Delta = n - k + 1$.

Les paramètres d'un code de Reed-Solomon corrigeant t erreurs dans un bloc de n symboles q -aires sont donc : $n = q - 1$; $n - k = \Delta - 1 = 2t$; $k = n - 2t$ [12].

II.2.2.2. Codes convolutifs

Les codes convolutifs introduits en 1955 par Elias, sont considérés comme un cas particulier des codes en blocs, car ils possèdent les mêmes caractéristiques que les codes en blocs sauf pour la valeur de leur dimension et leurs largeurs. Les codes convolutifs s'appliquent sur des séquences infinies de symboles d'information et génère des séquences infinies de symboles codés, ce sont des codes correcteurs d'erreurs très efficace, ils sont très utilisés dans les systèmes de télécommunications fixe et mobile [13].

a. Codes convolutifs récurrents systématiques :

Un code convolutif est dit récurrent lorsque ses polynômes générateurs sont remplacés par les quotients de deux polynômes. Une partie de la sortie est alors réintroduite dans le registre à décalage selon les connexions définies par les polynômes situés aux dénominateurs [13].

Un code convolutif est dit systématique lorsque une partie de ses sorties est exactement égale à ses entrées. Cela revient à dire que

$$g_{11}(x) = 1, g_{21}(x) = 0, \dots, g_{k1}(x) = 0,$$

$$g_{21}(x) = 0, g_{22}(x) = 1, \dots, g_{k2}(x) = 0,$$

et

$$g_{k1}(x) = 0, g_{k2}(x) = 0, \dots, g_{kk}(x) = 1$$

b. Les distances dans les codes convolutifs :

La distance libre est la borne inférieure des distances de Hamming entre toutes les séquences de sortie du codeur.

La distance minimale est la plus petite distance entre des chemins partant du même point et y revenant [14].

c. Représentations des codes convolutifs :

i. Transformer en D

Il existe plusieurs représentations des codes convolutifs, mais la plus utilisée la représentation numérique par transformée en D.

Une séquence de symboles est représentée par une série formelle en la variable D. Cette variable représente l'opérateur de retard unitaire

$$\begin{cases} s(D) = s_0 + s_1.D + s_2.D^2 + \dots + s_j.D^j + \dots \\ x^i(D) = x_0^i + x_1^i.D + x_2^i.D^2 + \dots + x_j^i.D^j + \dots \end{cases} \quad \text{(II. 6)}$$

La réponse impulsionnelle du ⁱème module, $h_i(D)$ est la séquence de sortie produite lorsque le message d'entrée est une suite commençant par le symbole '1' et se terminant par une suite de '0' de longueur infinie : $x_i(D) = h_i(D).s(D)$ [14].

ii. Représentation graphiques des codes convolutifs

L'idée d'une représentation graphique d'un code convolutif provient des caractéristiques Markoviennes de la sortie du codeur. En effet, la sortie du codeur dépend de son entrée et de ses états. Les graphes équivalents à la représentation polynômiale sont souvent plus faciles à manipuler et permettent de dériver des résultats plus puissants. Tout code convolutif est représenté par trois graphes équivalents mais différents : l'arbre du code, le treillis du code et le diagramme d'états.

- L'arbre est un graphe de hauteur et de largeur infinie. Un sommet dans l'arbre représente un état possible du codeur. Une arête symbolise une transition d'un état à l'autre. Classiquement l'arbre commence à son sommet par l'état 0 (le registre à décalage est initialisé à 0). Tout chemin dans l'arbre du code est une séquence possible (un mot de code) à la sortie du codeur convolutif.

- Le treillis est obtenu en repliant l'arbre sur sa largeur, par fusion des sommets représentant le même état au même instant.

- Le diagramme d'états est à son tour construit en repliant le treillis sur sa longueur, par fusion des sommets représentant aussi le même état, à des instants différents [14].

II.3. Codage de canal pour le système WiMAX

II.3.1. Schéma de principe pour le WiMAX

Comme dans tous les systèmes de transmissions numériques, le WiMAX utilise un codage de canal intégré après le codage de source et avant la IFFT (application de l'OFDM), en émission. En réception un décodage de canal est inséré après la FFT. Le schéma de la figure II.1, illustre la chaîne de transmission WiMAX avec codage de canal.

Le diagramme en bloc de la chaîne de transmission WiMAX est représenté en figure II.1 :

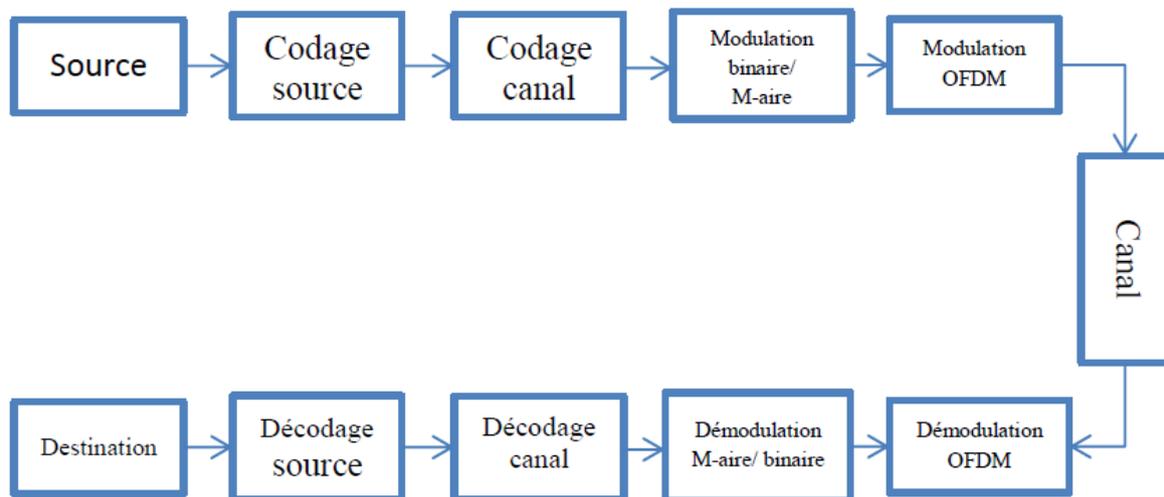


Figure II.1 : chaîne de communication numérique basé sur les spécifications de la norme 802.16d [15].

II.3.2. Codage canal suivant la norme IEEE 802.16

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 illustré sur la figure II.2.

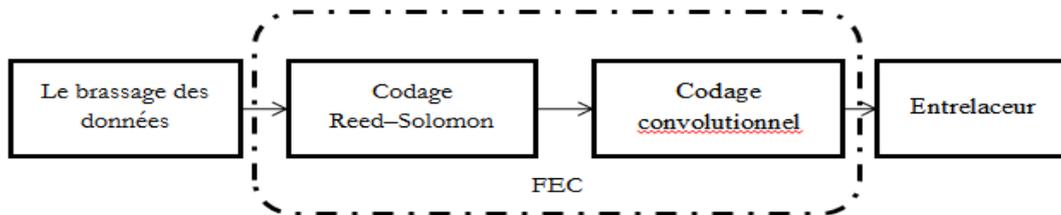


Figure II.2 : Le codage de canal selon la norme 802.16 [15].

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 [15].

II.3.2.1. Embrouillage

L'embrouillage a pour but de rendre les séquences binaires les plus proches de séquences aléatoires. L'objectif poursuivi n'est pas sécuritaire mais bien de briser les séquences longues de « 0 » et de « 1 » qui peuvent rester après le codage source et ainsi de s'assurer d'une distribution « étalée » de la densité de probabilité. L'embrouillage est ici assuré par un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), décrit sur la figure II.3. Le polynôme générateur de cette séquence pseudo-aléatoire $g(x)$ est :

$$g(x) = 1 + x^{14} + x^{15} \quad (\text{II. 7})$$

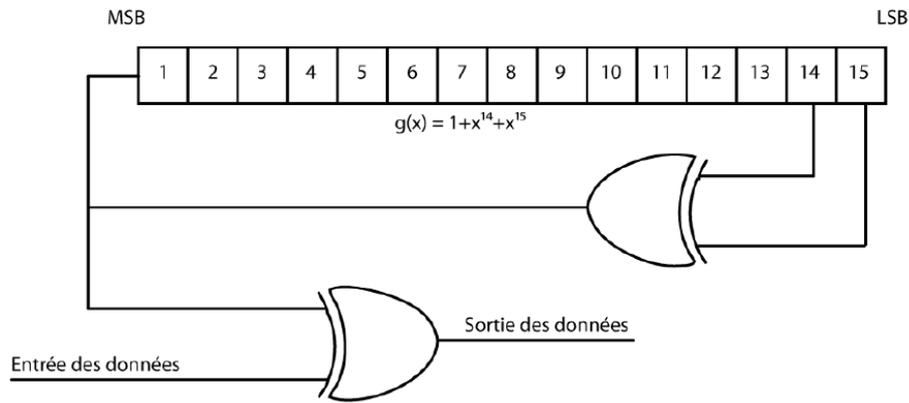


Figure II.3 : Générateur de séquences pseudo-aléatoires [15].

II.3.2.2. Codage correcteur d'erreurs FEC

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

a- 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 1 bits en un mot de n symboles de 1 bit en ajoutant $2t = (n - k)$ symboles de redondance. Ainsi n et k peuvent être définies de la manière suivante figure II.4):

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

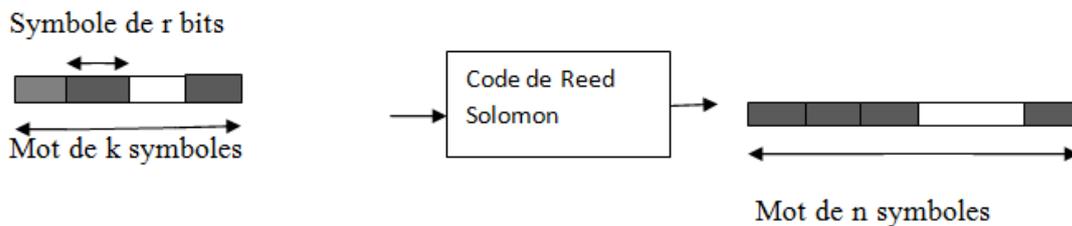


Figure II.4 : Principe du code Reed Solomon [15].

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r = k/n$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente d'un facteur $1/r$.

La norme IEEE 802.16 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 $GF(2^8)$. Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés :

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

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (\text{II. 8})$$

- Un polynôme dit générateur de code permettant de calculer les symboles de parité. Il s'écrit :

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2t-1}) \quad (\text{II. 9})$$

Avec λ 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. 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. Ce fonctionnement est illustré sur la figure II.5.

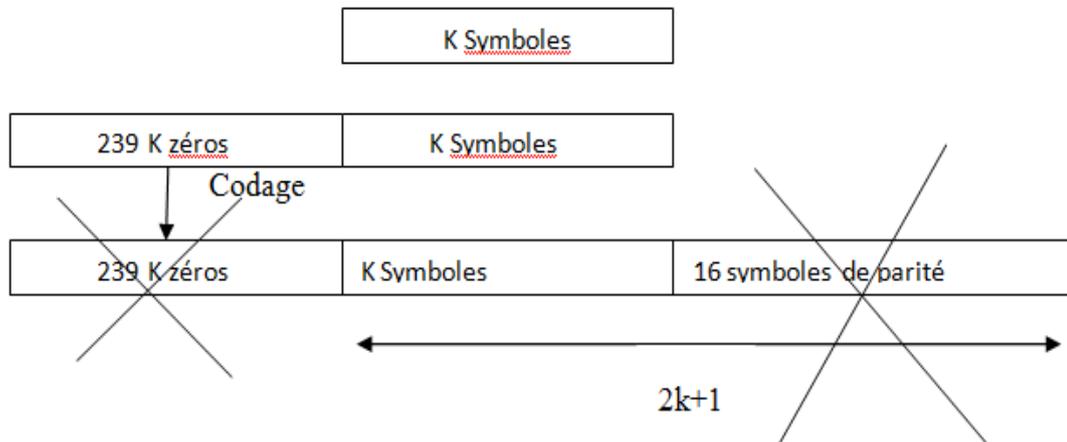


Figure II.5 : Processus de raccourciment du code RS dans le WiMAX [15].

b- Code convolutionnel

Les codes en bloc sont souvent qualifiés de codes sans mémoire puisque les blocs successifs sont codés de manière indépendante. Les codes convolutionnels par contre sont dits avec mémoire : Le codage d'un bloc est fonction des blocs précédents [16].

Un code convolutionnel (n, k, m) génère n bits codés pour chaque série de k bits d'information. A un instant donné, les n sorties du codeur dépendent non seulement des k bits en entrée mais également des m blocs précédents, m est appelée la mémoire du codeur, $k = m + 1$ la longueur de contrainte et $r = k/n$ le taux de code.

La Figure II.6 montre un encodeur convolutionnel de taux $r = 1/2$. Le flux binaire des données (x_0, x_1, x_2, \dots) est envoyé dans un registre à décalage de m éléments.

Les séquences de sortie $y^{(1)} = (y_0^{(1)}, y_1^{(1)}, y_2^{(1)} \dots)$ et $y^{(2)} = (y_0^{(2)}, y_1^{(2)}, y_2^{(2)} \dots)$ contiennent chacune un bit codé pour chaque bit de données, d'où le taux de code $r = 1/2$. Chaque sortie est le résultat de l'addition modulo 2 (+) du bit d'entrée avec certains éléments du registre à décalage. Ces éléments sont déterminés par les séquences génératrices de l'encodeur. La séquence génératrice $g_i^{(j)}$ est la réponse impulsionnelle obtenue à la $j^{\text{ème}}$ sortie de l'encodeur en appliquant un 1 suivi de 0 à l' $i^{\text{ème}}$ entrée. Puisque l'encodeur de l'exemple ne possède qu'une seule entrée, ses séquences génératrices sont :

$$g^{(1)} = (111) = 7_{(octal)} \tag{II. 10}$$

$$g^{(2)} = (101) = 5_{(octal)} \tag{II. 11}$$

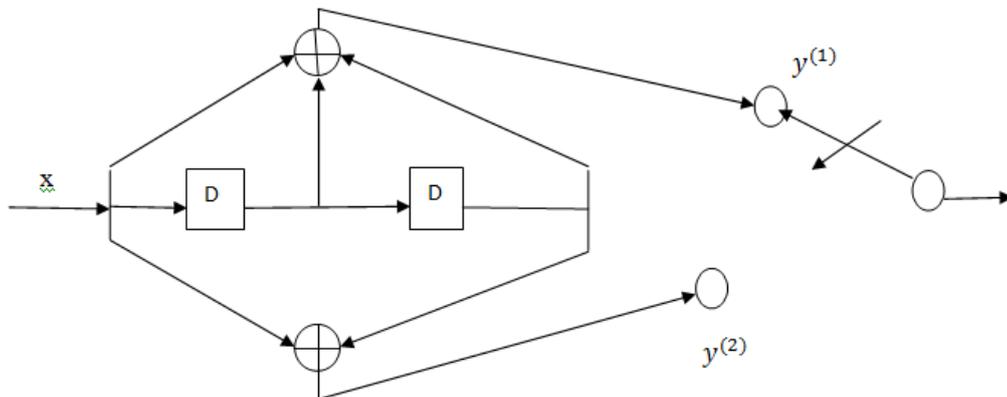


Figure II.1: Exemple d'un codeur convolutionnel [16].

Nous observons que les 1 correspondant à une connexion et les 0 à une absence de connexion. Par simplicité, les séquences génératrices sont souvent représentées en octal. Pour l'exemple traité, la représentation octal l'équation (II.9) et (II.10).

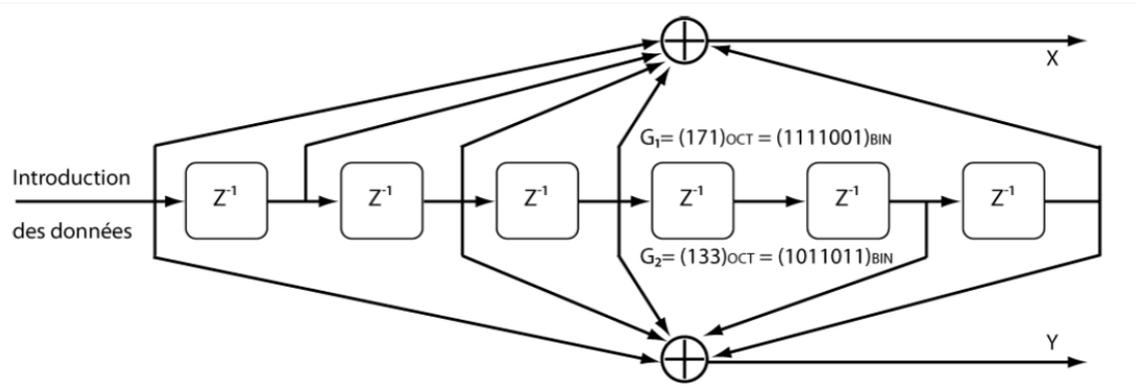


Figure II.8 : Principe du codeur de taux $r=1/2$.

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

$$G_1 = (171)_{\text{oct}} \text{ pour X}$$

$$G_2 = (133)_{\text{oct}} \text{ pour Y}$$

Tableau II.1 : Récapitulatif des codes convolutionnels utilisés par 802.16.

	Profil de code			
	1/2	2/3	3/4	5/6
Rendement R_c	1/2	2/3	3/4	5/6
Distance libre d	10	6	5	4
Masque de Poinçon X	1	10	101	10101
Masque de Poinçon Y	1	11	110	11010
Données en sortie XY	X_1Y_1	$X_1Y_1Y_2$	$X_1Y_1Y_2X_3$	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$

II.3.2.3. Entrelacement

Les codes convolutionnels sont conçus pour corriger des erreurs indépendantes. Or, en présence de canaux sélectifs en fréquence, ces erreurs ne sont plus indépendantes, mais arrivent souvent par blocs. Donc si une porteuse est fortement atténuée, ses voisines le seront généralement également. Il en résulte des erreurs groupées, difficiles à corriger par un code convolutionnel.

Une méthode intéressante pour résoudre ce problème est d'entrelacer les données codées de manière à rendre les erreurs indépendantes. Les données codées sont réordonnées par l'entrelaceur et transmises sur le canal.

Un entrelaceur peut être conçu en une structure matricielle. La figure II.9 présente cette structure. L'entrelaceur propage à la sortie E ces bits d'information, en procédant colonne par colonne en commençant par la colonne qui contient le premier bit mémorisé et terminant par la colonne d'information qui contient le dernier bit mémorisé. En matériel, l'entrelaceur peut être réalisé en reliant ensemble toutes ces lignes, bout à bout, de façon à former une longue chaîne de registres à décalage de $N \times 12$ bits. Le nombre de lignes N est défini selon le type de modulation T et le nombre de canaux.

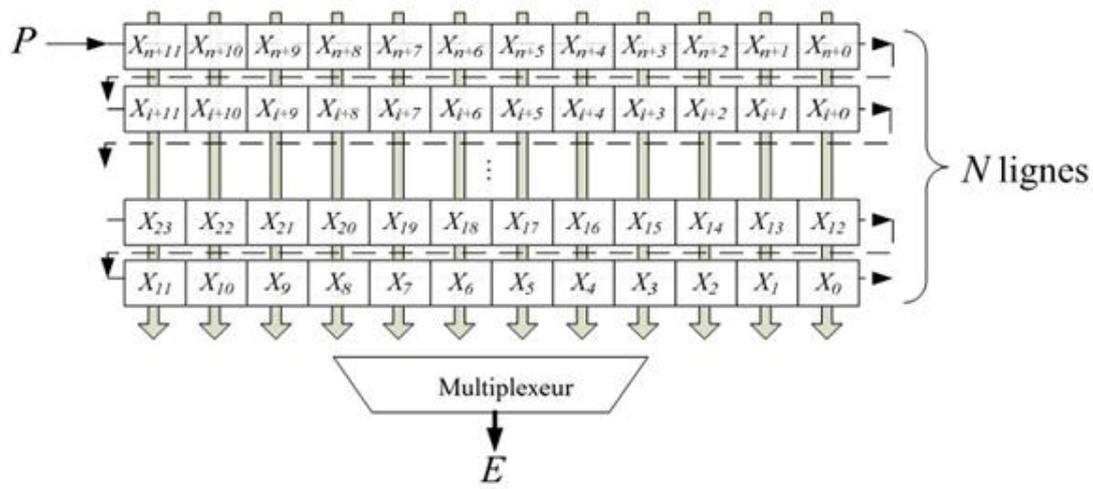


Figure II.9 : Structure de l'entrelaceur.

II.3.3. Décodage canal

La formation de décodage permet 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 [15].

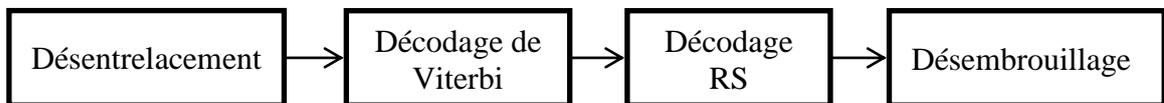


Figure II.10 : Décodage de canal dans le WiMAX [15].

