

---

---

## *Dédicaces*

---

*A ma chère famille*

*A mes chers et chères compatriotes avec qui j'ai beaucoup partagé*

*A tous mes amis et camarades de classe avec qui j'ai partagé ma vie estudiantine*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce modeste travail.*

*ININAHAZWE Hugor*

*A ma chère famille à qui je dois l'homme que je suis*

*A tous ceux qui comptent pour moi*

*A tous ceux qui m'ont soutenu, m'ont encouragé d'une manière ou d'une autre à réaliser ce modeste travail*

*A tous et toutes mes compatriotes, amis et camarades avec qui j'ai partagé ma vie estudiantine*

*Je leur dédie ce modeste travail en guise de reconnaissance.*

*GAHUNGU Régis*

---

---

## *Remerciements*

---

Notre travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au laboratoire de télécommunication de l'université de Tlemcen et s'intitule « Performance de la couche physique de WiMax avec variation du codage canal sous des conditions de canal réel ».

Nous adressons nos sincères remerciements à notre Encadreur, Monsieur *BOUACHA Abdelhafid*, maître de conférences à l'Université de Tlemcen, pour l'attention qu'il nous a apportée tout au long de ce travail. Ses précieux conseils de tous ordres, sa disponibilité, sa confiance, son expérience et ses grandes compétences ont permis l'accomplissement de ce travail. Qu'il trouve ici les marques de notre reconnaissance et notre respect.

Nous exprimons notre gratitude à Monsieur *BAHRI Sidi Mohamed* maître de conférences à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant d'être le président du jury de ce mémoire.

Nous remercions également Monsieur *BOUSSAHLA Miloud* maître de conférences à l'université de Tlemcen d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de bien vouloir accepter de faire partie du jury.

En aucun cas nous ne pourrions oublier de remercier tout le corps enseignant du département de Télécommunication pour toutes les connaissances qu'il nous a inculqué.

---

## *Résumé*

---

La caractéristique commune de la prochaine génération des technologies des communications sans fil (ou 4G) sera la convergence des différents réseaux sans fil avec des services multimédias tels que la parole, la vidéo, l'image, les services internet et les données à des débits élevés avec une grande mobilité, haute capacité et haute qualité de service.

Le WiMax (**W**orldwide **I**nteroperability for **M**icrowave **A**ccess) est une technologie basée sur l'OFDM (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) qui fournit un accès point à multi point (PMP) à large bande sans fil pour l'accès radio des prochaines générations. Aujourd'hui, la principale application (fixe ou mobile) du WiMax est pour les stations de base MAN/WAN et les stations de liaison. Il fournit une portée de 50 km, des débits élevés (jusqu'à 75Mbps) et dépasse largement la technologie Wi-Fi. WiMax a été mis en œuvre en fonction de la norme IEEE 802.16 qui a été conçue par l'institut IEEE (**I**nstitute of **E**lectrical and **E**lectronics **E**ngineers).

Le but du présent travail est l'analyse des performances de la couche physique du WiMax pour plusieurs types de codage canal pour des canaux de transmission de type SUI (Stanford University Interim).

**Mots clés** : WiMax, IEEE 802.16e, IEEE 802.16d, OFDM, Canaux SUI.

---

## *Abstract*

---

Wireless-communication technologies of the next generation (4G) will have as common characteristic the convergence of the different wireless networks which offer multimedia services such as voice transmission, video and image production services, internet-based services, and the transfer of data at the fastest rate, with great mobility, with high capacity and with high quality.

WiMax (Worldwide interoperability for Microwave Access) is a technology which is based on the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) and provides a multi-tower access point with a wireless broadband for the radio access of the next generation wireless technologies. Today, WiMax (stationary or mobile) is mainly used in basic networks of MAN/WAN and in networking stations. It provides an area network with a signal radius of about 50 km with the fastest data-transfer rate (up to 75 Mbps), and performs largely better than the Wi-Fi technology. WiMax has been implemented in accordance with the IEEE 802.16 standard which has been designed by the IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).

The present study aims at analyzing the performance of WiMax physical layer for numerous types of channel coding for SUI (Stanford University Interim) channels type.

**Key words:** WiMax, IEEE 802.16e, IEEE 802.16d, OFDM, SUI channels.



---

---

## *Table des matières*

---

<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>VIII</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>I. PRESENTATION DE LA TECHNOLOGIE WIMAX .....</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction .....	3
I.2 Généralités sur les réseaux sans fil.....	3
I.3 Historique et évolution de WiMax .....	6
I.3.1 Normes WiMax .....	6
I.3.2 Apport de WiMax.....	8
I.4 Architecture du réseau WiMax .....	8
I.4.1 Type de réseau WiMax.....	8
I.4.2 Topologie du réseau WiMax.....	9
I.4.3 Principe de fonctionnement des réseaux WiMax.....	10
I.5 Etude technique du réseau WiMax .....	11
I.5.1 Fonctionnalités.....	11
I.5.2 Architecture en couches de la norme IEEE 802.16 .....	12
I.5.3 Techniques de duplexage .....	18
I.6 Comparaison de la Technologie WiMax et celle de l'UMTS .....	20
I.7 Conclusion.....	21
<b>II. ETUDE ET DESCRIPTION DE LA COUCHE PHYSIQUE WIMAX .....</b>	<b>22</b>
II.1 Introduction .....	22
II.2 Chaîne de transmission de la norme IEEE 802.16d .....	22

II.2.1	Emetteur .....	22
II.2.2	Canal de communication .....	41
II.2.3	Récepteur .....	47
II.3	Conclusion.....	55
<b>III.</b>	<b>SIMULATION ET ANALYSE DE LA COUCHE PHYSIQUE DE WIMAX .....</b>	<b>56</b>
III.1	Introduction .....	56
III.2	Caractéristique de la chaîne de transmission WiMax simulée .....	56
III.2.1	Environnement de simulation.....	58
III.3	Résultats de simulation .....	62
III.3.1	Efficacité spectrale .....	62
III.3.2	Taux d'erreur binaire (BER : Binary Error Rate) .....	64
III.3.4	Effet de la correction d'erreur directe .....	67
III.3.4	Performance de l'entrelaceur .....	69
III.3.5	Effet de la taille du préfixe cyclique .....	70
III.3.6	Effet du mouvement du récepteur : effet Doppler .....	72
III.3.7	Influence du type de canal de transmission .....	74
III.4	Conclusion.....	75
<b>IV.</b>	<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>77</b>
<b>V.</b>	<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>80</b>

# LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1	Classification des ondes d'émission pour les réseaux sans fil. ....	5
Tableau I-2	L'évolution des normes IEEE 802.16. ....	6
Tableau I-3	Aspect technique des normes IEEE 802.16. ....	7
Tableau I-4	Différentes couches de couches physiques. ....	17
Tableau I-5	Comparaison des Systèmes WiMax et UMTS. ....	20
Tableau II-1	Vecteur de poinçonnage du codage RS. ....	29
Tableau II-2	Les schémas de codage et de modulation dans la norme IEEE 802.16d. ....	29
Tableau II-3	Coefficients de normalisation. ....	32
Tableau II-4	Les différents profils de la modulation et codage adoptés pour WiMax. ....	33
Tableau II-5	Paramètres de l'OFDM dans le WiMax. ....	36
Tableau II-6	Indices des sous-porteuses pilotes et leurs valeurs correspondantes. ....	38
Tableau II-7	Valeurs des paramètres pour le calcul des pertes de trajet selon le type de terrain. ....	44
Tableau II-8	Caractéristiques des différents scénarios pour les canaux SUI. ....	46
Tableau II-9	Valeurs des paramètres des différents scénarios pour les canaux SUI. ....	46
Tableau II-10	Les puissances des trajets relatifs aux canaux SUI en dB. ....	47
Tableau II-11	Les niveaux (en dB) du facteur K dans les canaux SUI. ....	47

# LISTE DES FIGURES

Figure I-1	Différentes classes des réseaux sans fil en fonction de la fréquence d'utilisation. ....	4
Figure I-2	Positionnement de la couverture WiMax dans les réseaux sans fil. ....	5
Figure I-3	Exemple d'un réseau WiMax avec les deux variantes fixe et mobile. ....	9
Figure I-4	Topologie en étoile .....	9
Figure I-5	Topologie Maillée.....	10
Figure I-6	Architecture en couche de la norme IEEE.802.16 dans le standard.....	13
Figure I-7	Couches protocolaires de la norme IEEE 802.16 .....	13
Figure I-8	Les sous-couches de la couche MAC.....	14
Figure I-9	Couvertures et modulations dans le WiMax.....	18
Figure I-10	Duplexage FDD.....	19
Figure I-11	Schéma de principe du Duplexage TDD. ....	19
Figure II-1	Chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d.....	23
Figure II-2	Schéma d'un émetteur WiMax. ....	24
Figure II-3	Procédure de codage canal en WiMax.....	24
Figure II-4	Principe de fonctionnement du brassage des données.....	25
Figure II-5	Schéma de principe du codeur Reed-Solomon .....	26
Figure II-6	Processus de perforation de raccourcissement dans le codage Reed-Solomon.....	27
Figure II-7	Code convolutif avec un taux de codage de 1/2. ....	28
Figure II-8	Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.....	32
Figure II-9	Spectres de quatre porteuses orthogonales .....	34
Figure II-10	Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM.....	35
Figure II-11	Schéma de principe du modulateur OFDM.....	37
Figure II-12	Préfixe cyclique des symboles OFDM.....	39
Figure II-13	Exemple de réponses impulsionnelles de filtres en racine de cosinus surélevé. ....	40
Figure II-14	Exemple de réponses fréquentielles de filtres en racine de cosinus surélevé.....	40
Figure II-15	Exemple d'une transmission multi trajet. ....	42
Figure II-16	Les types d'arrangement de porteuses-pilotes dans un symbole OFDM .....	50
Figure II-17	Exemple de constellations QPSK (a) Avant égalisation (b) Après égalisation .....	51
Figure II-18	Constellation des symboles émis et reçus et de l'erreur entre les deux. ....	52

Figure II-19 Étude comparative des trois algorithmes de synchronisation et résultats de mesures pour une modulation QPSK .....	53
Figure II-20 Décodage canal .....	54
Figure III-1 Schéma bloc de la couche physique de WiMax simulé.....	57
Figure III-2 Zone initialisation des paramètres de l'interface. ....	60
Figure III-3 Zone des commandes et de traçages des résultats.....	60
Figure III-4 Exemple d'implémentation de l'interface.....	61
Figure III-5 Constellation pour deux profil (16-QAM $\frac{3}{4}$ et 256-QAM $\frac{3}{4}$ ) d'une chaîne implémentée sans canal .....	62
Figure III-6 Courbe $\eta$ vs.SNR pour tous les profils sur un canal SUI-3. ....	63
Figure III-7 BER vs SNR pour les différents profils sur un canal SUI-3 .....	65
Figure III-8 Constellation des données transmises, reçues et égalisées pour QPSK $\frac{1}{2}$ .....	66
Figure III-9 Constellation des données transmises, reçues et égalisées pour 16-QAM $\frac{3}{4}$ .....	66
Figure III-10 Constellation des données transmises, reçues et l'égalisées pour 256-QAM $\frac{3}{4}$ . ....	67
Figure III-11 Effet de la technique FEC pour 16-QAM $\frac{1}{2}$ sur un canal SUI-3. ....	68
Figure III-12 Effet de la technique FEC pour 64-QAM ( $\frac{2}{3}$ ) sur un canal SUI-3. ....	68
Figure III-13 Effet de l'entrelaceur dans 16-QAM ( $\frac{1}{2}$ ) sur un canal SUI-3 .....	69
Figure III-14 Effet de l'entrelaceur dans 256-QAM ( $\frac{3}{4}$ ) sur un canal SUI-3 .....	70
Figure III-15 Effet de la taille du préfixe cyclique (G) dans BPSK $\frac{1}{2}$ sur le canal SUI-3.....	71
Figure III-16 Effet de la taille du préfixe cyclique (G) dans 256-QAM $\frac{3}{4}$ sur le canal SUI-3. ....	71
Figure III-17 Effet de la vitesse du récepteur dans 16-QAM $\frac{1}{2}$ sur le canal SUI-3.....	73
Figure III-18 Effet de la vitesse du récepteur dans QPSK $\frac{1}{2}$ sur le canal SUI-3.....	73
Figure III-19 BER vs. SNR de QPSK $\frac{1}{2}$ sur les canaux SUI-2, SUI-3 et SUI-6. ....	74
Figure III-20 BER vs. SNR de 16-QAM $\frac{2}{3}$ sur les canaux SUI-2, SUI-3 et SUI-6. ....	75

## **Introduction générale**

De nos jours, le besoin de communication et d'échange de l'information en temps réel, autant qu'en milieu urbain qu'en milieu rural, augmente exponentiellement. Le recours à l'Internet est le premier moyen qui assure un transfert de données rapide et satisfaisant. S'il est assez facile de faire parvenir l'Internet à travers des réseaux filaires dans les villes, il est quasiment impossible dans les zones rurales, isolées et sans infrastructures, du fait que le déploiement des réseaux câblés devrait faire face à des contraintes géographiques et surtout économiques. Les technologies sans fil, dont leur utilité et développement évoluent de façon explosive, permettent à la fois de remédier à ces problèmes et d'étendre les réseaux filaires. Les plus récentes, en particulier la technologie WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), permettent d'offrir un haut débit et une portée largement suffisante pour desservir ces zones isolées.

La technologie WiMax est une solution à ces problèmes parce qu'elle permet de fournir un accès à l'internet haut débit aux zones non couvertes par les technologies filaires classiques telle que l'ADSL. En théorie, le WiMax permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres [1]. Pratiquement, en présence d'obstacles divers, le débit réel ne pourra excéder 20 Mbit/s.

La technologie WiMax est basée sur la norme IEEE 802.16 avec ses deux variantes IEEE 802.16d et IEEE 802.16e correspondant respectivement au WiMax fixe qui ne permet que des applications fixes ou nomades, et à WiMax mobile qui permet aussi bien des applications fixes ou nomades et mobiles.

La technologie WiMax offre une meilleure qualité de service parce qu'elle est associée à des techniques de modulations haut débit comme l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ainsi qu'à d'autres techniques de traitement d'antennes qui permettent d'optimiser l'exploitation des ressources radio disponibles.

Notre travail, dans ce mémoire, a comme objectif d'étudier les performances de la couche physique de la norme IEEE 802.16 dans des canaux de transmission de type SUI (Stanford University Interim) en utilisant Matlab comme l'outil de simulation pour implémenter toute la chaîne de transmission numérique.

Le travail présenté dans ce document a été effectué en deux étapes :

- Etape 1 : l'étude théorique de la couche physique du WiMax pour évaluer l'influence des différents modules de la chaîne, afin d'améliorer les performances en agissant sur certains paramètres.
- Etape 2 : la simulation de la chaîne de transmission WiMax afin de confirmer la théorie développée dans l'étape précédente.

Ce travail est organisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre présentera d'une façon globale la technologie WiMax. Tout d'abord le WiMax sera situé, selon différents critères de classement, dans les réseaux sans fil. Ensuite, son évolution chronologique, son architecture et son principe de fonctionnement seront présentés.
- Dans le deuxième chapitre, la couche physique d'IEEE 802.16 sera détaillée et étudiée en long et en large. Tous les blocs constituant la chaîne de transmission WiMax, depuis la source des données binaires (à l'émission) jusqu'à leur destination (à la réception), seront étudiés et analysés afin de les optimiser. L'émetteur englobant le codage canal, la construction du symbole OFDM, le canal de transmission et le récepteur contenant les fonctions duales à celles du récepteur seront présentés.
- Le troisième chapitre sera consacré à la simulation de la chaîne de transmission WiMax. Les résultats de simulations seront présentés et interprétés.

Ce document sera conclu par une conclusion générale du travail réalisé et quelques perspectives de recherche seront proposées.

# **CHAPITRE I**

## **PRESENTATION DE LA TECHNOLOGIE WiMax**



# I. PRESENTATION DE LA TECHNOLOGIE WiMax

## I.1 Introduction

De nos jours, les réseaux sans fil sont de plus en plus présents dans la vie quotidienne et tendent à remplacer l'usage excessif des câbles. Depuis quelques années, le Wifi révolutionnait les réseaux sans fil, mais actuellement la technologie WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est la plus sollicitée grâce à ses performances en termes de débit et de portée.

Le WiMax est une technologie prometteuse et une solution pour des réseaux WMAN<sup>1</sup> alliant portée, haut débit, différents services supportés, qualité de service, interopérabilité, efficacité en termes de coût, mobilité.... La portée prévue des ondes est d'environ 50 km. Cependant cette portée est théorique, la portée réelle devrait se situer aux alentours de 8 à 10 km et elle reste suffisante pour proposer une connectivité à l'échelle d'une ville.

Ce chapitre donne une vue d'ensemble sur les réseaux sans fils et surtout le réseau WiMax.

## I.2 Généralités sur les réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un réseau qui permet aux équipements mobiles ou fixes (ordinateur portable, téléphone,...) de communiquer entre eux sans liaison filaire. En pratique, l'utilisateur reste connecté tout en se déplaçant dans une zone de couverture.

Les réseaux sans fil communiquent grâce à des ondes radioélectriques (radio et infrarouge). Néanmoins, il existe plusieurs technologies qui se distinguent d'une part par la fréquence d'émission et d'autre part par le débit et la portée. Cela donne une classification des réseaux sans fil selon trois critères majeurs : la portée, la mobilité et la fréquence utilisée.

Selon la zone de couverture ou la portée, il y a cinq types principaux de réseaux sans fil à savoir :

**Wireless Wide Area Networks (WWAN)** : Ces réseaux fournissent une connectivité réseau directe à de grands secteurs y compris les sites isolés et distants.

---

<sup>1</sup> WMAN : Wireless Metropolitan Area Network

**Wireless Metropolitan Area Networks (WMAN) :** Ces réseaux fournissent un accès large bande direct et une connectivité réseau sans fil dans les zones métropolitaines.

**Wireless Local Area Networks (WLAN) :** Ces réseaux fournissent un accès local sans fil pour le transfert des données et de la voix aux ressources partagées telles que les serveurs, les imprimantes, les routeurs dans une zone limitée d'une organisation ou d'une entreprise.