Dans la suite, chacun des blocs de décodage sera présenté et son fonctionnement détaillé.

II.3.3.1. Désentrelacement

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement.

Les données sont également écrites ligne et lues colonne par colonne, mais la taille de la matrice correspond à celle de la matrice d'entrelacement transposée [16].

II.3.3.2. Décodage correcteur d'erreurs

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 chercher le chemin optimal entre le symbole reçue à un instant t et l'état du codeur lui correspondant au même instant [16].

L'algorithme de Viterbi [17] tire parti des avantages de la structure en treillis pour réduire la complexité de décodage des codes convolutionnels.

II.3.3.3. 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 à l'entrée pour en ressortir un autre de taille k , de même que le codeur RS, $n=255$ et $k=239$ [16].

Les algorithmes de décodage à entrer ferme permettent de décoder les codes de Reed Solomon à symboles binaires.

En supposant que $c(x)$ est le mot de code émis alors, pour un canal à entreret sortie discrètes, le mot reçu peut toujours se mettre sous la forme :

$$r(x) = c(x) + e(x) \quad (\text{II. 12})$$

Où $e(x)$ est le polynôme d'erreur avec :

$$e(x) = e_0 + e_1x + \dots + e_jx_j + \dots + e_{n-1}x_{n-1}, e_j \in Fq \forall j \quad (\text{II. 13})$$

Lorsque $e_j = 0$ une erreur se trouve en position j . Il a été vu précédemment que le polynôme générateur d'un code RS corrigeant t erreurs avait pour racines $\alpha_0, \dots, \alpha_j, \dots, \alpha_{2t}$ et que les mots de code étaient des multiples du polynôme générateur. Ainsi, pour tout mot de code nous pouvons écrire :

$$c(\alpha_i) = 0; \forall i = 1, 2, \dots, 2t \quad (\text{II. 14})$$

Le décodage des codes RS peut être réalisé à partir d'un vecteur à $2t$ composantes $\mathbf{S} = [S_1 \dots S_j \dots S_{2t}]$, appelé syndrome.

$$S_j = r(\alpha_j) = e(\alpha_j), j = 1, 2, \dots, 2t \quad (\text{II. 15})$$

Lorsque les composantes du vecteur \mathbf{S} sont toutes nulles, il n'y a pas d'erreur ou du moins d'erreurs détectables. Lorsque certaines composantes du vecteur \mathbf{S} sont non nulles, des erreurs sont présentes qui, sous certaines conditions, peuvent être corrigées. En présence de t erreurs de transmission, le polynôme d'erreur $e(x)$ est de la forme :

$$\mathbf{e}(x) = \mathbf{e}_{n_1}x^{n_1} + \mathbf{e}_{n_2}x^{n_2} + \dots + \mathbf{e}_{n_t}x^{n_t} \quad (\text{II. 16})$$

Où les \mathbf{e}_{n_i} sont des coefficients non nuls prenant leur valeur dans le corps \mathbf{F}_q .

Les composantes S_j du syndrome \mathbf{S} sont égales à

$$S_j = \mathbf{e}_{n_1}(\alpha^j)^{n_1} + \dots + \mathbf{e}_{n_t}(\alpha^j)^{n_t} \quad (\text{II. 17})$$

En posant $Z_l = \alpha^{n_l}$, pour simplifier les notations $\mathbf{e}_{n_l} = e_l$, la composante S_j du syndrome est encore égale à :

$$S_j = e_1 Z_1^j + \dots + e_l Z_l^j + \dots + e_t Z_t^j \quad (\text{II. 18})$$

Pour déterminer la position des erreurs de transmission il suffit donc de connaître la valeur des quantités $Z_l; j = 1, 2, \dots, t$ puis, pour corriger les erreurs d'évaluer les coefficients $e_l; l = 1, 2, \dots, t$.

La principale difficulté dans le décodage des codes RS est de déterminer la position des erreurs. Deux méthodes sont principalement utilisées pour décoder les codes RS: la méthode directe due à Peterson et la méthode itérative utilisant l'algorithme de Berlekamp-Massey ou l'algorithme d'Euclide.[12]

II.3.3.4. Désembrouillage

A l'aide du même mécanisme que la fonction d'embrouillage, le processus de désembrouillage permet de remettre les bits 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 [16].

II.4. Codes de contrôle de parité basse densité (LDPC)

II.4.1. Généralités

Les codes LDPC ou codes Gallager, ont été mis au point par Gallager en 1962 ; ils sont identifiés par des codes correcteurs d'erreurs pseudo-aléatoires, basés sur des matrices de vérification de parité de faible densité. Un code LDPC peut également être représenté par son

graphe factoriel. Un graphe factoriel est un graphe bipartite contenant deux types de nœuds : les nœuds de données représentant le mot de code et les nœuds de contrôles représentant les vérifications de parité. Le $i^{\text{ème}}$ nœud de donnée et le $j^{\text{ème}}$ nœud de contrôle sont connectés par une branche si et seulement si H_{ij} est non nul.

Vu que l'encodage et les moyens matériels de décodage de ces codes sont très complexes, ils ont eu un faible impact sur la communauté de la théorie du codage. Ces codes ont également été développés par Tanner, Wiberg et Mackay avait à son tour introduit une version non binaire de ces codes, avec lesquels on obtient de meilleures performances qu'avec les codes binaires. Luby et al [18] ont ensuite apporté la notion de codes irréguliers en introduisant les matrices de vérification de parité ; ces codes se montrés plus performants que les codes réguliers, même meilleurs que certains turbo-codes connus [18].

Les codes LDPC peuvent exhiber un phénomène de seuil sous certaines conditions. Ce seuil représente le plus faible rapport signal sur bruit E_b/N_0 au-dessus duquel la probabilité d'erreur bloc est strictement nulle. Ainsi ce seuil peut représenter une mesure pertinente et de qualité en prenant en compte son écart par rapport à la capacité de Shannon [18].

II.4.2. Construction des codes LDPC

La construction et le décodage des codes LDPC peuvent être fait de plusieurs manières. Un code LDPC est caractérisé par sa matrice de parité et il existe deux types de code LDPC :

- Code LDPC réguliers
- Code LDPC irréguliers

Un code LDPC régulier est défini comme l'espace nul d'une matrice de contrôle de parité H , de dimension $(M \times N)$ où N est la taille du mot de code et M le nombre d'équations de parité

.La matrice de parité a les propriétés suivantes :

1. chaque ligne à ρ valeurs de 1 ;
2. chaque colonne à γ valeurs de 1 ;
3. le nombre de 1 en commun entre deux colonnes quelconques, désigné par A est égale à 1 ou 0 ;
4. ρ et γ ont des valeurs petites en comparaison avec la longueur du code et avec le nombre de lignes de la matrice H .

La matrice H est une matrice creuse si elle a une faible densité de valeurs de 1. Si toutes les colonnes ou toutes les lignes de H n'ont pas le même poids, le code LDPC est dit code LDPC irrégulier [12].

II.4.2.1. Les codes LDPC de Gallager

Pour construire la matrice de parité H d'un code LDPC de Gallager, il faut d'abord construire une sous-matrice H_j ayant un poids des colonnes égal à 1 et un poids de lignes ρ . Ensuite on doit trouver des permutations de colonnes de cette sous-matrice pour former les autres sous-matrices avec lesquelles on forme la matrice de Gallager de la manière suivante :

$$H = \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_k \end{pmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

Lorsqu'on choisit les permutations des colonnes des sous-matrices, on doit garder une bonne distance minimale de la matrice de parité H et il faut éviter les cycles courts dans son graphe de Tanner [12].

II.4.2.2. Les codes LDPC quasi-cycliques

La construction des codes LDPC quasi-cycliques par décomposition circulaire consiste en la décomposition d'une matrice carrée, régulière et circulaire en plusieurs matrices circulaires de mêmes dimensions, mais avec des poids différents. On obtient ces nouvelles matrices à partir de chaque colonne de la matrice de parité initiale, qui est décomposée en plusieurs colonnes de même longueur. Le poids de la colonne initiale est partagé parmi les différentes colonnes. À partir de chaque nouvelle colonne ainsi formée, on forme une matrice circulaire par permutations circulaires successives de la colonne en bas. La méthode présentée s'appelle la décomposition des colonnes d'une matrice de parité.

De même, on peut décomposer la matrice initiale en descendants, en décomposant sa première ligne en plusieurs lignes et ensuite en faisant des permutations circulaires à la droite de chaque nouvelle ligne. Cette méthode s'appelle la décomposition de lignes. Si la matrice initiale est une matrice creuse, la matrice obtenue est aussi une matrice creuse de densité plus faible, qui donne un code LDPC quasi-cyclique dont le graphe de Tanner n'a pas de cycles de longueur 4.

Des matrices creuses circulaires peuvent être construites à partir des vecteurs d'incidence des lignes dans une géométrie Euclidienne ou projective. De plus, il n'existe pas deux lignes (ou deux colonnes) dans la même matrice ou dans différentes matrices circulaires ayant plus

d'une valeur de 1 en commun. En conséquence, les codes LDPC quasi-cycliques peuvent être construits en décomposant une ou un groupe de ces matrices circulaires géométriques.

Une classe spéciale de codes LDPC quasi-cycliques sont les codes LDPC de type bloc (B-LDPC) qui possèdent un algorithme de codage efficace en raison de la structure simple de leurs matrices de parité. Avec l'implémentation efficace du codeur et du décodeur des codes B-LDPC et leur bonne performance d'erreur, ils représentent un axe très prometteur pour l'implémentation des systèmes de codage LDPC en temps réel

Pour la construction des codes B-LDPC, au lieu de faire la multiplication entre la matrice de parité et le vecteur de message, on construit un système d'équations composé par des multiplications de matrices et de vecteurs de taille inférieure. Ainsi, on obtient un codage plus rapide et une structure plus simple [12].

II.4.2.3. Les codes LDPC aléatoires

Ces codes fournissent de bonnes performances. La construction de la matrice de parité H est faite en plusieurs étapes. On choisit la première colonne de la matrice de manière aléatoire, ayant un certain poids. À chaque étape, une nouvelle colonne de même poids est ajoutée à une matrice formée partiellement. La colonne ajoutée est choisie entre plusieurs colonnes selon les conditions à respecter par la matrice de parité d'un code LDPC [12].

II.4.3. Décodage des codes LDPC

Un code LDPC peut être décodé par plusieurs méthodes, telles que :

II.4.3.1. Décodage avec des décisions fermes

a. décodage avec la logique majoritaire (MLG)

Cette méthode à une seule étape peut être appliquée au décodage des 4 types de codes LDPC. On calcule les syndromes :

$$S_j^{(l)} = \mathbf{e} * \mathbf{h}_j^{(l)} = \sum_{i=0}^{n-1} e_i h_{i,j}^{(l)} \quad (\text{II. 20})$$

Où $h_j^{(l)}$ ($1 < j < 7$), sont les γ lignes de H qui sont orthogonales sur le bit de la l -ème position. L'ensemble des sommes de contrôle $S_j^{(l)}$ sont orthogonales sur le bit d'erreur e_l et on peut les utiliser pour l'estimation de e_l . Le bit d'erreur est bien corrigé si dans le vecteur d'erreur il y a moins de $\gamma/2$ erreurs [19].

b. décodage avec basculement de bit (BF)

Cette méthode est basée sur l'échange du nombre d'échecs de parité quand un bit de la séquence reçue est basculé. Il s'agit d'une méthode itérative de décodage.

Le décodeur calcule toutes les sommes de parité et ensuite il change chaque bit dans la séquence reçue s'il fait partie de plus de σ équations de parité échouées. La valeur de σ est un seuil fixé et dépend des paramètres du code (ρ, γ, d_{min}) et du SNR. À partir de la séquence modifiée, le décodeur recalcule les sommes de parité et le processus est répété jusqu'à ce que toutes les sommes de parité soient nulles [12].

II.4.3.2. Décodage avec des décisions pondérées

Dans cette catégorie, on trouve principalement le décodage itératif basé sur la propagation de la confiance (somme-produit SPA). Le décodage SPA est une méthode itérative de décodage qui est très efficace pour les codes LDPC. La performance d'erreur dépend de quelques paramètres importants du code, tels que :

1. le périmètre du graphe de Tanner - qui doit être suffisamment grand pour qu'il n'y ait pas des cycles courts, en particulier de longueur 4 ;
2. la distance minimale - qui varie de manière inversement proportionnelle avec le périmètre. Ceci nous amène à un compromis car elle doit être suffisamment grande pour une bonne identification ;
3. les poids des lignes et des colonnes ;
4. le coefficient d'erreur - le nombre de mots-code de poids minimal ; pour des valeurs faibles, il donne une meilleure performance d'erreur si le rapport signal à bruit est faible et les erreurs sont grandes. [12]

II.5. Les codes LDPC pour le WiMAX

Dans la norme WiMAX, les codes LDPC sont un ensemble de codes de blocs linéaires systématiques qui sont construits à partir d'une classe spéciale de codes QC-LDPC de matrices circulantes [19]. En outre, nous ajoutons la condition que la matrice de contrôle de parité n'est pas seulement dans une forme triangulaire inférieure approximative, mais aussi des expositions d'une double structure en diagonale.

Vu que les codes LDPC WiMAX sont des codes en blocs linéaires systématiques, la matrice de contrôle de parité H peut être divisée en deux parties : la partie d'information H_i et la partie de contrôle de parité H_p où H_i contiennent les bits systématiques. Ainsi,

$$H = [H_i | H_p]. \quad (\text{II. 21})$$

En outre, comme dans la méthode de codage efficace [20], nous limitons la partie de parité H_p à une matrice presque triangulaire inférieure comme suite :

$$H = [H_i | H_p] = [H_i | H_{p'} | H_{dual}] = \begin{bmatrix} H_i & \begin{bmatrix} P^{b1} & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P^{b2} & I & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & P^{b2} & \ddots & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I \\ P^x & 0 & 0 & 0 & P^{b_{m_b}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

Où P est une matrice de décalage droite.

D'autre part, à partir de la méthode de Richardson-Urbanke [21], la matrice de contrôle de parité H est divisée en six sous-matrices comme illustré sur la figure II.11:

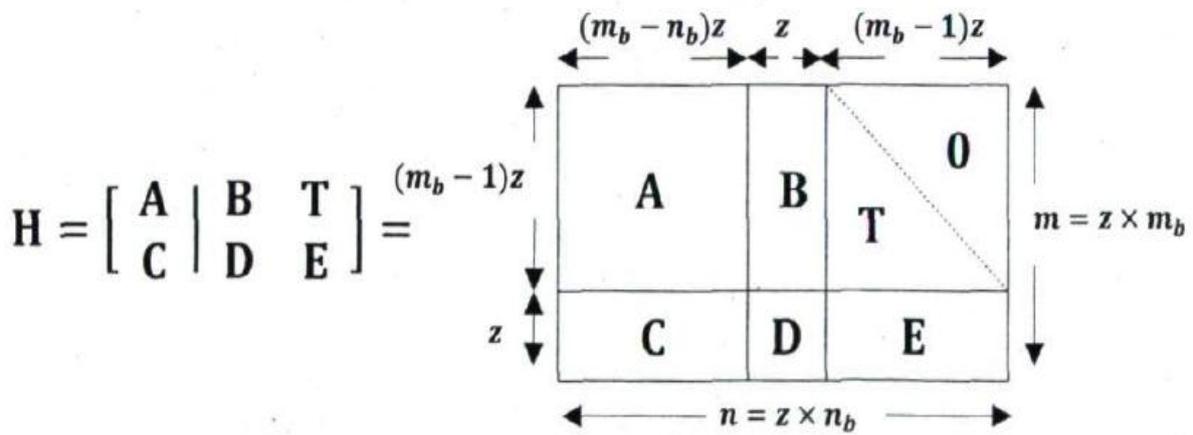


Figure II.11 : Matrice de contrôle de parité sous une forme triangulaire inférieure approximative [21].

Comme définie dans (II.18), on a :

$$H = [H_i | H_{p'} | H_{dual}] = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

Cela nous conduit aux matrices suivantes :

$$\begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^{b1} \\ 0 \\ \vdots \\ P^y \\ 0 \\ \vdots \\ P^x \end{bmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

$$\begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 \\ P^{b2} & I & 0 & 0 \\ 0 & P^{b2} & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 & P^{b_{m_b}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 25})$$

La figure II.12 illustre le schéma de principe d'un codeur LDPC WiMAX avec une matrice de contrôle construite suivant la méthode d'écrite précédemment.

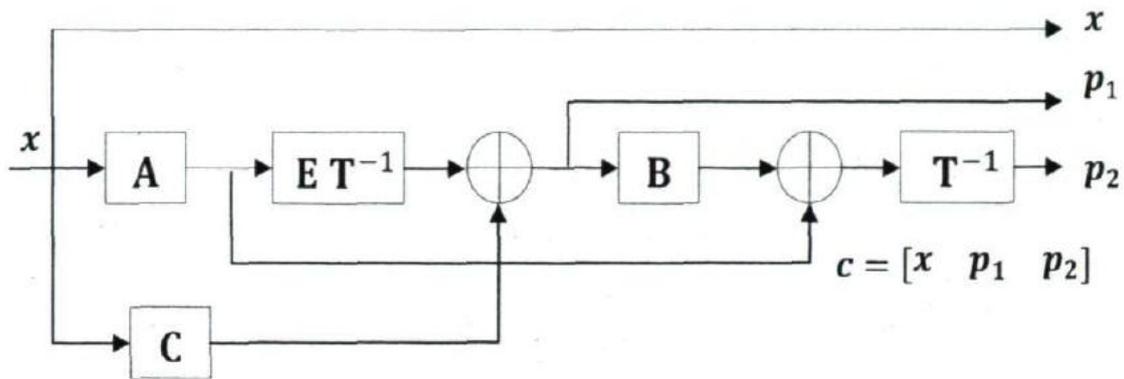


Figure II.12: Schéma de principe de l'architecture du codeur pour les codes LDPC en WiMAX.

Basé sur l'analyse de leur construction discutée précédemment, les codes LDPC WiMAX offrent quatre taux de codage flexibles : 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6 et les dimensions de la matrice de contrôle pour ces taux sont respectivement : 12 x 24, 8 X 24, 6 x 24 et 4 x 24 avec des longueurs de code de 576 bits à 2304bits. Ces dimensions serrant utilisé dans nos simulations.

II.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté le principe de codage de canal dans les transmissions numériques tout en citant les principaux types de codages, les codes en bloc et les codes convolutifs. Puis nous avons étudié le codage de canal pour le système WiMAX ainsi son décodage. La dernière partie traite les codes de contrôle de parité basse densité (LDPC) en générale et pour le WiMAX.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter une description des symboles OFDM et les principales caractéristiques de cette technique.

III.1. Introduction

Ce chapitre traite le modèle de simulation développé pour étudier la couche physique du WiMAX. Ce modèle de simulation se base sur la norme IEEE 802.16. Suivant ce standard de 2004, Le WiMAX 802.16d pour les réseaux fixes utilise le mode OFDM avec une FFT de taille 256 points, tandis que le 80216.e pour les réseaux mobiles utilise des variantes de L'OFDM, tel que l'OFDMA et la SOFDMA (Scalable OFDMA) avec une FFT de même taille.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'objectif de notre étude est l'évaluation du codage LDPC pour un système WiMAX, pour cela une modification est apporter au modèle de simulation par l'intégration du module de codage LDPC.

Dans ce qui suit, le modèle du système est détaillé avec les étapes effectuées au cours de la mise en œuvre, à savoir la création et la simulation de l'émetteur, le canal et les modules de réception.

III.2. Description des symboles 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. Premièrement, le signal OFDM est converti au domaine temporelle, cette durée est dénommé période utile du symbole T_b , une copie de la dernière partie de la période symbole utile, dite préfixe cyclique (CP), est jointe au début de chaque symbole pour maintenir l'orthogonalité des porteuses. La figure III.1 montre la représentation du symbole OFDM dans le domaine temporel.

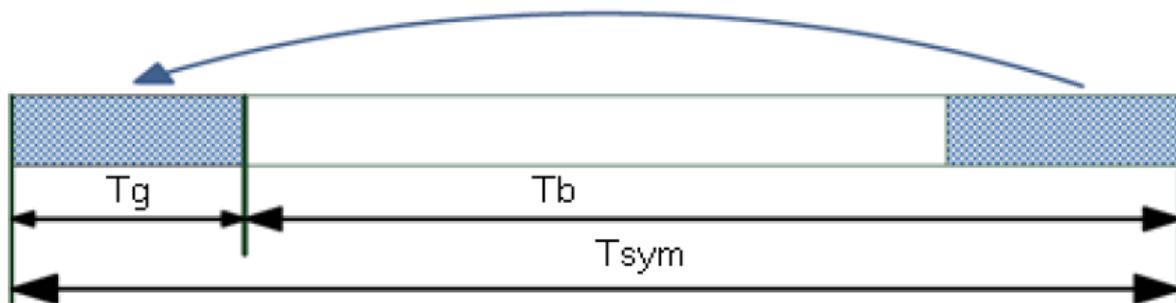


Figure III.1 : Structure dans le domaine temporel des symboles OFDM[9].