**Wireless Personal Area Networks (WPAN) :** Ces réseaux fournissent une connectivité sans fil à divers dispositifs et appareils dans la zone limitée d'une résidence. Aussi connu sous le nom de réseau domestique

**Near-field, Sensor-based Networks :** Ces réseaux fournissent des communications à champ rapproché en utilisant l'identification par fréquence radio et la transmission ultra-large bande.

En fonction de la mobilité on distingue :

**Les réseaux sans fil fixes :** les composantes du réseau maintiennent une position fixe. La plupart des technologies associées avec WLAN, WMAN, WPAN et les réseaux de capteur entrent dans cette catégorie.

**Les réseaux sans fil mobiles :** ils sont utilisés pour toutes les technologies mobiles cellulaires et dans certaines instances du WLAN et WMAN (Par exemple, WLAN nomade et WiMax mobile).

La figure I-1 [2] illustre une classification des réseaux sans fil.

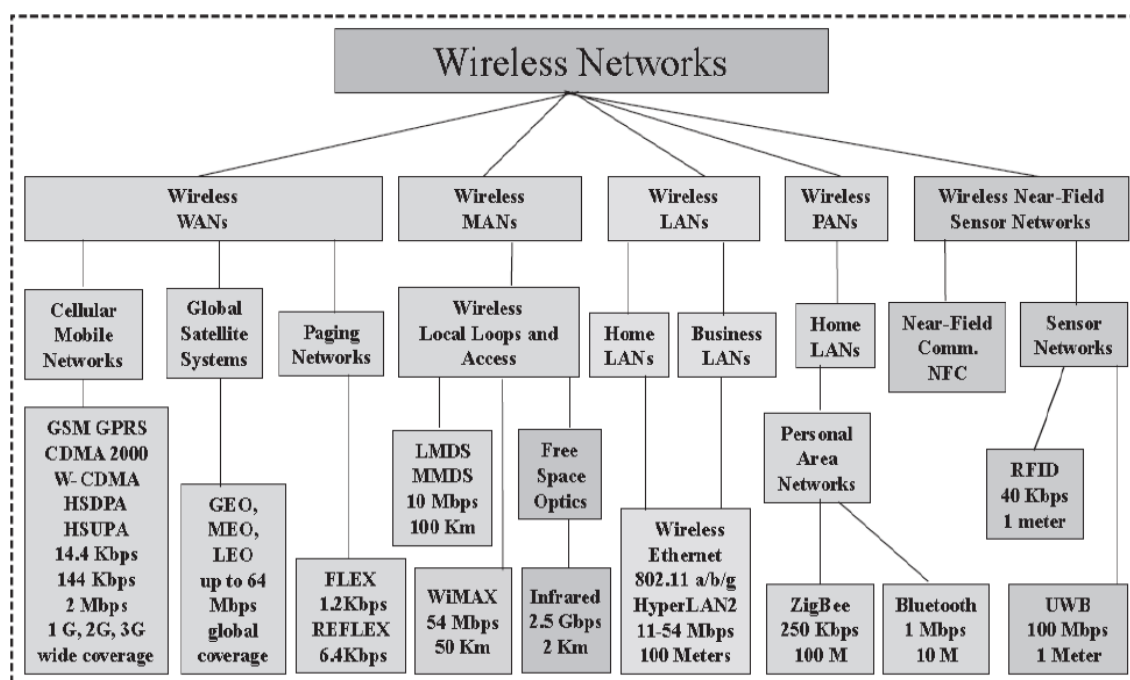


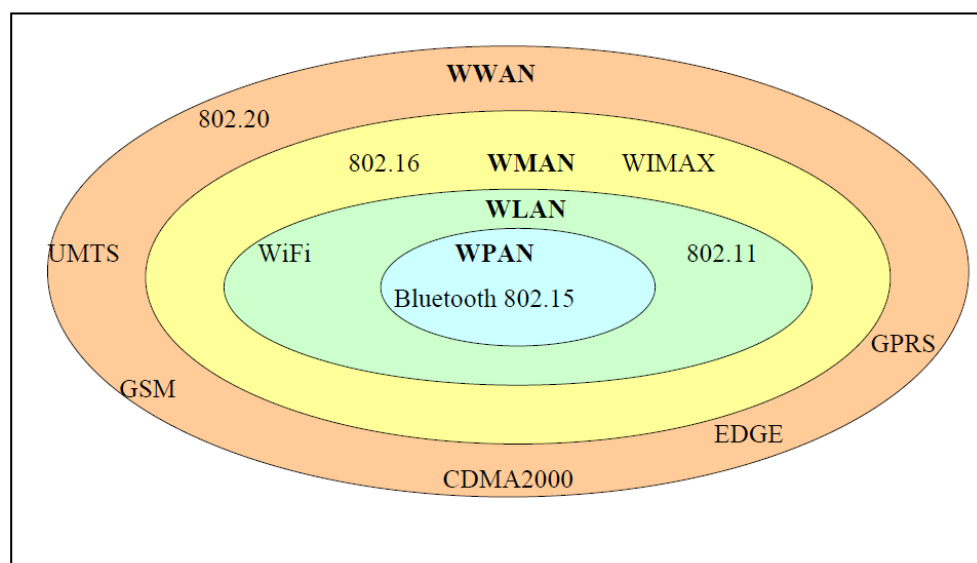
Figure I-1 Différentes classes des réseaux sans fil en fonction de la fréquence d'utilisation.

Afin d'éviter les interférences entre les différentes technologies sans fil, l'affectation des fréquences de celles-ci est effectuée par l'ITU (International Telecommunication Union), un organisme international, qui dépend de l'ONU (Organisation des Nation Unis).

Le tableau I-1 [2] suivant montre les bandes de fréquences utilisées pour les différentes technologies sans fil et leurs longueurs d'onde.