L'opération OFDM consiste à multiplexer un flux des données sur plusieurs sous canaux de bande étroite, modulés par trois types de sous porteuses orthogonales :

- Sous porteuses de données : Pour la transmission de données.
- Sous porteuses pilotes : Pour des fins d'estimation différentes.
- Sous porteuses nulles : pas de transmissions du tout, pour des bandes de garde et la porteuses DC.

Le nombre de ces sous porteuses détermine la taille requise pour la FFT (ou l'IFFT). Les données sont envoyées sous la forme de symboles OFDM. Le but des bandes de garde est de permettre de lutter contre l'interférence entre canaux.

La figure III.2 illustre la représentation d'un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel.

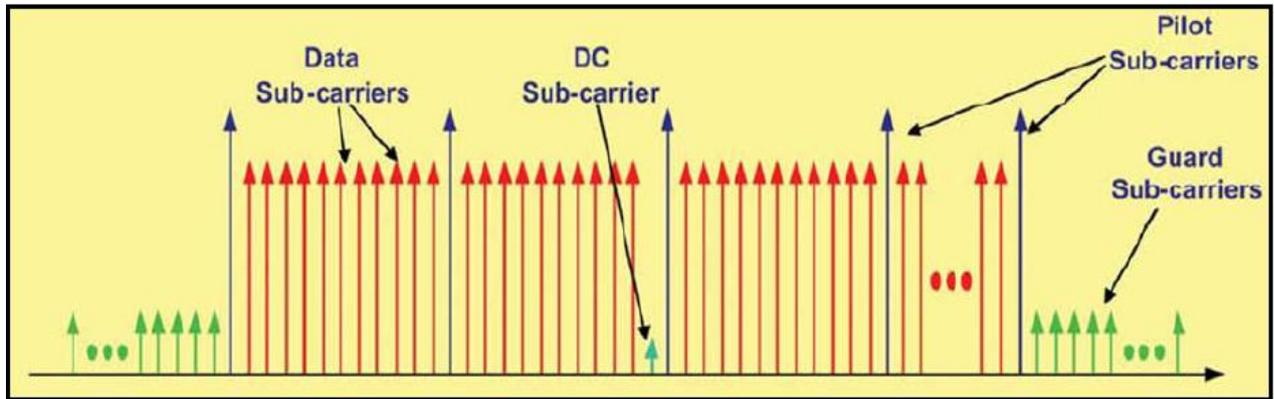


Figure III.2 : Structure dans le domaine fréquentielle des symboles OFDM[9].

III.2.1. Principe de l'OFDM

III.2.1.1. Principe de la modulation multi porteuse

Contrairement aux systèmes mono porteuse, qui modulent sur une porteuse unique à un débit R_s , le principe de la modulation multi porteuses de type OFDM consiste à transmettre les données de manière simultanée sur N porteuses modulées à un débit R_s/N . Le débit global reste inchangé mais chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation.

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} . Appelons T_s la durée symbole, c'est-à-dire le temps qui sépare deux séquences de N données. Chaque donnée C_k module un signal à la fréquence f_k . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$$S_k(t) = C_k e^{2j\pi t f_k} \quad (\text{III.1})$$

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

$$S_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi t f_k} \quad (\text{III.2})$$

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

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad \text{et} \quad S_k(t) = e^{2j\pi t f_0} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi t \frac{k}{T_s}} \quad (\text{III.3})$$

Le principe de la modulation OFDM est représenté sur la figure III.3.

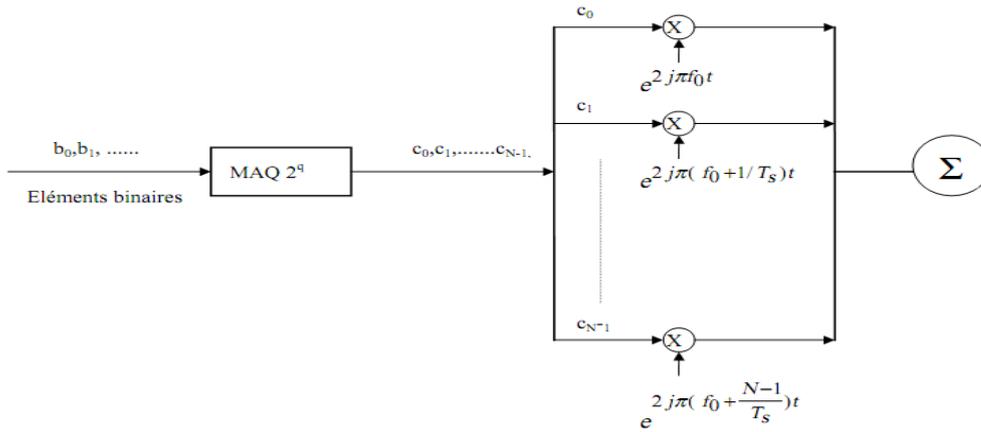


Figure III.3 :Principe de la modulation OFDM[9].

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(III.3), on peut déduire l'expression réelle du signal :

Si : $c_k = a_k + j b_k$.

$$\begin{aligned} S(t) &= \text{Re}\{\tilde{S}(t)\} = \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + j b_k) \cdot e^{2j\pi (f_0 + \frac{k}{T_s}) t} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} t\right)\right) - b_k \sin\left(2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} t\right)\right). \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

D'après l'expression du signal et la figure (III.3), le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

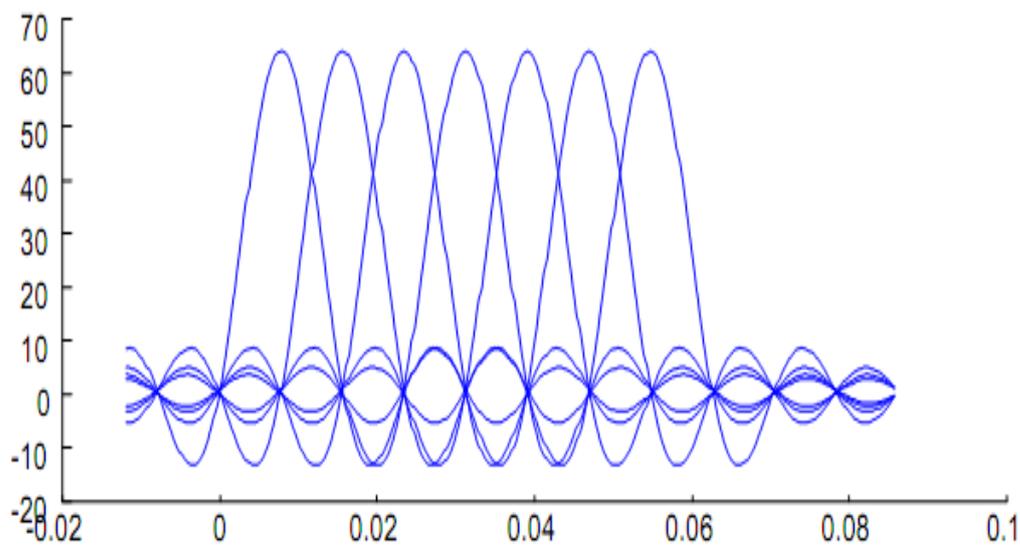


Figure III.4 : Spectre des différentes porteuses[9].

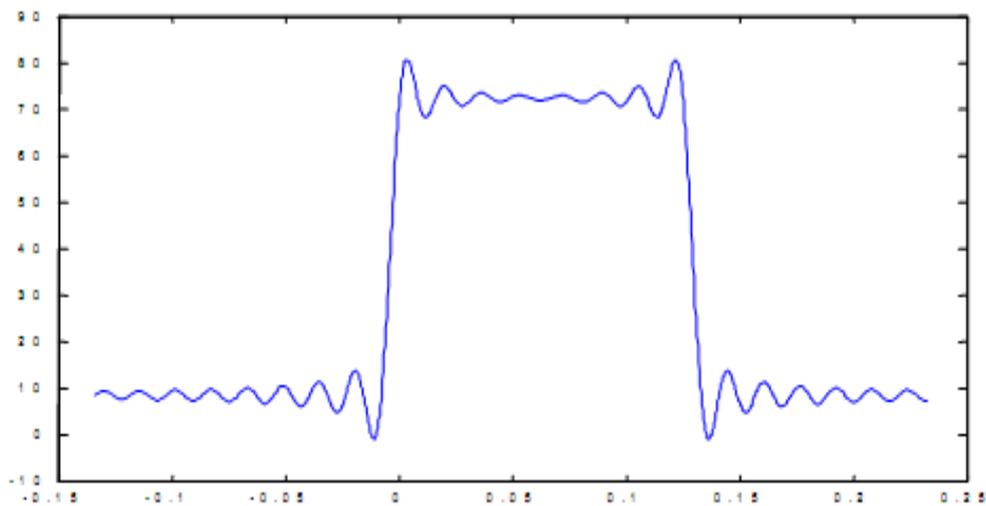


Figure III.5 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses [9].

La figure III.4 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.

La figure III.5 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 : $B = \frac{N}{T_s}$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant $1/T_s$ [9].

Remarque:

Si le symbole c_k transporte q bits, le débit total est (nombre de bits par seconde) $q \cdot \frac{N}{T_s} = q \cdot B$. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des

symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symboles T_s , le spectre de chaque porteuse $1/T_s$ devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

III.2.1.2. Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{III. 5})$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll \frac{1}{B_d}$) [9].

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal sur les N sous-porteuses suivant le schéma classique de la figure III.6.

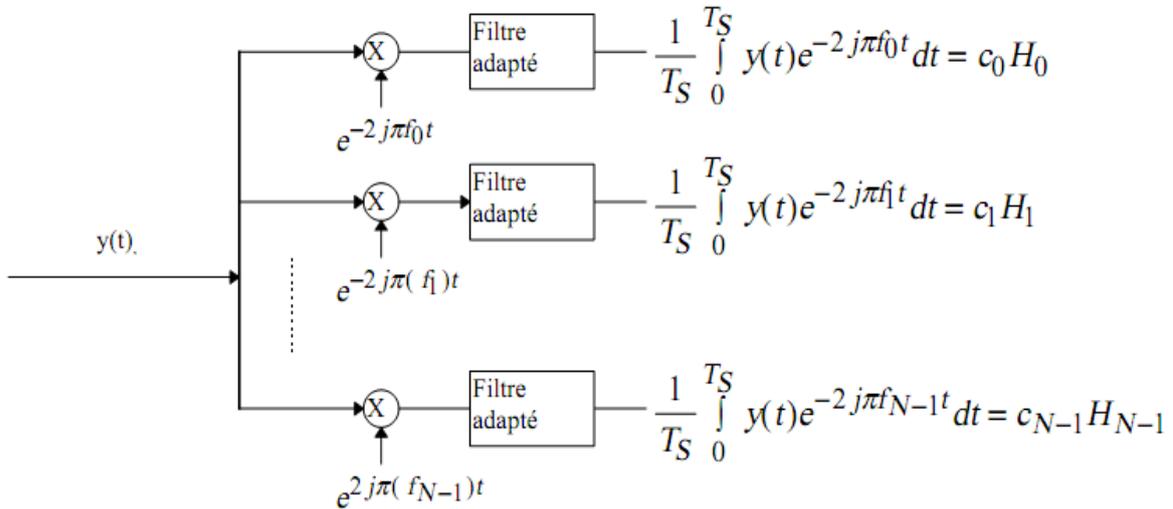


Figure III.6 : Principe de la démodulation OFDM[9].

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt \\ &= C_i H_i \end{aligned} \quad (\text{III. 6})$$

Vu que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \text{ si } k \neq i, 1 \text{ si } k = i \quad (\text{III. 7})$$

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

III.3. Mise en œuvre du système OFDM

III.3.1. Implémentation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $S(t)$ en bande de base est sous la forme :

$$S(t)e^{2j\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (\text{III. 8})$$

En discrétisant ce signal en remplaçant t par $\left(\frac{mT}{M}\right)$, on obtient une sortie $S\left(\frac{mT}{M}\right)$, sous la forme :

$$S\left(\frac{mT}{M}\right) \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi \frac{km}{M}} \quad , \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, M - 1 \quad (\text{III. 9})$$

Comme $S\left(\frac{mT}{M}\right)$, est en fonction de m . S_m Peut être représentée sous la forme discrète :

$$S_m = M \times \text{IDFT}(C_k) \quad , \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, \dots, M - 1. \quad (\text{III. 10})$$

Où la fonction IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), représente la transformée de Fourier discrète inverse.

Les S_m sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des C_k .

En choisissant le nombre de porteuses M tel que $M = 2^n$. La transformée de Fourier inverse peut se calculer par une simple IFFT, conduisant au schéma numérique suivant :

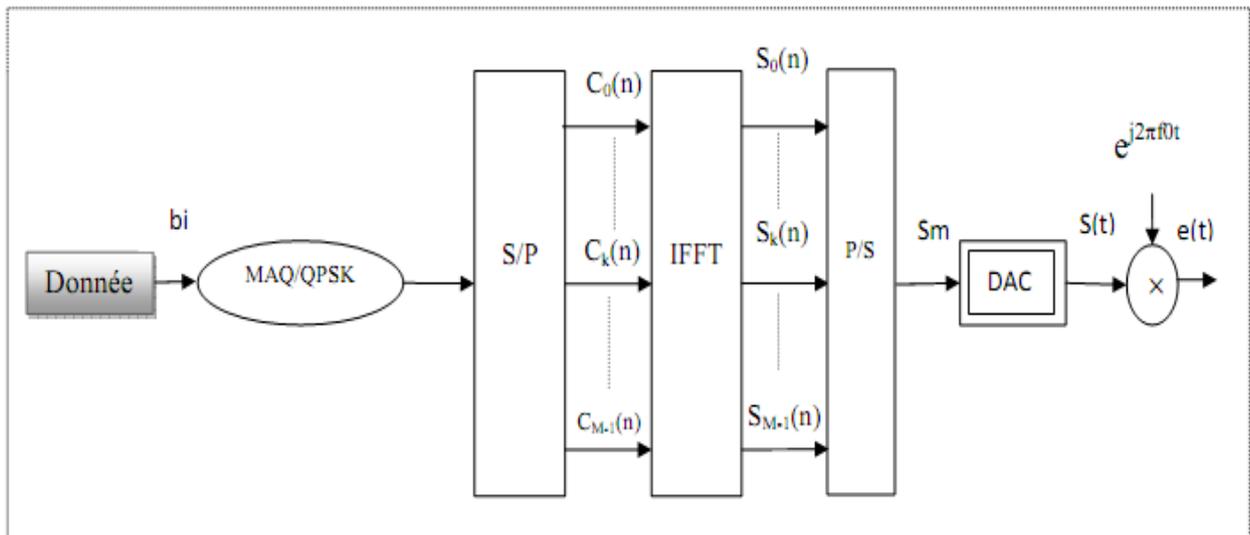


Figure III.7 : Modulateur OFDM numérique[9].

Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation en bande de base (QPSK, M-PSK, BPSK,...).

Donc

$$C = A e^{j\phi} \text{ avec } A = 1 \Rightarrow b_i = e^{j\phi} \quad (\text{III. 11})$$

Les C_k sont exprimés par $C_k = e^{j\phi k}$, $k = 0, 1, \dots, M - 1$, où M représente le nombre de sous-porteuses. La transformée de Fourier inverse discrète des C_k conduit à :

$$S_m = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \frac{km}{M}} \text{ avec } m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (\text{III. 12})$$

Après conversion numérique/analogique, le signal est multiplié par la porteuse RF (Radio fréquence) de fréquence f_0 . Mathématiquement, ces opérations peuvent être résumées comme suit :

$$S_n = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{M}} \quad (\text{III. 13})$$

Après conversion numérique /Analogique :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi t \frac{k}{T}} \quad (\text{III. 14})$$

Après multiplication par la porteuse principale f_0 :

$$\begin{aligned} e(t) &= S(t) * e^{j2\pi t f_0} = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi t f_0} \\ e(t) &= \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \left(\frac{k}{T} + f_0\right) t} \end{aligned} \quad (\text{III. 15})$$

III.3.1.1. Implémentation numérique du démodulateur

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

$$Z\left(\frac{m}{M} T_{\text{chip}}\right) = Z_m = \sum_{k=0}^{M-1} C_k H_k e^{2j\pi \frac{km}{M}} \quad (\text{III.16})$$

Z_m est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier direct discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $M = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma suivant :

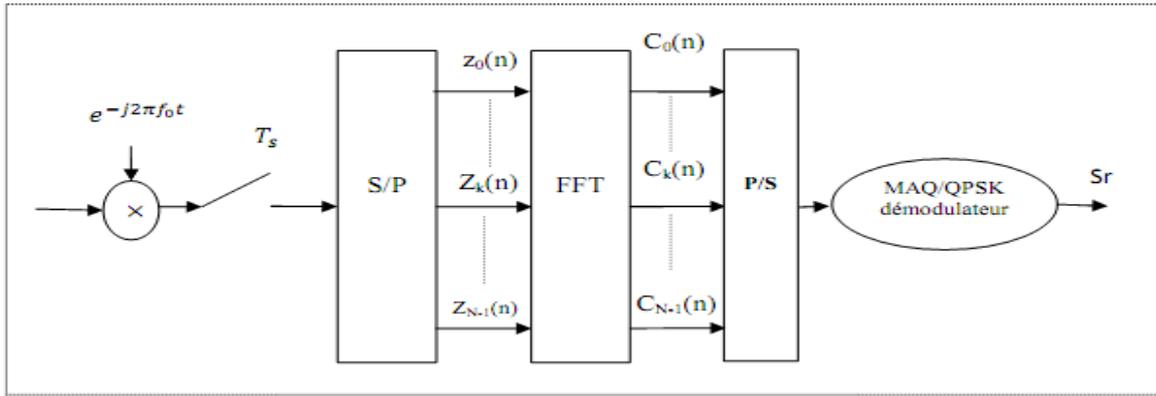


Figure III.8 :Démodulateur OFDM numérique[9].

III.4. Calculs du TEB

La modulation OFDM est extrêmement sensible aux erreurs de synchronisation qui conduisent à un TEB (taux d'erreurs binaire) très élevé. Le calcul du TEB est effectué suivant la relation :

$$\text{TEB} = \frac{\text{Total de bits en erreur}}{\text{Total des bits de donnée transmi}}$$

La représentation de l'évolution de ce paramètre donne de bonnes informations sur la qualité de la transmission des données. Une étude du TEB sera donnée dans le chapitre suivant.

III.5. Mise en œuvre de l'OFDM dans le WiMAX

Afin de décrire un système OFDM, un certain nombre de termes sont utilisés pour spécifier les paramètres des propriétés physiques. La figure III.9 et les sections suivantes expliquent et illustrent les paramètres de base de symbole OFDM.

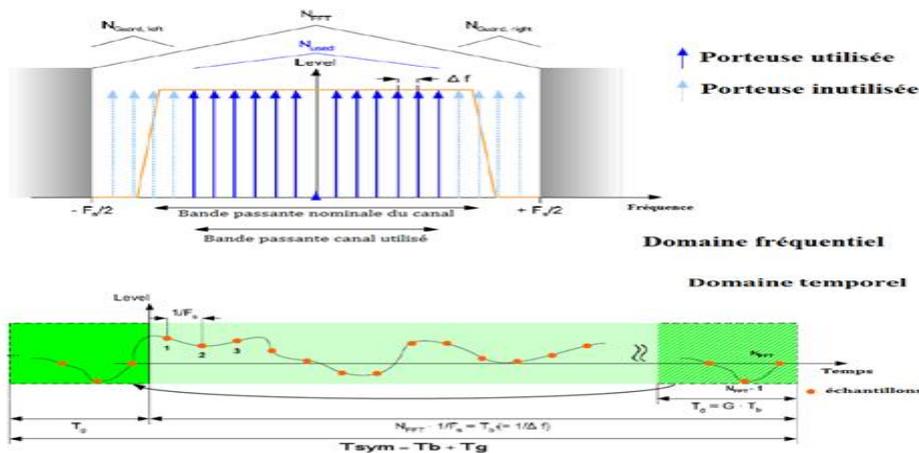


Figure III.9 :Définition des paramètres OFDM dans le WiMAX [9].

Dans ce qui suit, nous définissons les paramètres les plus importantes du symbole OFDM.

Tableau III.1 : Paramétré des symboles OFDM pour le WiMAX [9].