**Tableau I-1** Classification des ondes d'émission pour les réseaux sans fil.

Désignation internationale	Désignation francophone	Fréquence	Longueur d'onde	Exemples d'utilisation
ELF (extremely low frequency)	EBF (extrêmement basse fréquence)	3 Hz à 30 Hz	100 000 km à 10 000 km	Détection de phénomènes naturels
SLF (super low frequency)	SBF (super basse fréquence)	30 Hz à 300 Hz	10 000 km à 1 000 km	Communication avec les sous-marins
ULF (ultra low frequency)	UBF (ultra basse fréquence)	300 Hz à 3 000 Hz	1 000 km à 100 km	Appareil de recherche de victimes d'avalanche
VLF (very low frequency)	TBF (très basse fréquence)	3 kHz à 30 kHz	100 km à 10 km	Communication avec les sous-marins, Implants médicaux, Recherches scientifiques...
LF (low frequency)	BF (basse fréquence)	30 kHz à 300 kHz	10 km à 1 km	Radionavigation, Radiodiffusion GO, Radio-identification
MF (medium frequency)	MF (moyenne fréquence)	300 kHz à 3 MHz	1 km à 100 m	Radio AM
HF (high frequency)	HF (haute fréquence)	3 MHz à 30 MHz	100 m à 10 m	Communication pour les vols long courrier, Radio-identification...
VHF (very high frequency)	THF (très haute fréquence)	30 MHz à 300 MHz	10 m à 1 m	Radio FM, Télévision
UHF (ultra high frequency)	UHF (ultra haute fréquence)	300 MHz à 3 GHz	1 m à 10 cm	GSM, GPS, Wi-Fi, Télévision
SHF (super high frequency)	SHF (super haute fréquence)	3 GHz à 30 GHz	10 cm à 1 cm	Micro-onde
EHF (extremely high frequency)	EHF (extrêmement haute fréquence)	30 GHz à 300 GHz	1 cm à 1 mm	Radars anticollision pour automobiles, Liaisons vidéo transportables
Terahertz	Térahertz	300 GHz à 3 000 GHz	1 mm à 100 µm	



**Figure I-2** Positionnement de la couverture WiMax dans les réseaux sans fil.

Comme le montre la figure I-2 [3], le réseau WiMax est classé comme un réseau sans fil métropolitain et se positionne entre les réseaux étendus WWAN (IEEE 802.20) et WLAN (IEEE 802.11). Signalons que les cercles représentent les couvertures des différents réseaux sans fil.

### I.3 Historique et évolution de WiMax

Le groupe de travail IEEE 802.16 a mis en place des sous-groupes qui se sont attaqués à des problèmes distincts comme desservir en haut débit les zones les plus éloignées. Le groupe de travail de base a normalisé un accès métropolitain dans la bande des 10-66 GHz avec une vue directe des antennes entre elles et un protocole point-à-point. Finalisée en 2001, cette norme a été complétée en 2002 par un consortium d'une cinquantaine de membres dont Intel, Nokia, Fujitsu Microelectroncs et China Motion Telecom pour donner la norme 802.16c, qui introduit des profils système WiMax. Le consortium a aussi produit une partie de la norme 802.16d de 2004, qui apporte des correctifs et des fonctionnalités supplémentaires autorisant une stabilité pour quelques années.

La norme IEEE 802.16d (IEEE 802.16-2004) sert de base aux constructeurs. La norme 802.16e a pour objectif d'étendre WiMax à des équipements mobiles, impliquant la possibilité de réaliser des connexions xDSL vers des mobiles. Les fréquences utilisées se situent entre 2 et 3 GHz.

#### I.3.1 Normes WiMax

Le WiMax est une famille de normes qui définit des connexions à haut débit par voie radio. Le développement des normes 802.16 et leurs spécificités techniques sont expliqués dans le tableau I-2 [3].

Tableau I-2 L'évolution des normes IEEE 802.16.

Standard	Description
<b>IEEE 802.16</b>	Réseaux sans fil métropolitain pour des fréquences supérieures à 10 GHz.
<b>IEEE 802.16a</b>	Amendement du standard 802.16 pour les fréquences de 2 à 11 GHz.
<b>IEEE 802.16c</b>	Concerne les réseaux utilisant les fréquences allant de 10 à 66 GHz.
<b>IEEE 802.16d (WiMax fixe)</b>	Révision des standards 802.16, 802.16a et 802.16c.
<b>IEEE 802.16e (WiMax mobile)</b>	Introduction de la mobilité des clients du réseau WiMax au standard.
<b>IEEE 802.16f</b>	Spécifie la MB (Management Information Base) pour les couches MAC (Media Access Control) et Physique.
<b>IEEE 802.16m</b>	Débits en nomade ou stationnaire jusqu'à 1 Gbit/s et 100 Mbit/s en mobile grande vitesse. Convergence des technologies WiMax et 4G.

En 2001, la norme 802.16 était conçue pour la partie 10-66 GHz dédiée aux systèmes LOS (Line Of Sight). Elle s'intéressait par la suite aux bandes 2-11 GHz pour donner naissance au 802.16a, en 2003, pour le système NLOS (No Line Of Sight). En Europe, c'est autour des 3,5 GHz que 802.16a peut se déployer et aux États-Unis, c'est dans des bandes proches de celles utilisées par le Wi-Fi, 2,4 et 5 GHz.

Le groupe de travail IEEE 802.16d a permis l'interopérabilité entre toutes les solutions 802.16 et les autres technologies utilisant les mêmes bandes de fréquences comme par exemple la technologie Wifi. La norme 802.16e est la version qui a extrapolé le WiMax vers la mobilité.

Les principales révisions de la norme IEEE 802.16 se présentent en deux catégories :

**WiMax fixe/résidentiel (802.16-2004)** destiné à l'utilisateur fixe, du domicile à l'antenne relais et opérant dans les bandes de fréquences de 2.5 GHz et 3.5 GHz (avec licence d'exploitation obligatoire) et 5.8 GHz (bande libre) en Europe. Le débit maximum théorique est de 75 Mbit/s pour une portée de 50 à 70 Km sans obstacles.

**WiMax mobile/nomade (802.16e)** offre la possibilité de connecter des clients mobiles au réseau internet. Le WiMax mobile ouvre ainsi les services de la téléphonie mobile sur IP ou plus largement des services mobiles hauts débits. Le débit maximum théorique est de 30 Mbits/s pour une portée de 2 à 4Km sans obstacles.

Le tableau I-3 résume les caractéristiques techniques des standards IEEE 802.16, IEEE 802.16d, IEEE 802.16e.