Nom	Symbole	Formule
Nombres de sous porteuses utilisées	$N_{Utilisée}$	$N_{utilisée} = N_{data} + N_{pilot}$
La taille de la FFT	N_{FFT}	$N_{FFT} = 2^{\lceil \log_2 N_{data} \rceil}$
Bande passante canal utilisé	$BW_{utilisée}$	$BW_{utilisée} = N_{utilisée} \cdot \Delta f$
La fréquence d'échantillonnage	F_s	$F_s = \left\lceil \frac{n \cdot BW}{8000} \right\rceil \cdot 8000$
Facteur d'échantillonnage	n	$n = \frac{F_s}{BW}$
Temps d'échantillonnage	T_s	$T_s = \frac{1}{F_s}$
Espacement entre sous porteuses	Δf	$\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$
Temps de préfixe cyclique	T_g	$T_g = G \cdot T_b$
Duré symbole utile	T_b	$T_b = \frac{1}{\Delta f}$
Temps globale de symbole OFDM	T_{symb}	$T_{symb} = T_b + T_g$
Nombre de symboles OFDM transmis par trame	N_s	$N_s = \frac{T_{trame}}{T_{sym}}$
Nombre total de symbole de données transmis par trame	$N_{tx-data}$	$N_{tx-data} = N_{data} \cdot N_s$
Nombre total de bits codés par trame	N_{tcb}	$N_{tcb} = N_{tx-data} \cdot k$
Nombre total de bits de données par trame	N_t	$N_t = N_{tcb} \cdot$

N_{DATA} : Nombre de sous porteuses de données,

N_{pilot} : Nombre de sous porteuses pilotes,

N_{guard} : Nombre de sous porteuses de garde,

BW : Bande passante nominal du canal.

1. Rapport de période de garde

Pour éliminer complétement, même les très petites interférences entre symboles, un rapport particulier de la durée symbole utile est ajouté au symbole OFDM. Ce rapport est appelé rapport de garde. Des valeurs typiques de ce rapport sont $G : \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$.

2. Durée trame

Une représentation temps/ fréquence d'un symbole OFDM est donnée sur la figure III.10 (a). Un bloc de symboles OFDM, ou l'information transmise au sein de ces symboles OFDM appartient à un ensemble dénommé trame OFDM. Une trame OFDM constituée de N_s symboles OFDM avec la durée des trames T_{trame} est illustrée sur la figure III.10 (b), représente le nombre total de tous les sous porteuses et $BW_{utilisée}$ est la largeur de bande symbole OFDM utilisé. Dans notre simulation, nous utilisons : $T_{trame} = 5 \text{ ms}$.

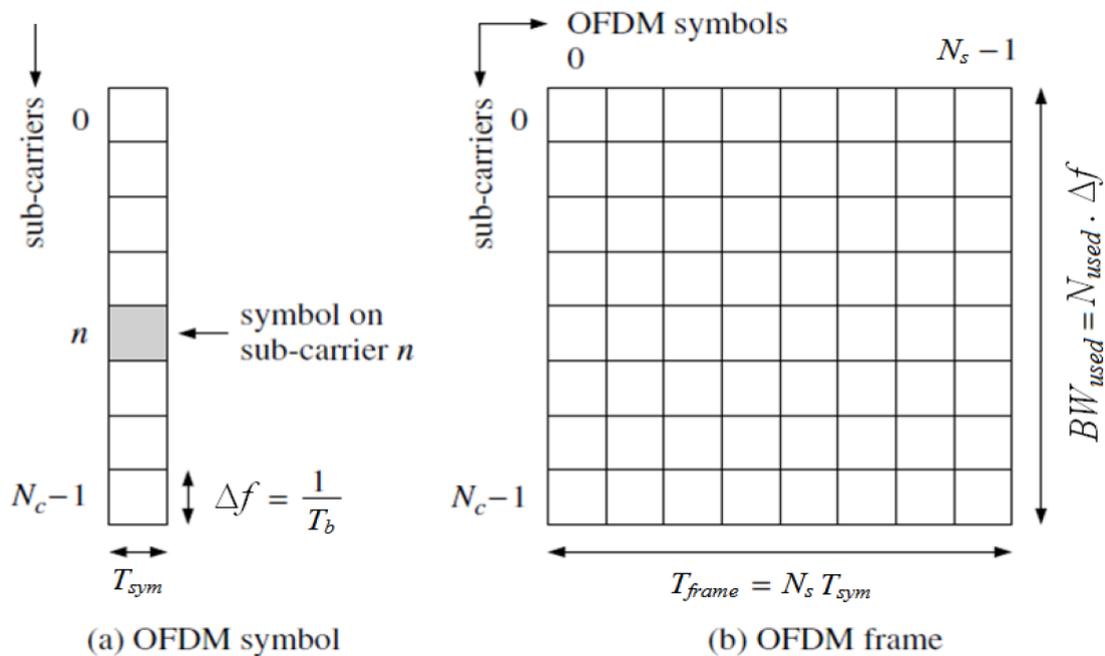


Figure III.10: Représentation Temps/fréquentielle d'un symbole OFDM et d'une trame OFDM[9].

3. Débit

$$R = \frac{N_t}{T_{trame}} \left(\frac{\text{bit}}{\text{second}} \right) \quad (\text{III. 17})$$

Après substitution et des opérations mathématiques, nous obtenons la formule suivante:

$$R = \left\lfloor \frac{n \cdot BW}{8000} \right\rfloor \cdot \frac{8000}{2^{\lceil \log_2 N_{data} \rceil}} \cdot \frac{N_{data} \cdot k \cdot r}{1+G} \quad (\text{III. 18})$$

Selon les relations ci-dessus, les débits de transmission pour le système WiMAX-OFDM, pour différentes modulations, sont donnés sur le tableau suivant :

Tableau III.2 : Débit pour le WiMAX fixe et mobile [9].

Modulation	K	r	R, Mbps WIMAX fixe	R, Mbps WIMAX mobile
BPSK	1	1/2	1.728	1.9
QPSK	2	1/2	3.456	3.8
QPSK	2	1/2	5.184	5.7
16-QAM	4	1/2	6.912	7.2
16-QAM	4	3/4	10.368	11.4
16-QAM	6	2/3	13.824	15.2
16-QAM	6	3/4	15.552	17.1

Ceci est le débit du système lorsque la largeur de bande est de 5 MHz, mais les débits de données peuvent être augmentés en augmentant la largeur de bande. Comme mentionné précédemment, le WiMAX a une bande passante flexible, de 1,75 MHz à 20 MHz.

III.6. Simulation de la technologie WiMAX-OFDM

L'émetteur/récepteur en bande de base se compose de trois parties principales :

- Codage et décodage de canal.
- Modulation et démodulation.
- Emetteur et récepteur OFDM.

Le schéma général du système WiMAX-OFDM est indiqué ci-dessous :

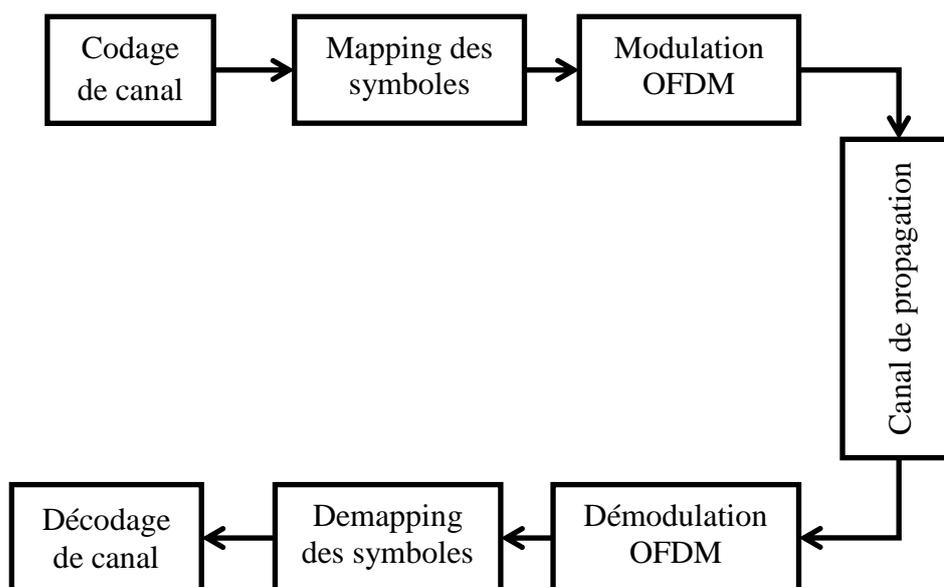


Figure III.1 : Schéma générale du système OFDM [9].

La simulation, que nous allons réaliser, peut être résumée dans les étapes suivantes :

- la mise en œuvre du module émetteur OFDM,
- la mise en œuvre du module Canal de propagation,
- la mise en œuvre du module récepteur,
- mise en œuvre du système complet,
- calcul du taux d'erreur binaire (BER),
- Faire les mêmes étapes avec le codage LDPC.

L'implémentation de la structure de l'émetteur et du récepteur OFDM sur le système WiMAX est représentée sur la figure III.12. Cette structure correspond à la couche physique de la norme IEEE 802.16 sans fil MAN-OFDM avec interface air. Les blocs du système de la figure II.11 sont détaillés dans les paragraphes suivants.

III.6.1. Génération des données

Les données d'entrée sont générés sous la forme de nombres aléatoires soit une série de zéros et de uns. La longueur des bits d'information dépend du type de la technique de modulation utilisée pour mapper les bits de symboles (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Sous MATLAB, c'est la fonction *randint* qui est utilisée pour générer les bits.

III.6.2. Codage de canal

Le codage de canal ou codage correcteur d'erreur FEC (ForwardError Correction) prévu par le standard IEEE 802.16 est réalisé en concaténant un code Reed-Solomon (RS) avec un codage convolutionnel compatible avec le débit prévu. Il est également possible mais optionnel d'utiliser des Turbo Codes pour maximiser l'efficacité spectrale. Pour notre étude nous remplacerons, par la suite, le codage FEC par un codage LDPC.

Le processus FEC (ForwardError Correction) est mis en œuvre dans la norme IEEE 802.16 en trois phases: le brassage des données, FEC et entrelacement.

III.6.2.1. Code correcteur d'erreur FEC

Ce bloc est constitué de deux couches : une couche extérieure de code Reed-Solomon et un code convolutif intérieure. Les codes Reed Solomon sont des codes en blocs bons pour la correction des erreurs en rafale. Les codes convolutifs sont bons pour la correction des erreurs aléatoires. La combinaison des deux types de codes corrige efficacement la plupart des erreurs provoquées par le canal sans fil.

Ces codes étant déjà exposés dans la section 3 du chapitre II, nous résumons dans le tableau III.3 les tailles de bloc de données et les taux de codage utilisés pour les différentes modulations dans les systèmes WiMAX tel que spécifié dans la norme IEEE 802.16 [9].

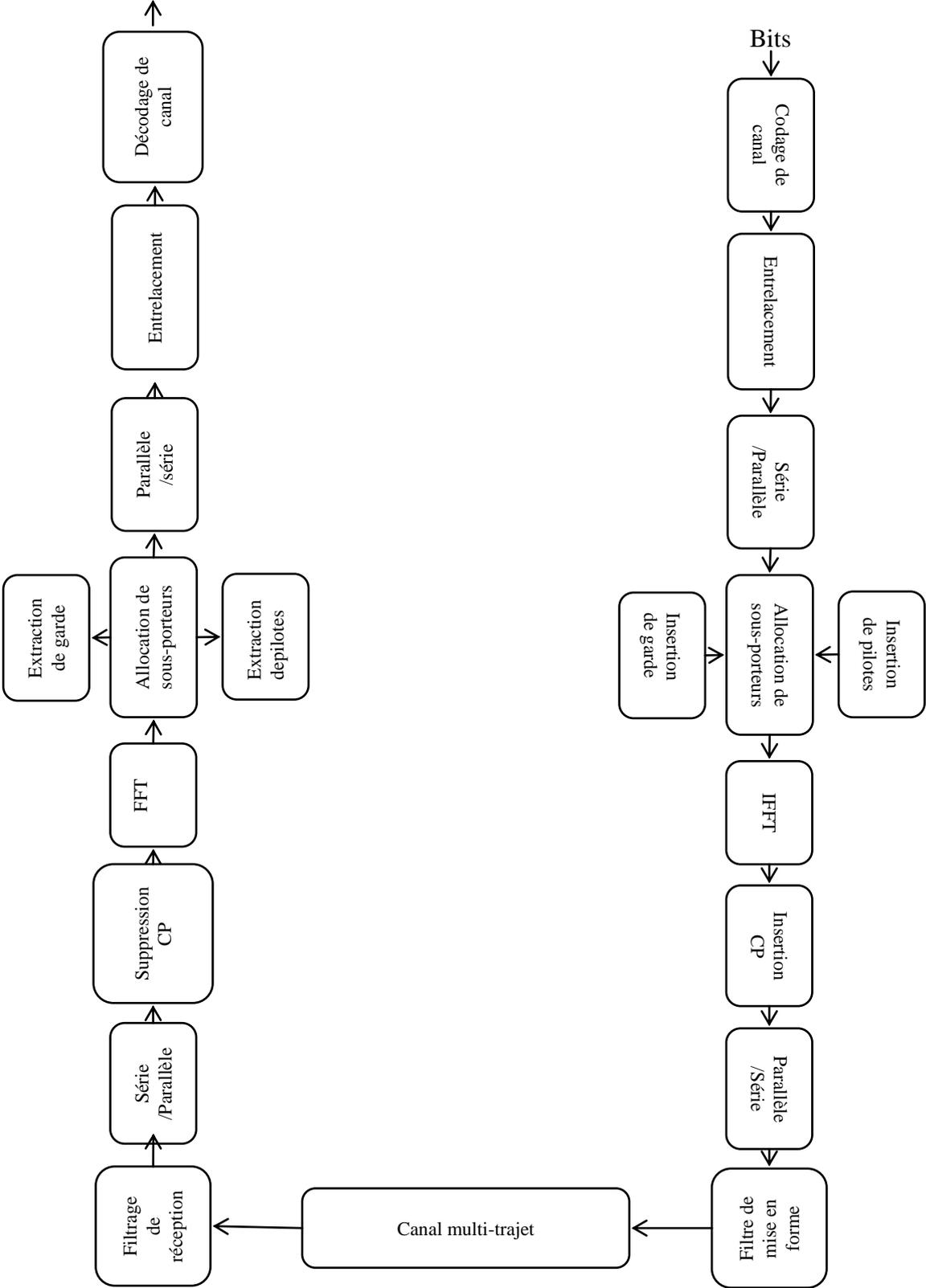


Figure III.12 :Schéma bloc pour l’implémentation du système OFDM-WiMAX [9].

Tableau III.3:Standard de codage par modulation de la technologie WiMAX [9].

Modulation	Nombre de bits non codés par bloc	Nombre de bits codés par sous-canal	Taux de code	Code RS	Taux du code CC
BPSK	12	24	1/2	(12,12,0)	1/2
QPSK	24	48	1/2	(32,24,4)	2/3
QPSK	36	48	3/4	(40,36,2)	5/6
16-QAM	48	96	1/2	(64,48,8)	2/3
16-QAM	72	96	3/4	(80,72,4)	5/6
64-QAM	96	144	2/3	(108,96,6)	3/4
64-QAM	108	144	3/4	(120,108,6)	5/6

III.6.3. Modulation de symboles de données

La transmission de données au format numérique nécessite que l'information soit traitée. Différents types de modulation interviennent afin de transporter correctement l'information. Quatre modulations sont supportées dans la WiMAX, soit : la BPSK (Binary Phase Shift Keying), la QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), la 16-QAM (16-Quadrature Amplitudes Modulation) et la 64-QAM (64 -Quadrature Amplitudes Modulation).

Les signaux créés par ces modulations peuvent être étudiés sous forme graphique grâce au diagramme de constellation. C'est à dire qu'on vient associer à chaque groupe de bits codés un nombre complexe (information de phase et d'amplitude) qui servira à moduler le signal dans la partie analogique du système. La figure III.13 illustre ces quatre types de modulation.

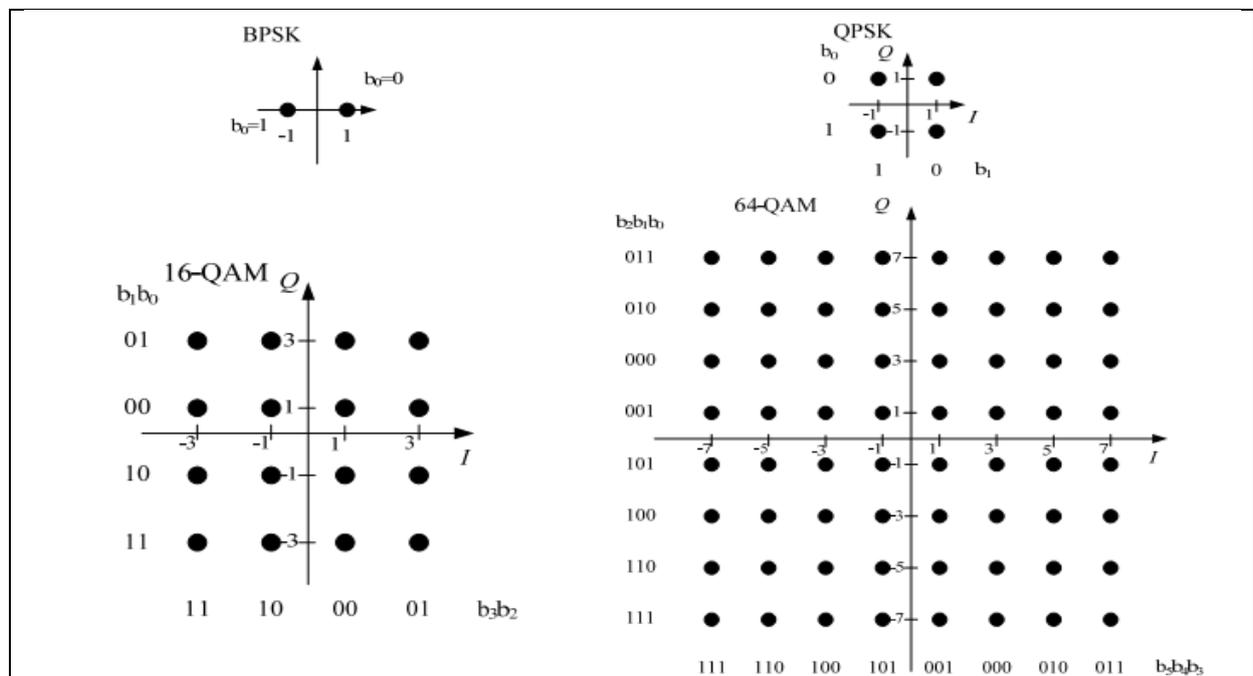


Figure III.13 :Les Quatre type de modulations [9].

III.6.4. Répartition des sous-porteuses

Les spécifications WiMAX définissent trois types de sous-porteuses : sous-porteuses de données, sous-porteuses pilotes et sous-porteuses nulles. Les symboles de données entrelacés de la dernière étape sont agencés (arrangés) pour être une matrice où son rang est égal au nombre de sous-porteuses de données (N_{data}). Les sous-porteuses pilotes et les sous-porteuses nulles sont ensuite insérées pour former le nombre de sous-porteuses total. Le tableau III.4 ci-dessous donne le nombre et le type de sous-porteuses à la fois pour les systèmes fixes et mobiles WiMAX selon les normes IEEE 802.16 d & 802.16e [9].

Tableau III.4 : Sous porteuses en WiMAX fixe et mobile [9].

Type de sous-porteuses	WiMAX fixes	WiMAX mobile
N_{data}	192	360
N_{pilote}	8	60
N_{guard}	56	92
N_c	256	512

III.6.5. Modulation OFDM par IFFT

La figure III.14 : représente un système OFDM simplifié. Dans la pratique, les systèmes OFDM sont implémentés en utilisant une combinaison de blocs FFT (Fast Fourier Transform) et d'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) qui sont mathématiquement équivalentes à la TFD (Transformées de Fourier Discrète) et la TFDI (Transformées de Fourier Discrète Inverse), respectivement.