**Tableau I-3** Aspect technique des normes IEEE 802.16.

<b>Spectre</b>	<b>802.16</b>	<b>802.16d</b>	<b>802.16e</b>
	10-66 GHz	<11 GHz	< 6, 11 GHz
<b>Condition canal</b>	Uniquement LOS	NLOS	NLOS
<b>Débit</b>	32-134 Mbits/s à 128 MHz	Jusqu'à 75 Mbits/s à 20 MHz	Jusqu'à 15 Mbits/s à 5 MHz
<b>Modulation</b>	QPSK, 16-QAM et 64-QAM	256 OFDM, QPSK 16- QAM, 64-QAM	256 OFDM, QPSK 16- QAM, 64-QAM
<b>Mobilité</b>	Fixe	Fixe	Nomadisme
<b>Bande passante</b>	20,25 et 28 MHz	Au choix entre 1.25 et 20 MHz	Comme 802.16a avec sous connexion montante pour conserver la puissance
<b>Rayon de cellule typique</b>	1.61-4.83 Km	4.83-8.05 Km, max pour 48.28 Km	1.61-4.83 Km

### **I.3.2 Apport de WiMax**

La technologie WiMax permet de fournir une connexion Internet à haut débit sur une zone de couverture dont le rayon peut atteindre 50 Km avec un débit théorique de 75 Mbits/s dans le cas de la visibilité directe (LOS). En présence d'obstacles (NLOS), le débit réel peut excéder 20 Mbit/s.

Le but principal de la technologie WiMax est de permettre à des zones isolées, mal desservies par le DSL ou par le câble souhaitant tirer profit d'une connexion sans fil, de disposer d'un accès internet large bande.

## **I.4 Architecture du réseau WiMax**

Les trois éléments essentiels de l'architecture de la technologie WiMax sont la station de base (BS : Base Station), la boucle locale radio (BLR) et les stations des abonnés (SS : Subscriber Station) (figure I-3). La station de base est une antenne centrale qui, à travers la boucle locale radio, a pour rôle de desservir les stations des abonnés qui, à leur tour, servent les équipements des clients.

### **I.4.1 Type de réseau WiMax**

De nos jours, il existe deux types de réseaux WiMax à savoir :

#### **I.4.1.1 WiMax fixe**

Dont la norme est l'IEEE 802.16d. Il a été conçu pour un usage fixe avec une petite antenne d'abonné placée sur un point d'une certaine hauteur, tel qu'un toit, de la même manière qu'une antenne TV, ou directement sur le PC. Ce type de réseau opère dans une bande de fréquence allant de 2 à 11 GHz. Son débit théorique est de l'ordre de 70 Mbits/s et son rayon de couverture est de 50 km.

#### **I.4.1.2 WiMax mobile**

Sa norme est la 802.16e. Son objectif est d'autoriser aux abonnés mobiles une communication continue en basculant d'une antenne émettrice à une autre, donc d'une cellule à une autre. Ce réseau opère dans les bandes de fréquences allant de 2 à 6 GHz et permet de préserver la connexion lorsque l'on est en déplacement dans la couverture du réseau avec une vitesse allant jusqu'à 150 km/h dans des conditions idéales qui se résument par l'absence d'obstacles.

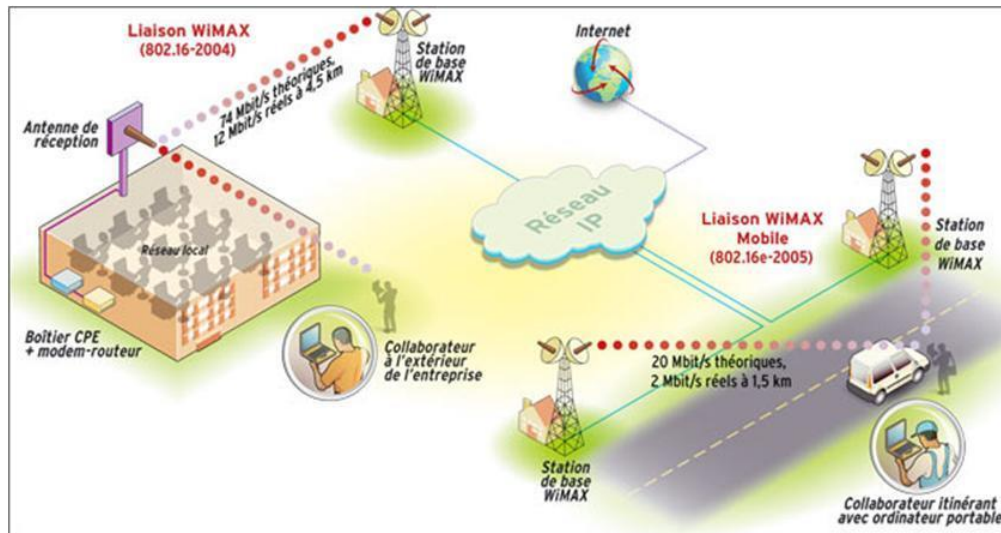


Figure I-3 Exemple d'un réseau WiMax avec les deux variantes fixe et mobile.

Figure I-3 illustre un exemple d'un réseau WiMax avec ses deux variantes, à savoir WiMax fixe et WiMax mobile. Tel que le montre cette figure, ce réseau se compose principalement d'une station de base, qui joue le rôle d'un nœud émetteur, et des stations réceptrices qui jouent le rôle de clients WiMax.

## I.4.2 Topologie du réseau WiMax

Dans le réseau WiMax, deux topologies se présentent :

### I.4.2.1 Topologie en étoile

La topologie en étoile appelée aussi Point-Multi-Points (PMP) est une technologie dans laquelle le trafic ne peut avoir lieu qu'entre la station de base (BS) et ses stations réceptrices (SS).