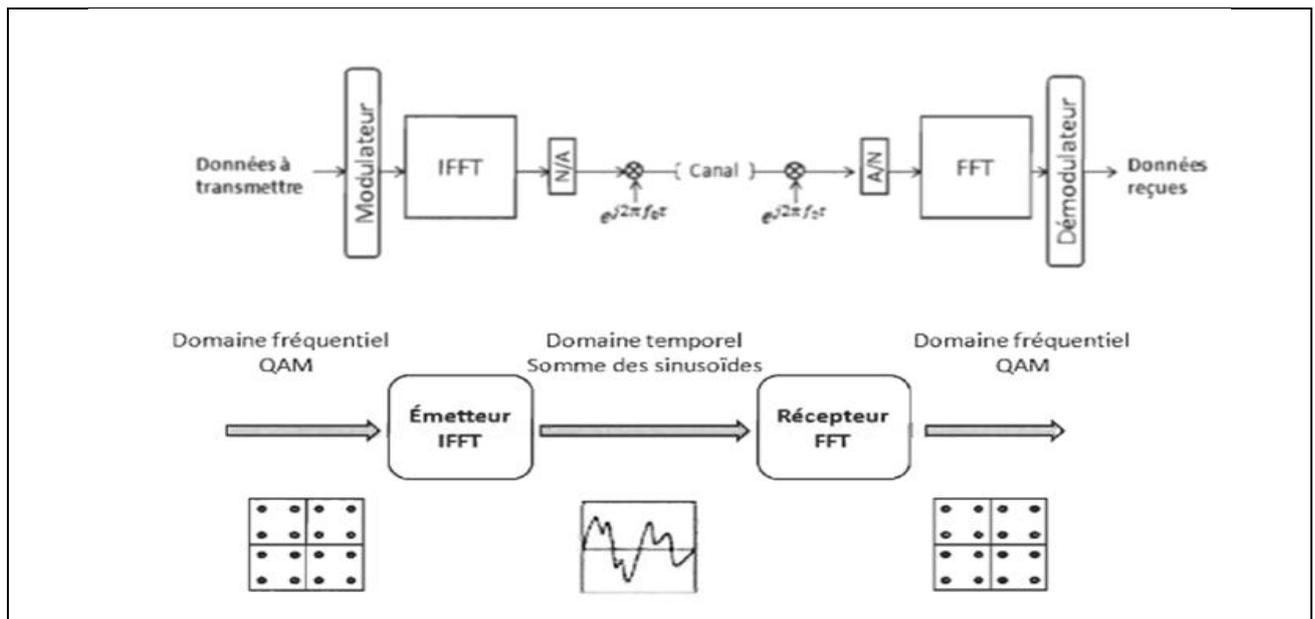


Figure III.14 : Passage du domaine fréquentiel au domaine temporel dans un système OFDM [9].

On remarque que dans la partie émission, l'IFFT est utilisée puisque qu'on passe du domaine fréquentiel au domaine temporel. Au niveau de l'émetteur, le système OFDM traite les symboles de la source (par exemple, des symboles QPSK ou QAM) dans le domaine fréquentiel. Ces symboles sont utilisés comme entrées du bloc IFFT qui amène le signal dans le domaine temporel.

La DFT d'un signal discret $x(n)$ peut être directement calculée par l'équation :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, \quad k \in [0, \dots, N-1] \quad (\text{III. 19})$$

$$W_N^{nk} = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad \text{avec} \quad j^2 = -1 \quad (\text{III. 20})$$

Avec $x(n)$ et $X(k)$, respectivement, séquence d'entrée et séquence de sortie.

Les deux séquences $x(n)$ et $X(k)$ sont des séquences de nombres complexes. N est la longueur de la transformée ($N = 2^{\lceil \log_2 N_{data} \rceil}$), elle est de valeur finie pour limiter les calculs exécutés par le processeur numérique qui lui aussi est limité par la taille de sa mémoire.

Après quelques traitements supplémentaires, le signal temporel qui résulte de l'IFFT est transmis à travers le canal. Au niveau du récepteur, le bloc FFT est utilisé pour traiter le signal reçu et le convertir en spectre fréquentiel.

III.6.6. Insertion préfixe cyclique

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

Ces interférences sont introduites par la propagation du signal dans le canal à trajets multiples. Ceci indique qu'il y a une relation entre le délai maximal du canal τ_{\max} , le temps de garde et la durée du symbole OFDM.

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

Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde de durée T_G . La durée totale du symbole transmis est alors $T = T_s + T_G$. Pour éviter les interférences, il est nécessaire de choisir un temps de garde plus grand que le délai d'étalement du canal où $T_G > \tau_{\max}$.

III.6.7. Le canal

III.6.7.1. Caractéristiques du canal radio mobile

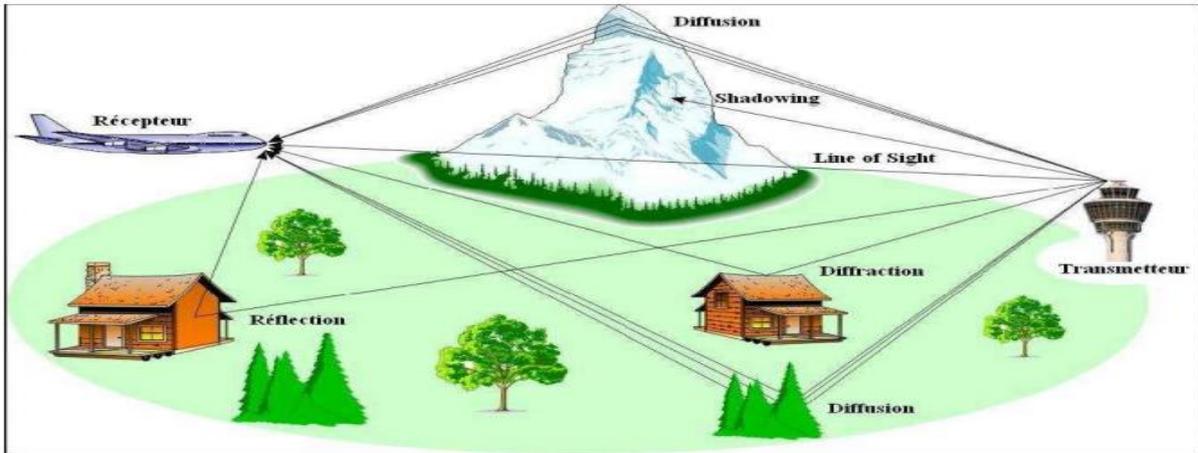


Figure III.15 : Scénario typique de propagation radio-mobile [9].

La figure III.15 représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication sans fils, sont :

- la réflexion : elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde, comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.
- la diffraction : elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("shadowing").
- la diffusion ("scattering") : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de grandeur de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

Le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l(t)s(t - \tau_l(t)) \quad (\text{III. 21})$$

L : nombre de trajets.

$\tau(t)$: retard de propagation associé au $l^{\text{ème}}$ trajet.

$h_l(t)$: gain complexe associé au $l^{\text{ème}}$ trajet.

III.6.7.2. Modèle de propagation pour simulation

Les modèles de propagation simulent la manière avec laquelle les ondes radio se propagent dans l'environnement d'un point à l'autre.

Ces modèles ont pour but d'approcher le comportement d'un canal radio réel (variations temporelles, fréquentielles, spatiales) en lui substituant un modèle mathématique plus ou moins complexe. On distingue alors deux sortes de modèles : les modèles statistiques et les modèles empiriques. Parmi les modèles empiriques il y a le modèle SUI (StanfordUniversityInterim). Trois catégories des canaux sont définies pour le modèle SUI, la catégorie A, B et C. La catégorie des canaux est déterminée par deux critères : la densité d'arbres et le type de terrain . Le tableau III.5 Résume tous les modèles de canaux SUI.

Tableau III.5 : Catégorie des canaux [9].

Terrain	Modèles SUI
C Terrain plat /Densité légère d'arbres	SUI-1 SUI-2
B Terrain plat /Densité modérée d'arbres	SUI-3 SUI-4
A Terrain accidenté / Densité forte d'arbres	SUI-5 SUI-6

Nous allons utiliser le modèle SUI.3, comme modèle de simulation de canal pour notre système. La définition du canal SUI-3 est représentée dans le tableau III.6.

Tableau III.6 : Définition du canal SUI-3 [9].

Canal SUI-3				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	0,5	1	μ s
Puissance	0	-5	-10	dB
Facteur K	1	0	0	
Doppler	0,4	0,4	0,4	Hz

III.6.8. Récepteur

A la réception, la démodulation consiste à estimer l'état de chacune des sous-porteuses. La difficulté de cette estimation tient au fait que le canal modifie l'amplitude et la phase de chaque signal. La constellation subit ainsi un changement de taille et une rotation.

III.6.8.1. Estimation et égalisation du canal

Dans le système OFDM, considéré dans ce travail, les bits d'informations sont modulés en QPSK ou en M-QAM. Pour estimer les bits au récepteur, il faut connaître à l'avance l'amplitude et la phase de chaque point de la constellation. Chaque sous-porteuse qui arrive au récepteur n'a pas la phase et l'amplitude qu'elle avait à l'émetteur. La phase et l'amplitude de la constellation sont modifiées à cause du décalage de fréquence, décalage dans le temps et de l'évanouissement sélectif. Pour faire face à ces variations de phases et amplitudes inconnues, il existe deux approches différentes. La modulation différentielle et la démodulation cohérente.

Dans la modulation différentielle, on peut appliquer deux méthodes : la détection différentielle dans le domaine du temps et dans le domaine de la fréquence.

Si la détection différentielle est appliquée dans le domaine du temps, alors chaque symbole est comparé avec un symbole précédent de la même sous-porteuse du signal OFDM (Figure III.16).

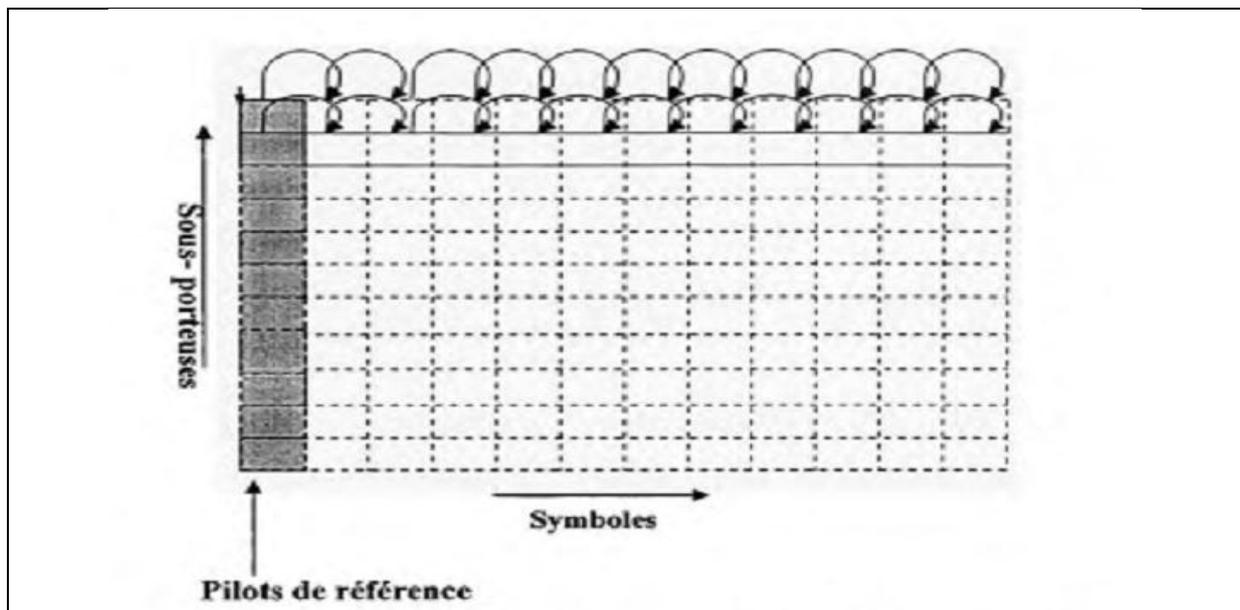


Figure III.16 : Présentation de la détection différentielle sur le plan temporel [9].

Sur le plan fréquentiel, la détection différentielle est appliquée aux sous-porteuses au lieu des symboles (Figure III.17). Dans ce cas, la première sous-porteuse de chaque symbole OFDM est un pilote de référence de phase.

Dans l'estimation du canal en général on utilise des pilotes comme références. Les pilotes d'informations doivent être transmis régulièrement pour atténuer l'erreur de propagation. Dans le système OFDM le concept des pilotes est d'envoyer des symboles numériques connus sur des sous-porteuses à des instants prédéfinis[9].

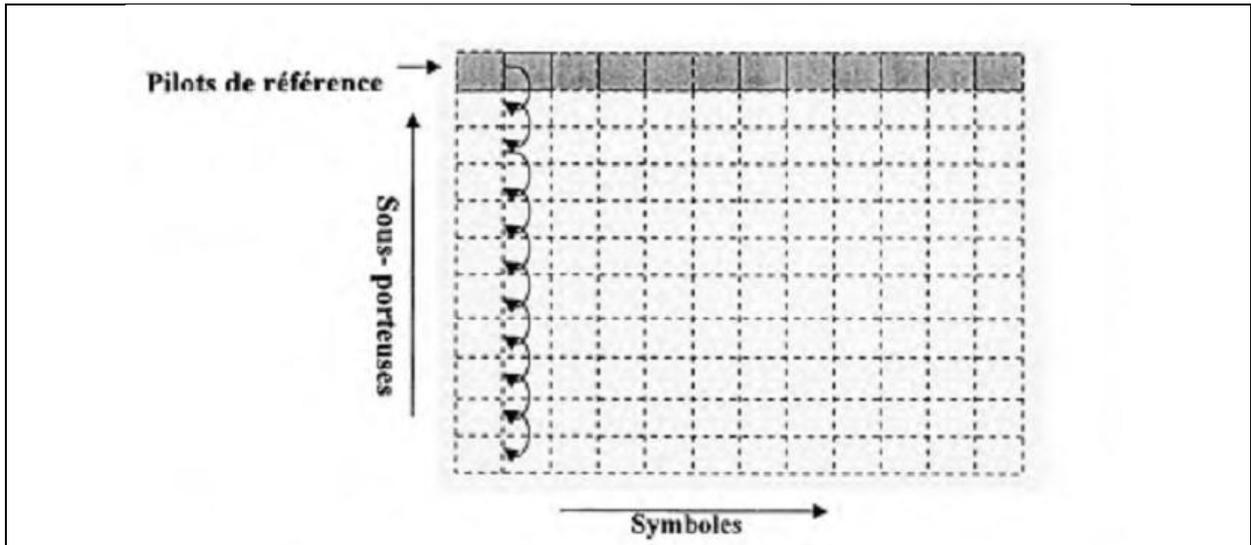


Figure III.17 : Présentation de détection différentielle sur le plan fréquentiel [9].

III.7. Simulation on utilisant le codage LDPC

La figure illustre la mise en œuvre du codage LDPC pour des systèmes OFDM. Dans notre système le codage RS-CC sera remplacé par un codage LDPC. La structure de simulation de la figure ne sera pas infectée.

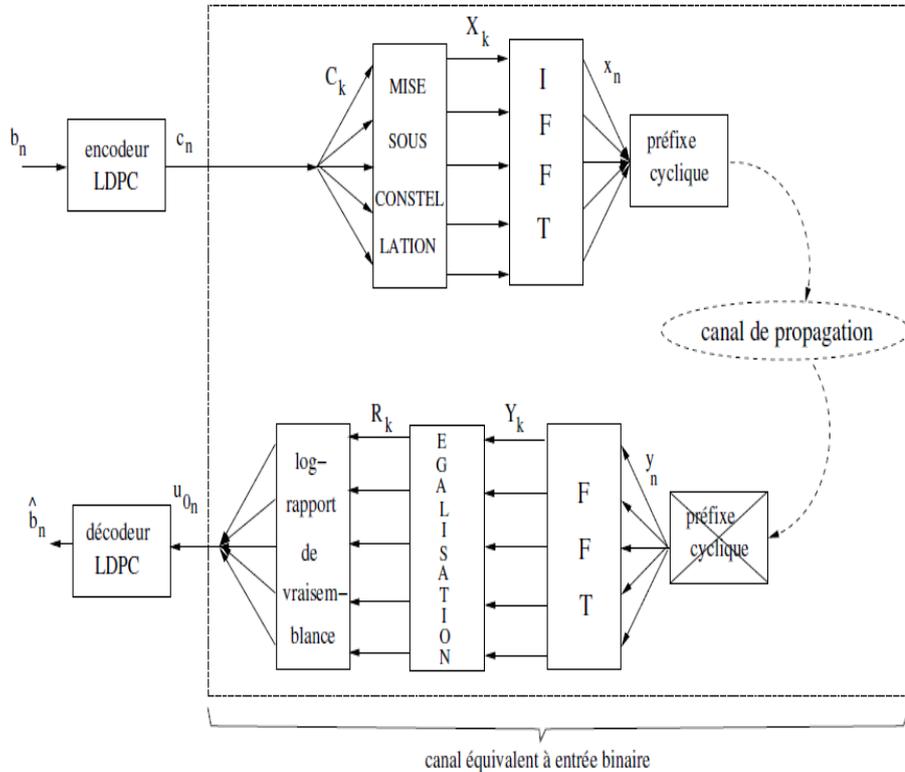


Figure III.18 : Mise en œuvre de la LDPC pour un système OFDM [12].

III.7.1. Encodeur LDPC

Dans cette partie, nous reprenons la section 5 du chapitre II et nous mettons la lumière sur les équations utilisées dans notre simulation.

L'encodage d'un code LDPC peut se révéler relativement complexe si la matrice H n'a pas de structure particulière. Il existe des solutions génériques d'encodage, dont un algorithme de grande complexité, nécessitant un prétraitement complexe sur la matrice H .

Richardson et al [21], ont proposé une solution permettant un encodage quasi-linéaire, ainsi que des algorithmes que l'on pourrait traduire littéralement de « gourmands » (en anglais greedy) permettant d'effectuer un prétraitement de la matrice de contrôle H . Le but du prétraitement est de mettre H sous une forme presque triangulaire inférieure, comme illustré dans la figure III.11, en utilisant uniquement des permutations de lignes ou de colonnes.

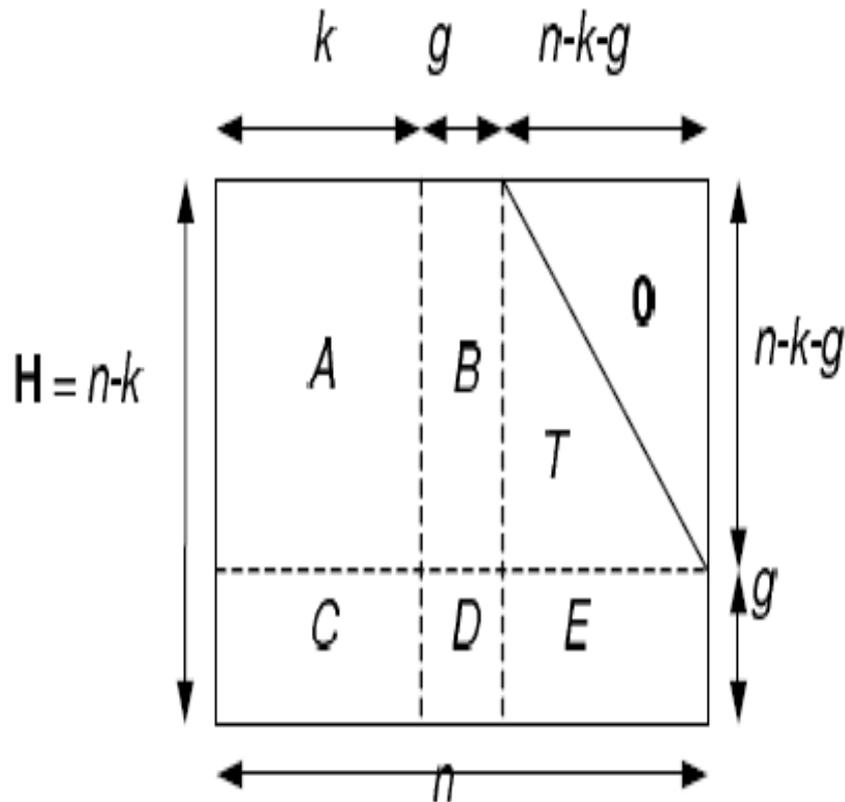


Figure III.19 : Représentation sous forme pseudo triangulaire inférieure de la matrice de contrôle H [9].

Cette matrice est composée de 6 sous-matrices, toujours creuses, notées A,B,C,D,E et d'une matrice T sous matrice triangulaire inférieure. Une fois le prétraitement de H achevé, le principe de l'encodage est basé sur la résolution du système représenté par l'équation matricielle suivante : $C \cdot H^t = 0$

Le code recherché est décomposé en trois parties : $c = (d, r_1, r_2)$, où d est la partie systématique qui est connue et où les bits de redondance recherchés sont séparés en deux vecteurs r_1 et r_2 , de tailles respectives g et $(n - k - g)$.

Après multiplication à droite par la matrice $\begin{pmatrix} I & 0 \\ -ET^{-1} & I \end{pmatrix}$, L'équation (III.18) devient :

$$A \cdot d^t + B \cdot r_1^t + T \cdot r_2^t = 0 \quad (\text{III. 22})$$

$$(-ET^{-1}A + C)d^t + (-ET^{-1}B + D)r_1^t = 0 \quad (\text{III. 23})$$

L'équation(III.20) permet de trouver r_1 en inversant $\Phi = -ET^{-1}B + D$. Puis l'équation (III.19) permet de trouver r_2 en inversant T. De nombreuses opérations coûteuses en temps peuvent être effectuées pour l'encodage LDPC par cette procédure [12].

III.7.2. Décodeur LDPC

Au niveau du récepteur, la méthode de quantification de la séquence reçue X , détermine le choix de l'algorithme de décodage. Le décodage d'un code LDPC s'effectue par un algorithme dit à *propagation de croyance*.

Chaque itération est composée de deux étapes :

- 1- La mise à jour des messages lorsqu'ils passent par les nœuds de donnée. Le message de sortie est donné par

$$v = \log \frac{p(y/c=0)}{p(y/c=1)} = \log \frac{v[0]}{v[1]} \quad (\text{III. 24})$$

- 2- La mise à jour des messages lorsqu'ils passent par les nœuds de contrôle. Le message de sortie est donné par :

$$u = \log \frac{p(y'/c'=0)}{p(y'/c'=1)} = \log \frac{u[0]}{u[1]} \quad (\text{III. 25})$$

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

$$v_q^{(l)} = u_0 + \sum_{n=1, n \neq q}^i u_n^{(l-1)} \quad \forall q = 1, \dots, i \quad (\text{III. 26})$$

Où U_n , $n = 1 \dots i$, représentent les messages venant des nœuds de contrôles voisins et $u_0 = \log \frac{p(y_k/c_k=0)}{p(y_k/c_k=1)}$, représente le log-rapport de vraisemblance observée en sortie du canal.

Ensuite, lors de la mise à jour sur un nœud de contrôle de degré j , le message de sortie u sur la p -ième branche est donné par l'expression :

$$\tanh \frac{u_p^{(l)}}{2} = \prod_{m=1, m \neq p}^j \tanh \frac{v_m^{(l)}}{2} \quad \forall p = 1, \dots, j \quad (\text{III. 27})$$

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

L'algorithme par *propagation de croyances* sera implémenté dans notre simulation pour le décodage LDPC dans le système WiMAX-OFDM [14].

III.8. Conclusion

Ce chapitre avait pour but de représenté la chaine de communication OFDM ainsi les principales caractéristique de OFDM, qui présente une utilisation efficace de la bande de fréquence allouée en se servant des porteuses orthogonales, en suit on a passé à l'implémentation du système OFDM-WiMAX, Pour finalement introduire le codage LDPC pour un système OFDM-WiMAX.

Le chapitre suivant a pour but de développer un outil permettant de déterminer les performances des codes LDPC lorsqu'ils sont utilisés pour des transmissions multi porteuses OFDM par apport au code RS concaténé avec un code CC

IV.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous présentons les résultats des simulations réalisées au cours de ce travail. Le simulateur élaboré se base sur les structures énoncées dans le chapitre III.

Le but de la simulation réalisée est d'évaluer et de valider les performances du système WiMAX à travers la caractérisation du taux d'erreurs binaires, calculé par la division du nombre de bits erronés sur le nombre de bits transmis, ainsi que l'efficacité spectrale donnée par le rapport de débit binaire réel par la largeur de bande.

Le présent chapitre commence par la présentation des résultats de simulation pour un système OFDM-WiMAX en utilisant un codage Reed-Salomonconcaténé avec un codage convolutif. Par la suite, les résultats obtenus pour le même système en utilisant le codage LDPC. Enfin, une comparaison entre les résultats des simulations pour les deux types de codage est donnée pour montrer l'apport du code LDPC dans un système WiMAX-OFDM.

IV.2. Résultats de simulation pour un codage RS-CC

Dans ce qui suit nous présentons les résultats des simulations réalisées pour un système WiMAX-OFDM avec un codage Reed-Salomon concaténé avec un codage convolutif (RS-CC). Les conditions de simulation sont ceux énoncés dans le chapitre III et qui font référence à la norme IEEE 802.16. Le canal radio se base sur le modèle SUI-3 à trois trajets, donné dans le tableau III.6.

IV.2.1 Évaluation du taux d'erreurs binaire

Dans cette partie, on présente plusieurs courbes du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0) pour plusieurs profils de modulation (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Etant donné que le niveau de bruit est constant, nous avons varié la puissance du signal dans le but de faire varier le niveau du rapport E_b/N_0 .

La figure IV.1 illustre le BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour une modulation de phase à deux états (BPSK) avec un taux de codage est $R = 1/2$. Pour cette modulation, le codage utilisé est un codage convolutionnel seul.

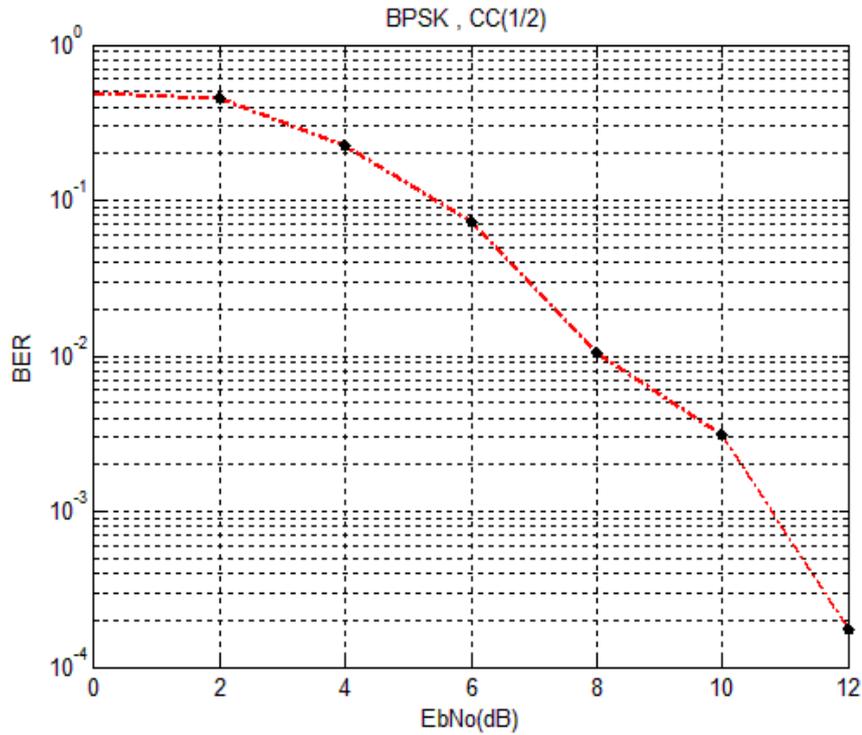


Figure IV.1 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour BPSK, CC(R=1/2).

Les résultats obtenus montrent clairement un taux erreur faible pour des rapports signal sur bruit moyenne de l'ordre des 10 dB. La courbe illustre une relation inversement proportionnels entre le rapport E_b/N_0 et le BER. Ceci est naturel pour une transmission numérique.

Les figures IV.2 et IV.3 représente le BER en fonction du rapport E_b/N_0 , pour une modulation QPSK avec des taux de codage RS-CC différents (R=1/2 et R=3/4). Il est à rappeler que ce taux de codage est un taux global pour le codage RS-CC.

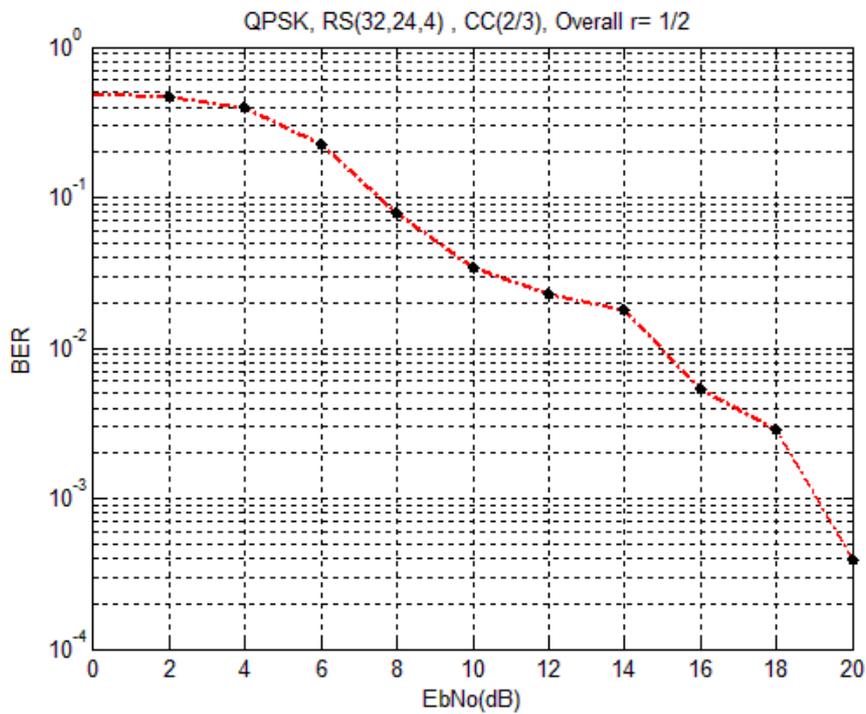


Figure IV.2 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK,RS(32,24,4), CC(2/3), R=1/2.

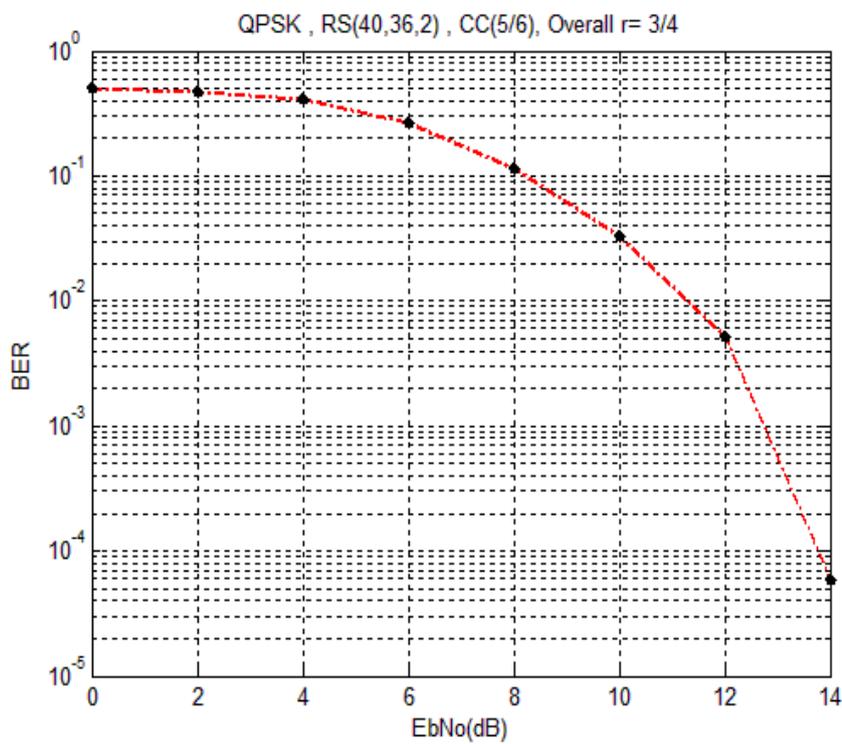


Figure IV.3 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK,RS(40, 32,2), CC(5/6),R=3/4.

La comparaison des deux courbes montre que l'augmentation du taux de codage engendre une amélioration des résultats avec une diminution des erreurs pour des rapports signal sur bruit faible. Cela est visible pour un rapport de 14dB où le BER est inférieur à 10^{-2} avec un taux de codage $R= 1/2$, tandis qu'il dépasse 10^{-4} pour un taux de codage égale à $R=3/4$.

Les mêmes remarques sont portées sur les résultats des simulations pour la modulation 16-QAM, représentés sur les figures IV.4 et IV.5. On remarque aussi, pour cette modulation que l'amélioration du BER passe par une grande augmentation du rapport E_b/N_0 .

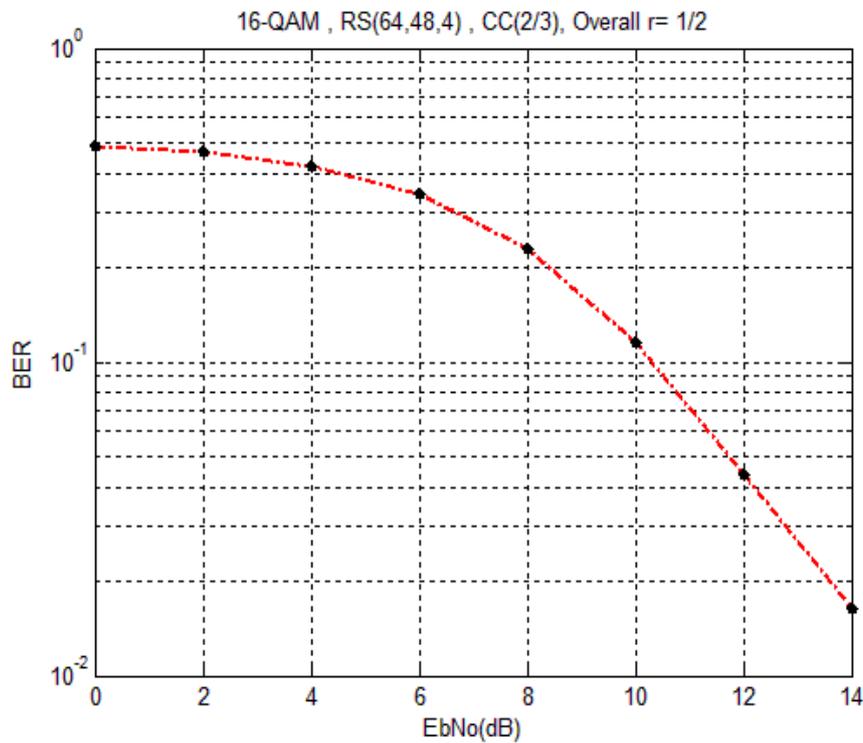


Figure IV.4 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM, RS (64, 48, 4), CC (2/3), $R=1/2$.

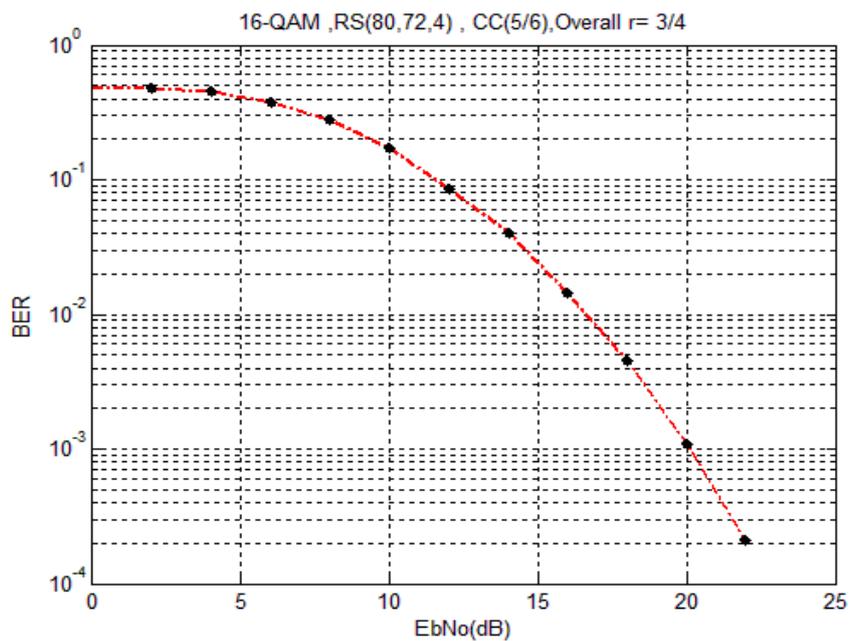


Figure IV.5 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM,RS(80,72,4),CC (5/6), R=3/4.

Pour évaluer l'influence de la taille de la modulation sur le BER pour des taux de codage donnée, on a augmenté la constellation de la modulation QAM de 16 à 64.

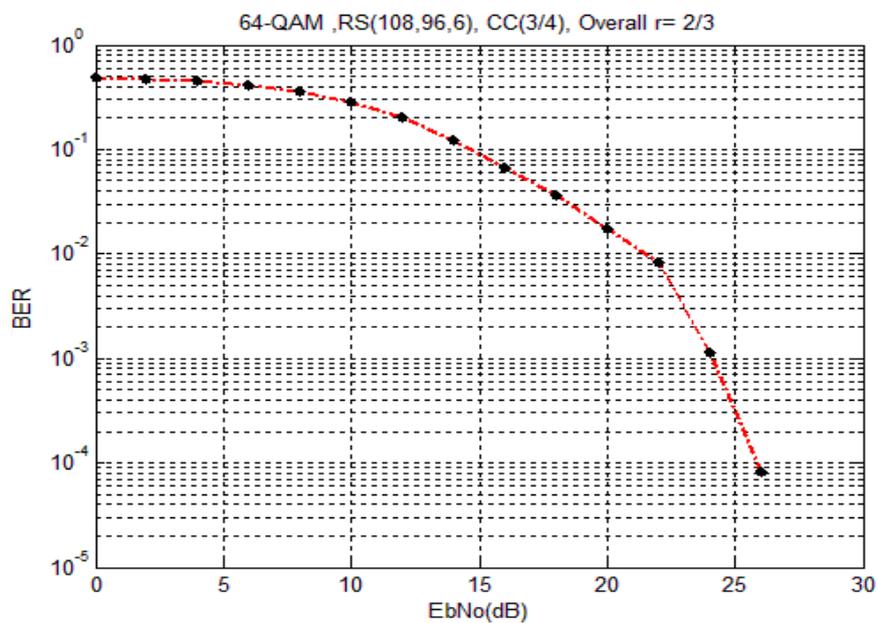


Figure IV.6 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64-QAM,

RS (108,96,6), CC (3/4), R=2/3.

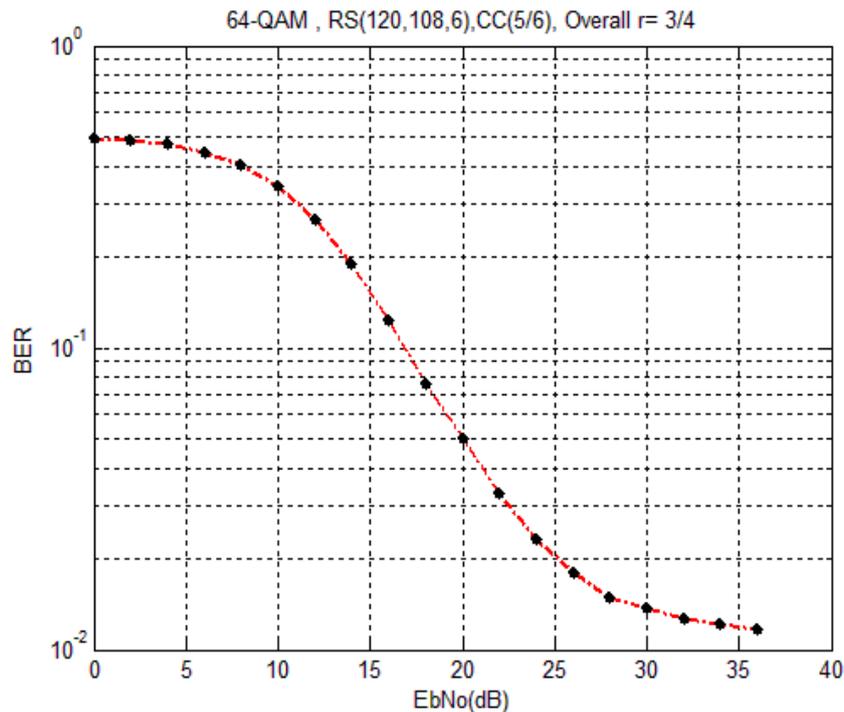


Figure VI.7 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64-QAM, RS (120, 108,6), CC (5/6), R=3/4.

Les figures IV.6 et IV.7, donne les résultats de simulation pour une modulation 64-QAM avec des taux de codages de R=2/3 et R=3/4. Ces résultats indiquent une grande détérioration des performances spécialement pour un taux de codage de R=3/4 où le BER ne dépasse pas 10^{-2} .

D'une manière générale, On observe de ces graphes que les profils faibles débit offre une meilleure performance avec de petites valeurs du rapport E_b/N_0 . Nous remarquons également que plus la taille de la modulation est grande plus l'erreur est importante. Il faut aussi noté que le taux de codage influe sur le taux erreur.

IV.2.2 Evaluation du l'efficacité spectrale

L'efficacité spectrale, s'exprime en bit/s/Hz, caractérise la capacité d'une modulation à passer un débit maximum dans une largeur de canal minimum. Elle est définie par η (bits/s/Hz) telle que :

$$\eta = \frac{D}{BW} \tag{IV. 1}$$

avec :

D : le débit binaire réel.

BW : la largeur de bande.

Le débit binaire réel est défini par la relation suivante :

$$D = (1 - BER)^n \times R \times k \quad (\text{IV. 2})$$

Avec :

n : nombre de bits par trame.

R : taux de codage.

k : nombre de bits par symbole

La figure VI.8 illustre l'efficacité spectrale pour une modulation BPSK avec taux de codage de 1/2, en fonction du rapport E_b/N_0 toujours dans un canal du type SUI-3.