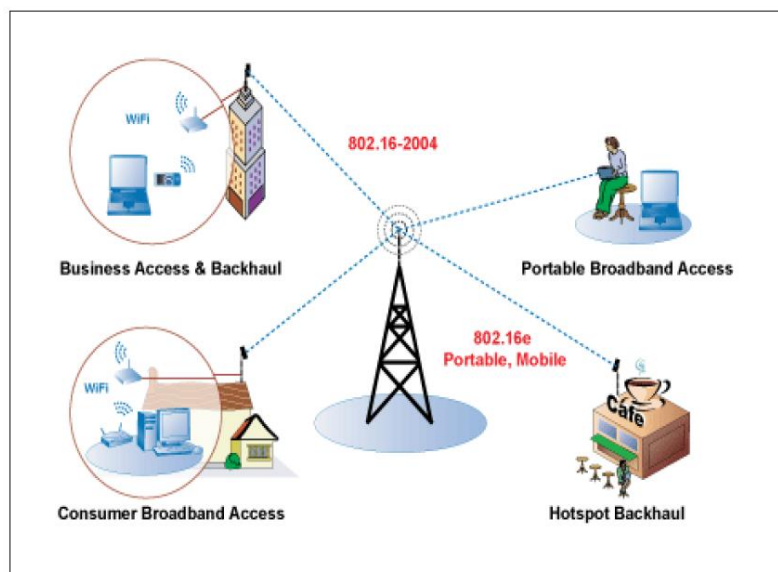


Figure I-4 Topologie en étoile

### I.4.2.2 Topologie maillée

La topologie maillée est une technologie dans laquelle les stations réceptrices peuvent également échanger de l'information entre elles, outre le trafic entre la station de base et ses stations réceptrices. Ainsi sa couverture peut devenir plus importante selon le nombre de sauts permis menant vers la dernière station réceptrice du réseau.

Dans cette topologie, il y a deux types :

- le réseau maillé complet (Full Mesh) où chaque station a une liaison avec tous les autres nœuds du même réseau.
- le réseau maillé partiel (Partial Mesh) où quelques nœuds seulement ont des liaisons avec tous les autres nœuds du réseau, alors que les autres nœuds ont seulement un ou deux liaisons dans tout le système.

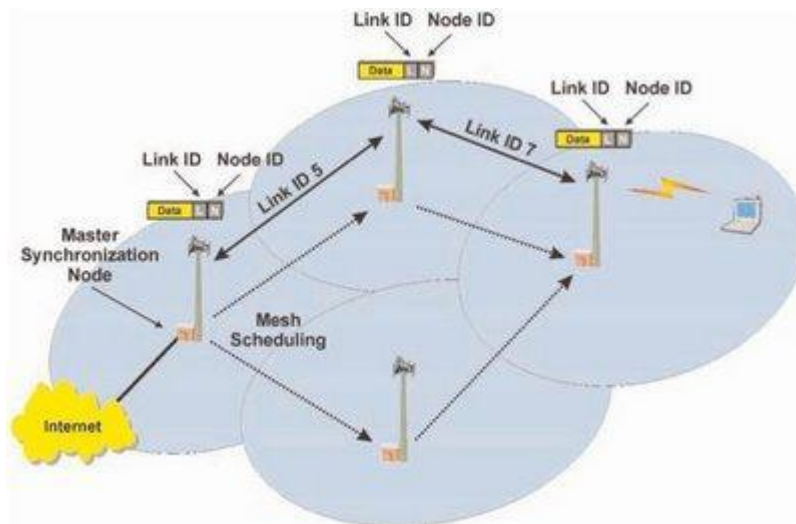


Figure I-5 Topologie Maillée.

### I.4.3 Principe de fonctionnement des réseaux WiMax

Le WiMax fonctionne en mode infrastructure tout comme les technologies Wifi, 2G et 3G. Une station de base nommée BS (Base Station) émet vers les clients et réceptionne leurs requêtes puis les transmet vers le réseau du fournisseur d'accès (Backhaul).

Pour le WiMax fixe/résidentiel (802.16-2004), il n'y a pas la gestion du Roaming/Handover. Cela implique une déconnexion/reconnexion lors du changement de station de base.



Pour le WiMax mobile/nomade (802.16e), il y a la gestion de la mobilité du client en assurant un handover. Il est réalisé de la même manière qu'un soft handover UMTS<sup>2</sup>. La carte du client reçoit des signaux des stations de base l'entourant et choisit le meilleur signal parmi les différents signaux. Cette vérification est faite constamment. Si le signal vient à s'affaiblir la carte choisira de nouveau le meilleur signal et effectuant ainsi un soft handover.

## I.5 Etude technique du réseau WiMax

Dans cette section, nous allons voir les différentes fonctionnalités assurées par les différentes couches, et l'étude détaillée de la couche physique et la couche MAC du WiMax.

### I.5.1 Fonctionnalités

Nous pouvons classer les fonctionnalités assurées par les différentes couches du standard selon les besoins suivants :

➤ **Le passage à l'échelle :**

La couche PHY permet le passage à l'échelle en utilisant de façon adaptative la bande passante de 1,25 à 20 MHz pour le standard WiMax fixe. Le profil global du WiMax mobile est proposé de 5 MHz à 10 MHz. Des mécanismes de réutilisation flexible de fréquence et de planification sont également proposés.

➤ **Le haut débit**

La trame MAC est de taille importante avec un faible overhead. Au niveau physique, WiMax utilise des mécanismes FEC (Forward Error Control) avancés et une modulation adaptative. L'utilisation de technique H-ARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) permet de réduire les pertes de paquets. H-ARQ est une technique permettant de combiner la technique FEC fondée sur l'utilisation de turbo-codes avec une stratégie de retransmission permettant l'échange d'informations entre l'émetteur et le récepteur. Les améliorations portent aussi sur l'adaptation de la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) et la mise en œuvre d'une formation adaptative de faisceaux.

---

<sup>2</sup> UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

➤ **La qualité de service (QoS)**

La Qualité de Service (QoS) dans le réseau WiMax, comme dans toute autre technologie, est un élément important pour la mesure de la performance du système. Elle regroupe un ensemble de mécanismes et de technologies capables d'assurer un bon acheminement des données, pour différents types de trafics, entre les entités du réseau (le trafic montant et le trafic descendant).

Les métriques pertinentes caractérisant ce concept peuvent être résumées dans les points suivants :

- Débit effectif
- Délai de transmission
- Jitter (à-coup ou gigue)
- Taux de perte de paquets

Elle constitue une priorité et un souci pour les constructeurs des réseaux de nouvelle génération.

➤ **La mobilité**

Elle comprend la définition de plusieurs mécanismes : hard/soft handover, fast base station switching handover (handover FBSS) et contrôle de puissance avec les modes «sleep et idle».