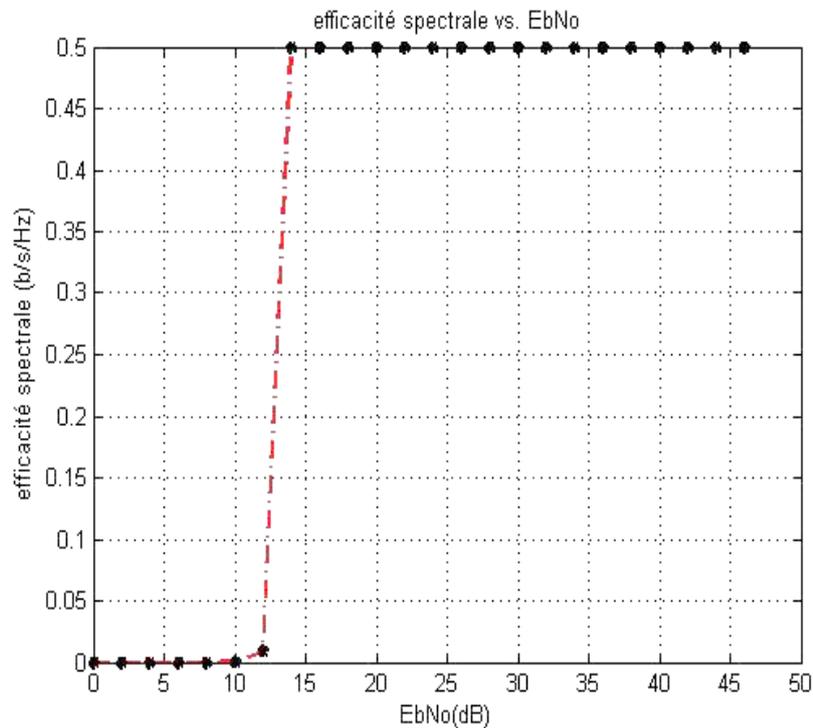
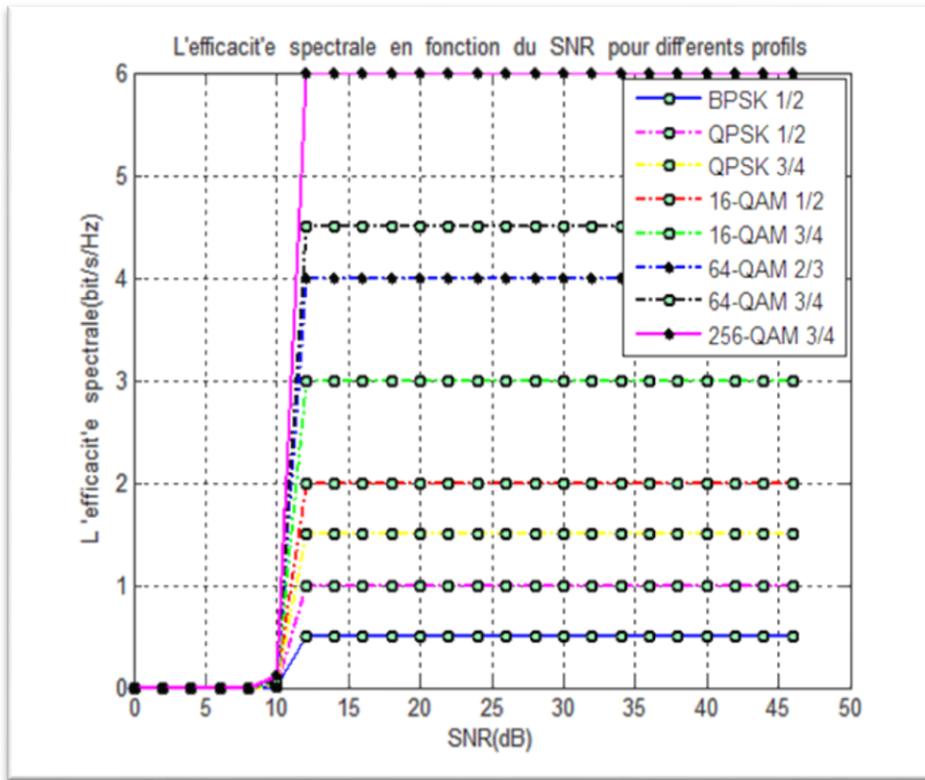


Figure VI.8 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour BPSK, CC (1/2).

La figure IV.9 présente l'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour tous les profils étudié dans ce travail (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), avec différents taux de codage.



FigureVI.9 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour différents profils.

On remarque sur ces résultats, que l'augmentation de la taille de la modulation conduit à de meilleures performances en termes d'efficacité spectrale, c'est-à-dire on a un meilleur débit binaire sans élargir la bande passante du signal. Cela n'est pas toujours utile puisque les modulations de grande taille engendrent des BERs faibles comme on l'a déjà constaté.

IV.3. Résultats de simulation pour un codage LDPC

Dans cette partie, nous présentons les résultats des simulations réalisées pour le même système WiMAX-OFDM mais avec un codage LDPC. Les simulations sont réalisées pour plusieurs différents taux de codage et différentes tailles de la matrice de parité du code LDPC. L'algorithme utilisé pour le décodage dans cas est *l'algorithme de propagation de croyance*, énoncé dans la section III.7.2.

IV.3.1 Evaluation du taux d'erreurs binaire

De la même manière que pour le codage RS-CC, une étude est menée dans cette partie pour évaluer le taux d'erreur binaire du système WiMAX-OFDM avec un codage LDPC. Plusieurs profils de modulation sont étudiés.

Les figures IV.10 et IV.11 illustrent le BER en fonction du rapport E_b/N_0 respectivement pour une modulation BPSK et une modulation QPSK.

Le taux de codage est de 1/2 et la longueur du code est $L=576$ donc une matrice de parité de dimensions 12×24 .

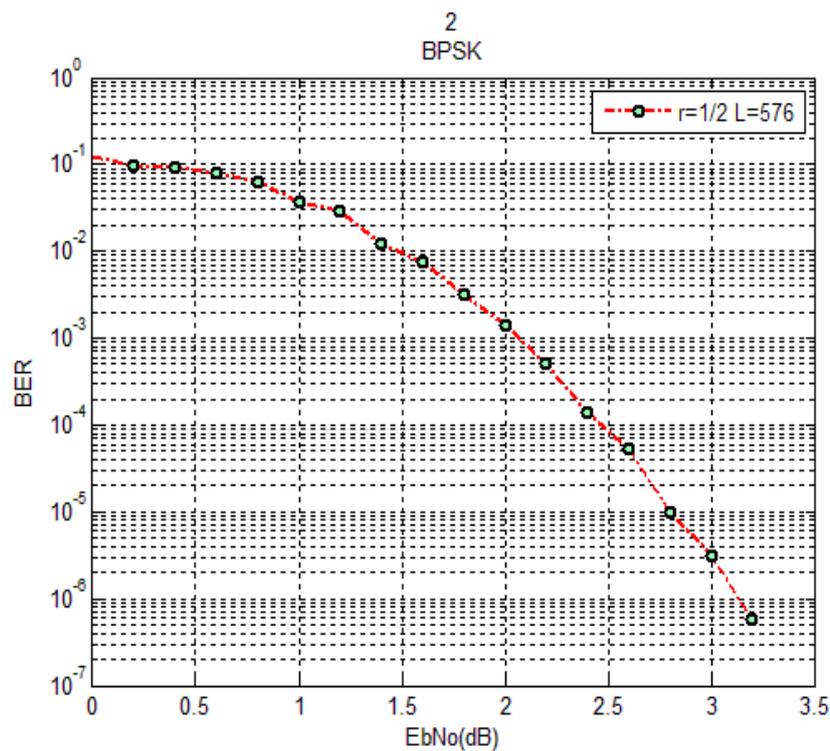


Figure IV.10 : BER en fonction du rapport E_b/N_0

pour BPSK, ($R=1/2$, $L=576$).

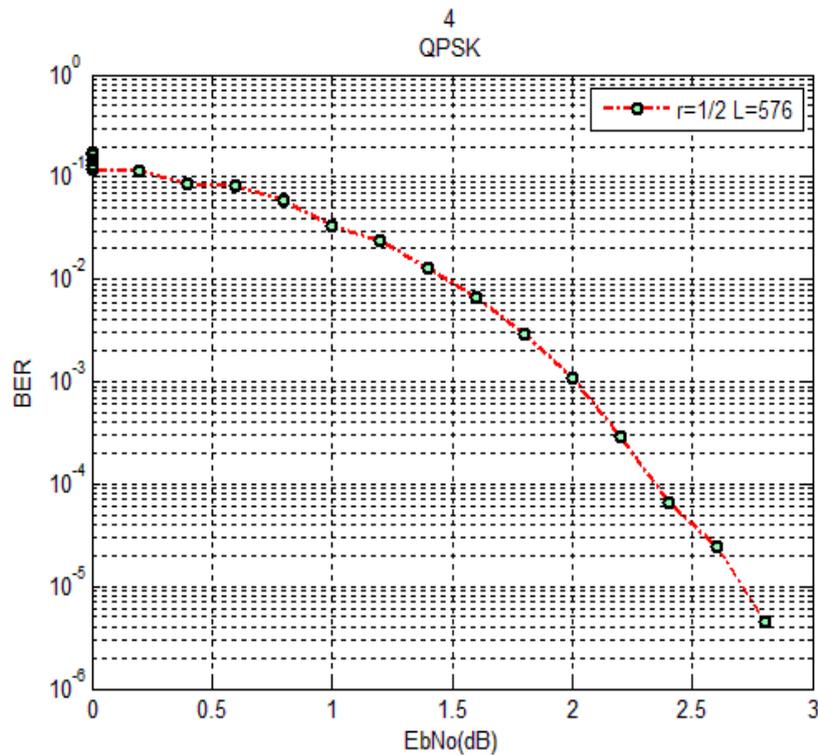


Figure VI.11 : BER en fonction du rapport E_b/N_0

pour QPSK, ($R=1/2$, $L=576$).

Les résultats obtenus montrent que le BER pour les deux modulations (BPSK et QPSK) a la même allure. On remarque aussi sur ces courbes que des BER élevés sont atteints pour des rapports E_b/N_0 très faibles.

Vu que plusieurs dimensions de la matrice de parité sont implémentées, nous étudions dans les figures IV.12 et IV.13 l'effet de cette dimension sur le BER.

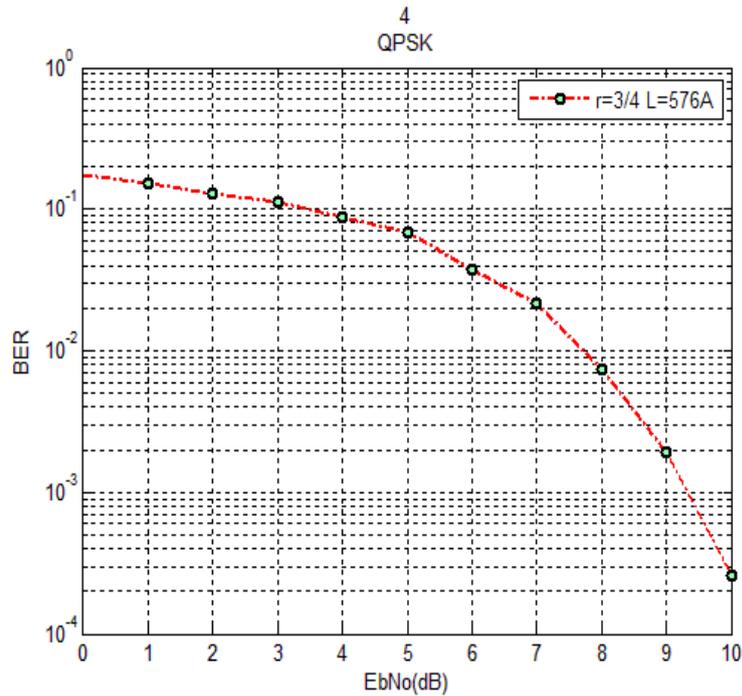


Figure IV.12 :BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour QPSK, ($r=3/4$, $L=576$).

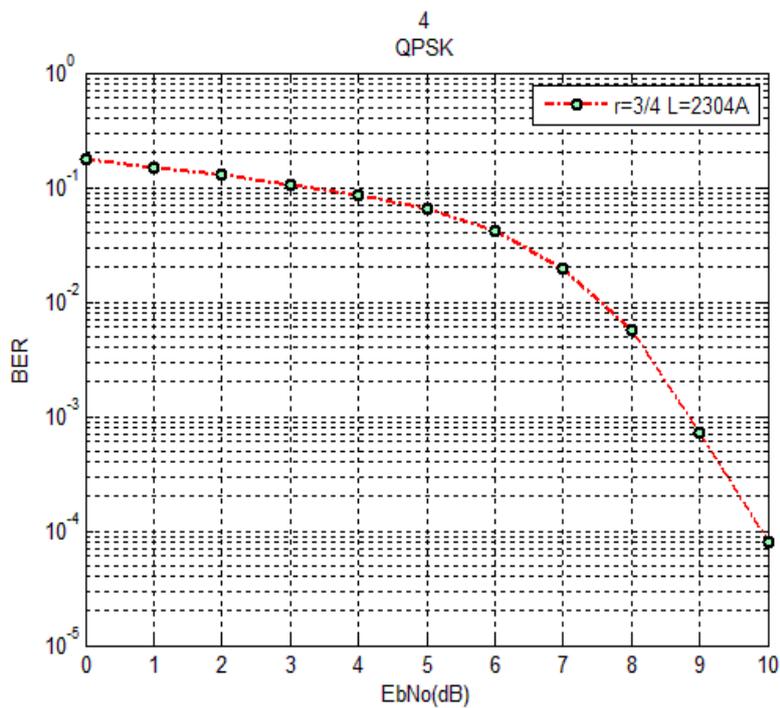


Figure IV.13 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 4-QPSK, ($R=3/4$, $L=2304$).

Comme le montrent les deux figures précédentes, l'augmentation de la longueur du code, respectivement la dimension de la matrice de parité, engendre une amélioration du taux d'erreur binaire. Pour un rapport E_b/N_0 égale à 10dB, on a un BER inférieur à 10^{-4} pour une longueur $L=576$ et un BER supérieure à 10^{-4} pour $L=2304$.

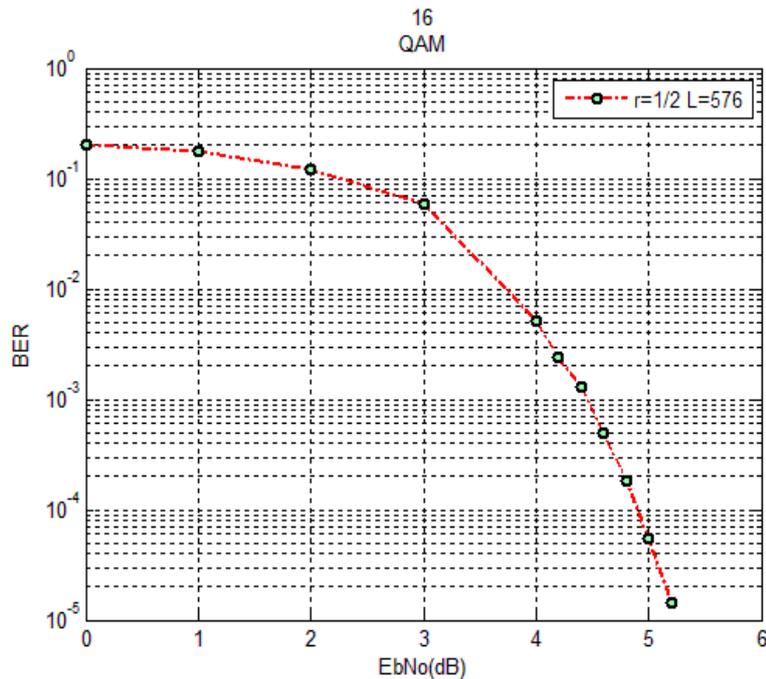


Figure IV.14 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 16-QAM, ($r=1/2$, $L=576$).

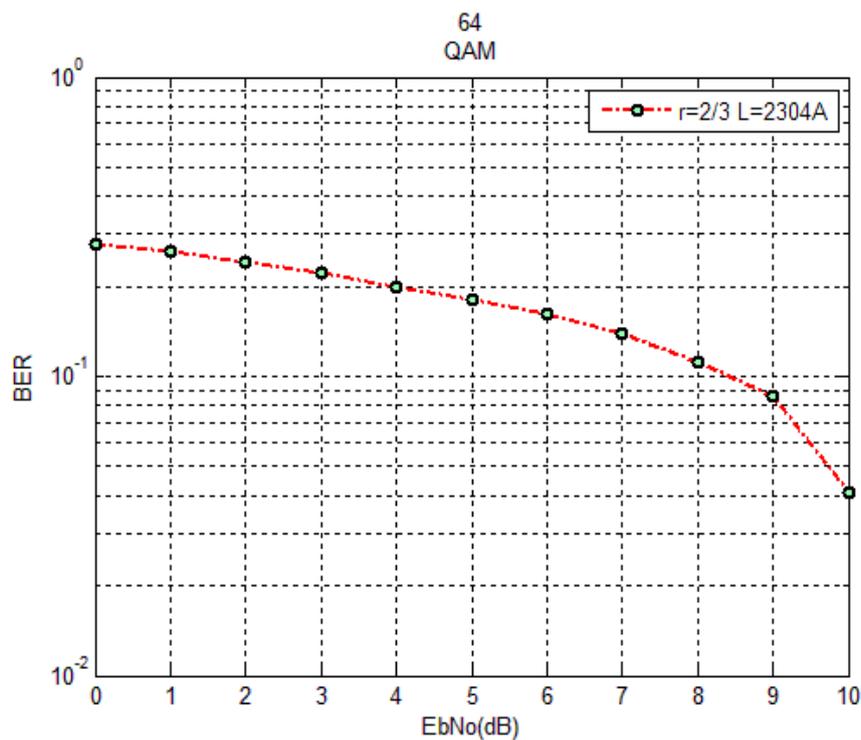


Figure IV.15 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64QAM, ($r=2/3$, $L=2304$).

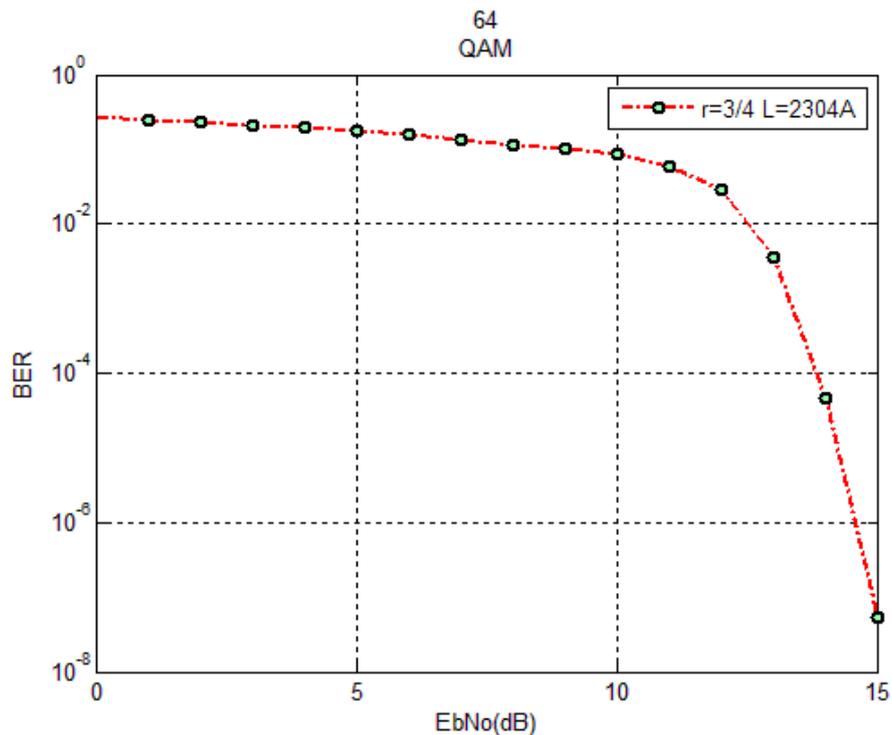


Figure IV.16 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour 64QAM, ($R=3/4$, $L=2304A$).

Les figures IV.14, IV.15 et IV.16, représente le taux d'erreur binaire en fonction du rapport E_b/N_0 pour la modulation QAM à 16 et 64 états. L'élargissement de la constellation conduit à une détérioration des performances comme le montre la figure IV.15 comparée à la figure IV.14. Nous pouvons remédier à cette détérioration (figure IV.16), par l'augmentation du nombre d'itérations dans l'algorithme de décodage, mais cela entraîne une augmentation excessive dans les temps de calculs.

D'une manière générale, les remarques portées sur le codage LDPC pour un système WiMAX-OFDM peuvent être résumées dans les points suivants :

- le codage LDPC utilise un algorithme de décodage itératif, on remarque que si le nombre d'itérations augmente on a une meilleure convergence mais le temps de traitement augmente.
- La dimension de la matrice de parité a une grande influence sur les performances. Ces dernières augmentent avec l'augmentation de la longueur du code.
- L'augmentation de la taille de la modulation influe négativement sur les performances et doit être accompagnée d'une augmentation du nombre d'itérations dans l'algorithme de décodage.

IV.3.2 Evaluation de l'efficacité spectrale

La figure IV.17, illustre l'efficacité spectrale calculée suivant la relation (IV.2), pour différents profils des modulations et différents taux de codage.

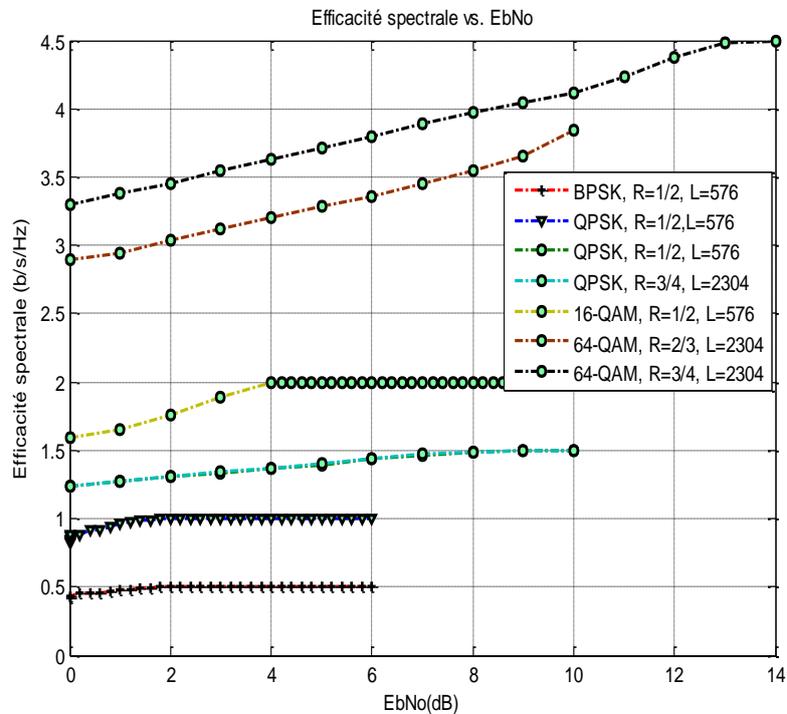


Figure IV.17 : L'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 pour différents profils avec codage LDPC.

Là aussi on peut dire que l'augmentation de la taille de la modulation conduit à une meilleure efficacité spectrale. Le changement du type de codage du RS-CC vers le LDPC n'infecte pas les performances en matière d'efficacité spectrale.

IV.4. Comparaison des deux types de codage RS-CC et LDPC

Cette partie présente une confrontation entre les résultats des simulations en terme du BER, pour le système WiMAX-OFDM avec codage RS-CC et codage LDPC.

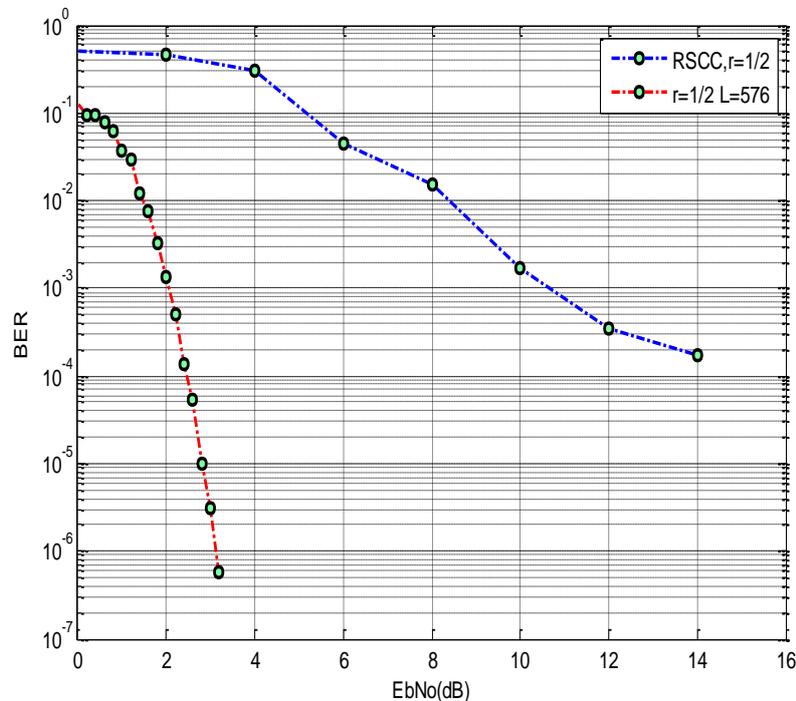


Figure IV.18 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de BPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC (R=1/2, L=576).

La figure IV.18 présente le taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N_0 pour une modulation BPSK avec un codage RS-CC et un codage LDPC. Les résultats montrent que les BER du système pour un codage LDPC atteignent des valeurs très faibles à des rapports signal sur bruit faibles de l'ordre de 3dB.

Sur la figure on peut voir que la courbe du BER pour un codage LDPC présente un recul de 11 dB par rapport à celle du codage RS-CC.

La même remarque est portée sur la figure IV.19 pour une modulation QPSK et un taux de codage 1/2. Cependant, pour un taux de codage de 3/4 les résultats des deux types de codage se rapprochent, cela est visible sur la figure IV.20.

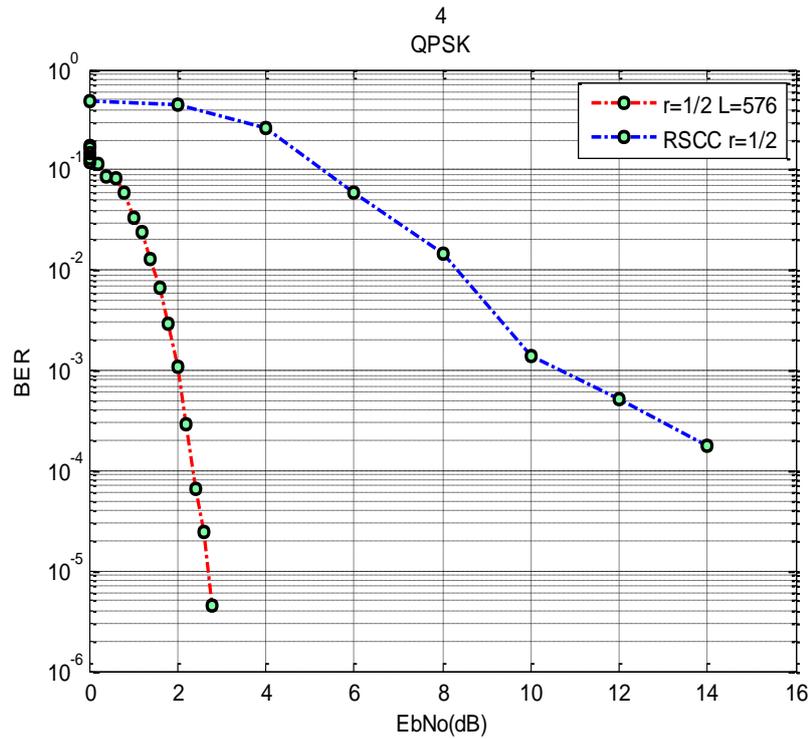


Figure IV.19 : BER en fonction rapport E_b/N_0 de QPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC($R=1/2$, $L=576$).

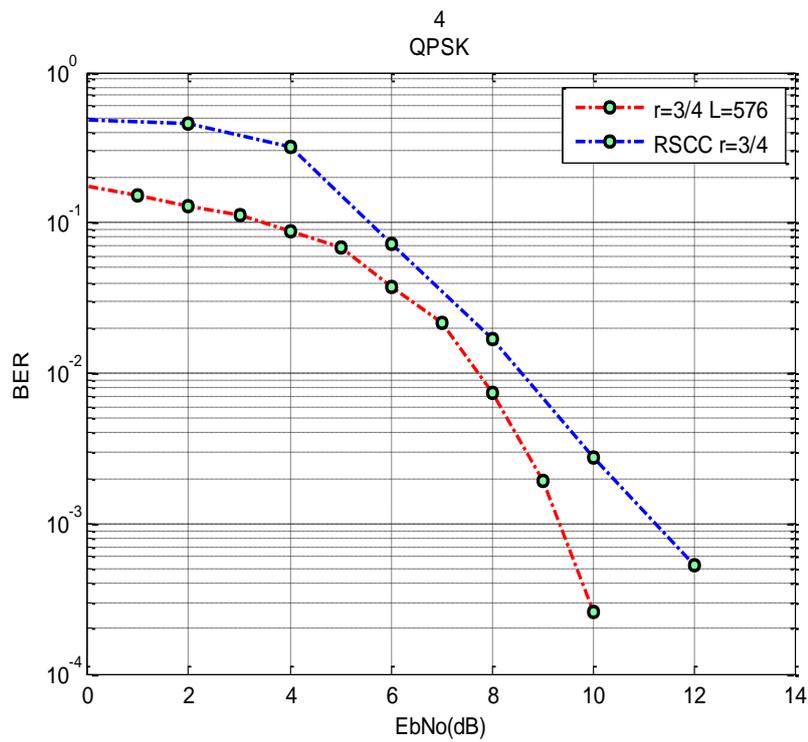


Figure IV.20 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de QPSK en utilisant le LDPC et le RS/CC($r=3/4$, $L=576$).

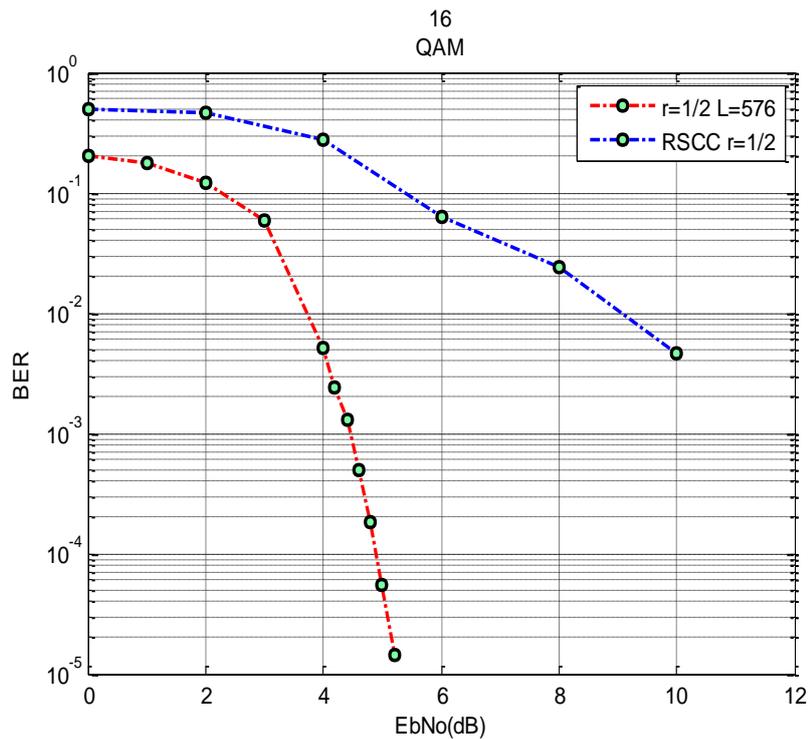


Figure IV.21 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de 16QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC($r=1/2$, $L=576$).

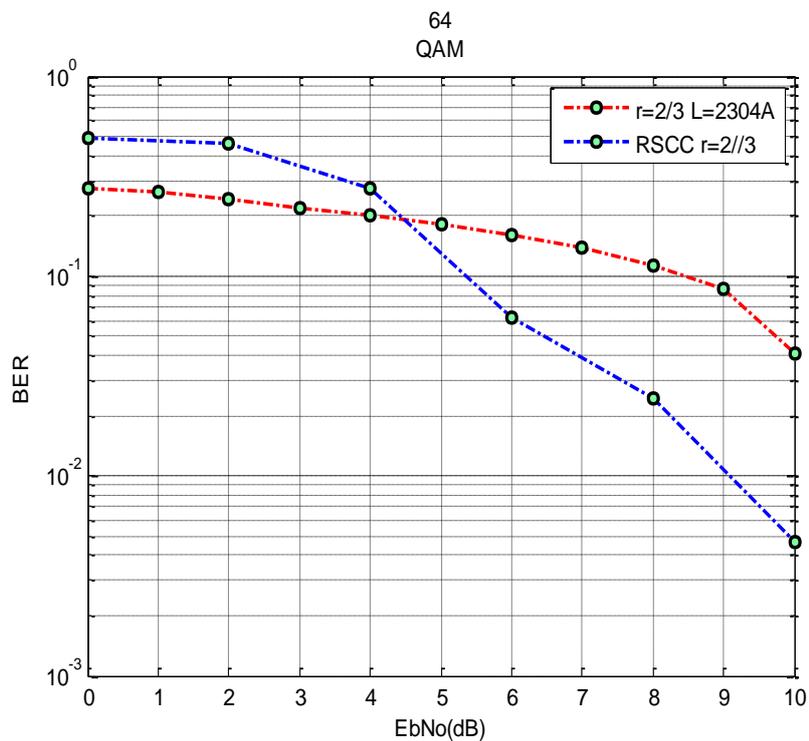


Figure IV.22 : BER en fonction rapport E_b/N_0 de 64QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC($r=2/3$, $L=2304$).

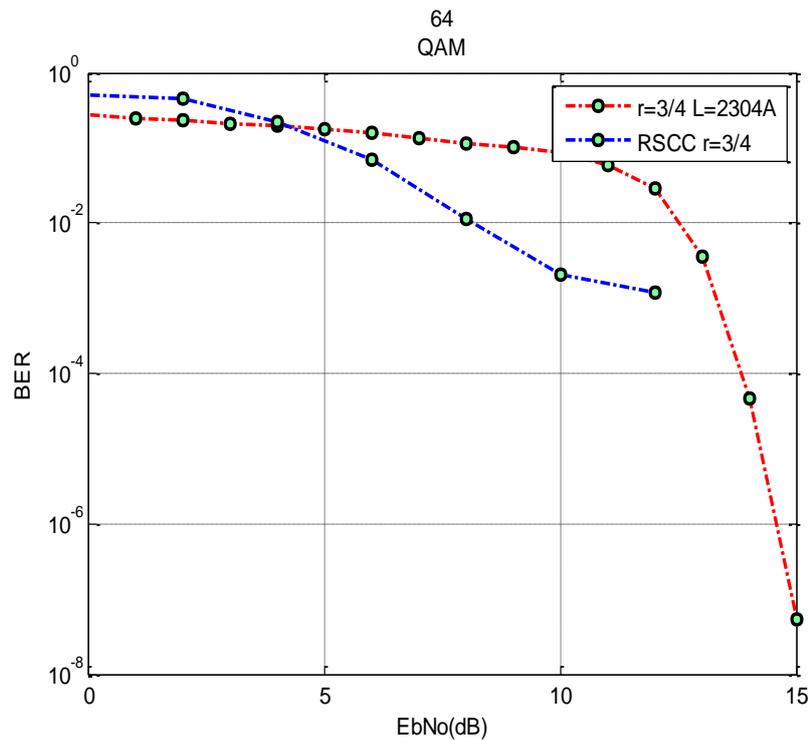


Figure IV.23 : BER en fonction du rapport E_b/N_0 de 64QAM en utilisant le LDPC et le RS/CC($r=3/4$, $L=2304$).

La comparaison des deux types de codage pour la modulation QAM montre que plus en augmente la taille de la modulation plus les performances du codage RS-CC dépasse celle du codage LDPC. Les figure IV.21 et IV.22le montres. Cette remarque reste vraie pour un nombre d'itérations relativement faible de l'algorithme de décodage.

Lorsqu'on augmente le nombre d'itérations, le codage LDPC montre de meilleures performances que le codage RS-CC pour tous les profils. La figure IV.23 illustre ceci.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé le système WiMAX basé sur la norme IEEE 802.16 en utilisant deux types de codage le LDPC et le RS-CC

En premier lieu, nous avons relevé les courbes du BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour plusieurs profils (BPSK, QPSK, 64-QAM, 16-QAM et 256-QAM) en variant le taux de codage, en suite nous avons tracé l'efficacité spectrale en fonction du rapport E_b/N_0 . Enfin une comparaison a été donnée entre les différents profils et les différents codes.

Finalement, on peut conclure que le codage LDPC apporte une bonne amélioration et dépasse le code RS-CC, en termes du taux d'erreur binaire et efficacité spectrale à la technologie WiMAX.

CONCLUSION GENERALE

Parvenu au terme de ce travail il nous est possible de dégager quelques conclusions sur les travaux menés dans ce mémoire.

L'objectif du travail présenté dans ce manuscrite est l'étude et l'implémentation des codes LDPC pour la technologie WiMAX, pour parvenir à cela on a devisé notre étude sur plusieurs étapes.

Notre première tâche consistait à étudier d'une manière générale le système WiMAX. Pour cela on a présenté un bref historique de l'évolution de ce système ainsi que son architecture générale. Ensuite, notre intérêt c'est porter sur le standard IEEE 802.16, qui normalise le système WiMAX. Une représentation de la forme des réseaux WiMAX déployés est aussi donnée dans cette partie.

Vu que notre étude porte sur l'implémentation des codes LDPC pour la technologie WiMAX, le deuxième chapitre de ce mémoire a été consacré à l'étude du codage de canal. Dans ce contexte une présentation du principe de codage de canal ainsi qu'un aperçu des codes utilisés dans les systèmes de transmission, notamment les codes en blocs et les codes convolutifs, est donnée dans ce chapitre. Dans le but d'implémenter les codes LDPC une étude est portée sur les différentes variantes de ces codes et la façon de les générer pour les systèmes WiMAX.

Le troisième chapitre de ce mémoire fournit le modèle de simulation, utilisé pour l'implémentation de la couche physique du système WiMAX. Ce modèle est basé sur le standard 802.16, qui emploie comme technique de transmission la modulation multiporteuse OFDM. Cela nous a mené à étudier cette technique de transmission et la manière d'implémenter les symboles OFDM dans le système WiMAX.

Enfin, le dernier chapitre de ce mémoire représente les résultats de simulations réalisées lors de ce travail. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons évalué le taux d'erreur binaire pour le système WiMAX avec un codage FEC (RS-CC) dans un canal SUI-3 à trois trajets. Une deuxième étude c'est porter sur le même système et dans les mêmes conditions de simulation mais avec un codage LDPC. Les résultats obtenus sont comparés pour montrer l'apport du codage LDPC au système WiMAX.

CONCLUSION GENERALE

Il est clair, que l'implémentation des codes LDPC dans la technologie WiMAX apport de grandes améliorations pour ce dernier et ouvre de grande perspective de recherche notamment l'utiliser des turbos-codes.

Bibliographie

[1] : Pareek 2006.PDF.

[3] : Chafika Tata, Optimisation de la Performance dans les Réseaux WiMAX Fixes, Montréal : le 13 Aout 2009.

[2] : M.Boukhedim & M.Siyoucef, Apport des deux standard WiMAX fixe et mobile, 2010.

[4] : <http://standard.ieee.org/about/get/802/802.20.html>.

[5]: Mlle: Khaoula Bohli Evaluation des mécanismes de QOS du réseau WiMAX, PDF.

[6] : <http://standard.ieee.org/about/get/802/802.20.html>.

[7] :Algorithme de courtoise, 2009, 2009.

[8] : Selmen Bensaid & Meriem Ferjani, Développement d'un outil de planification d'un réseau WiMAX, 2010/2011.pdf.

[9] :2001

[10] : IRINA ADJUDEANU, Faculté des études Supérieures de l'université Laval, QUEBEC, 2010, Codes correcteurs d'erreurs LDPC structurés.pdf.

[11] :Hadj Said Naima, Ali Pacha Adda, Belgoraf A, Belmekki B, Université des Sciences et de la technologie d'Oran-USTO,2004, Codage canal codes correcteurs d_erreurs.pdf.

[12] : Codes en bloc, pdf.

[13] : codage_convolutif.pdf.

[14] : Valérian Mannoni , Guillecume Gelle, France Telecom R&D, Resa /BWA, LDPC pour l'OFDM.pdf.

[15] : AdilBelhouji . 'Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX '. Le 19 Octobre 2009, pour obtenir le grade de Docteur de l'université de Limoges.

[16] : Zerrouki Hadj. 'Application de la technologie MIMO dans les réseaux wifi'. Février 2006.

[17] : Alain Glavieux, Michel Joindot. 'Communication numériques', Editeur : Masson, 1996.

[18] : Optimisation des codes LDPC pour les communications multi-porteuses.pdf.

Bibliographie

[19]: M. P. C. Fossorier, "Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 50, no. 8, pp. 1788-1794, Aug. 2004.

[20]: S. Myung, K. Yang and J. Kim, "Quasi-cyclic LDPC codes for fast encoding", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 51, no.8, pp. 2894- 2900, Aug. 2004.

[21]: T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient encoding of low-density parity-check codes", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 47, no. 2, pp. 638-656, Feb. 2001.

[22]: Berrou, C. "*Codes et turbocodes*". Collection IRIS; Iris (Tours, France): Springer, 2007.