➤ **La sécurité**

Elle comprend plusieurs mécanismes évolués dont : authentification d'EAP (Extensible Authentication Protocol), chiffrement avec AES-CCM (Advanced Encryption Standard CCM (Counter with CBC-MAC) mode), mode d'authentification CMAC (Cipher-MAC), certificats X.509 (un standard de cryptographie de l'ITU-T pour les infrastructures à clés publiques (PKI)), clé de rattachement (key binding) et possibilités d'authentification du dispositif et de l'utilisateur.

## **I.5.2 Architecture en couches de la norme IEEE 802.16**

L'architecture en couches de la norme IEEE 802.16 est présentée sur la figure I-6. Les deux couches basses qui sont la couche physique (PHY) et la couche Contrôle d'Accès au Medium (MAC), sur lesquelles il faut se focaliser, sont celles qui constituent l'architecture en couche de cette norme.

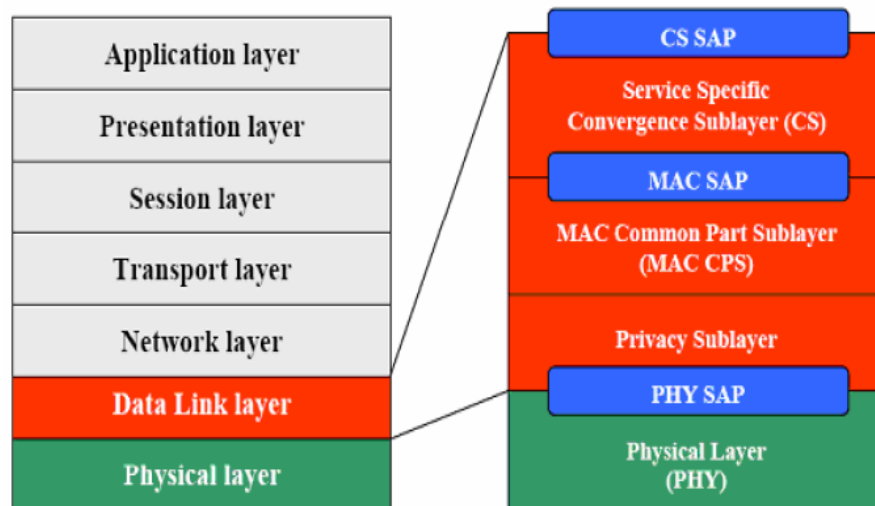


Figure I-6 Architecture en couche de la norme IEEE.802.16 dans le standard

La figure I-7 [4] illustre les couches protocolaires de la norme IEEE 802.16, la couche Physique et la couche MAC, et leurs sous-couches. Dans la section suivante, nous allons voir le rôle et le fonctionnement de chacune de ces sous-couches.

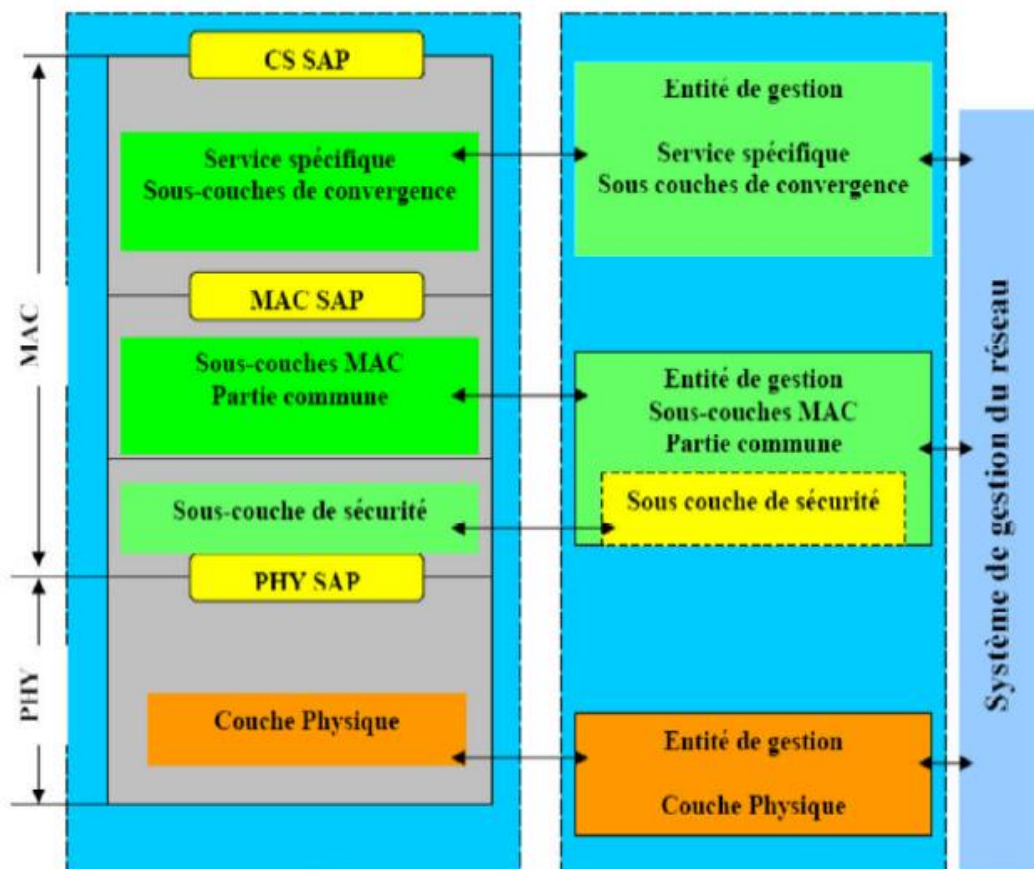


Figure I-7 Couches protocolaires de la norme IEEE 802.16

### I.5.2.1 Couche MAC (Medium Access Control)

La couche MAC de WiMax, qui fournit l'interface entre les couches supérieures et la couche physique, prend les paquets des couches supérieures et les organise pour une transmission hertzienne. Elle prend en charge le transport des cellules ATM (Asynchronous Transfer Mode) mais aussi celui des paquets IP et joue un rôle important dans la gestion de la qualité de service (QoS) et l'allocation de la bande passante.

Elle est composée principalement de trois sous-couches suivantes (figure I-8) :

- La sous-couche de convergence spécifique (Service Specific Convergence Sublayer : SSCS).
- La sous-couche commune (MAC Common Part Sublayer: CPS).
- La sous-couche sécurité (Privacy Sublayer : PS).

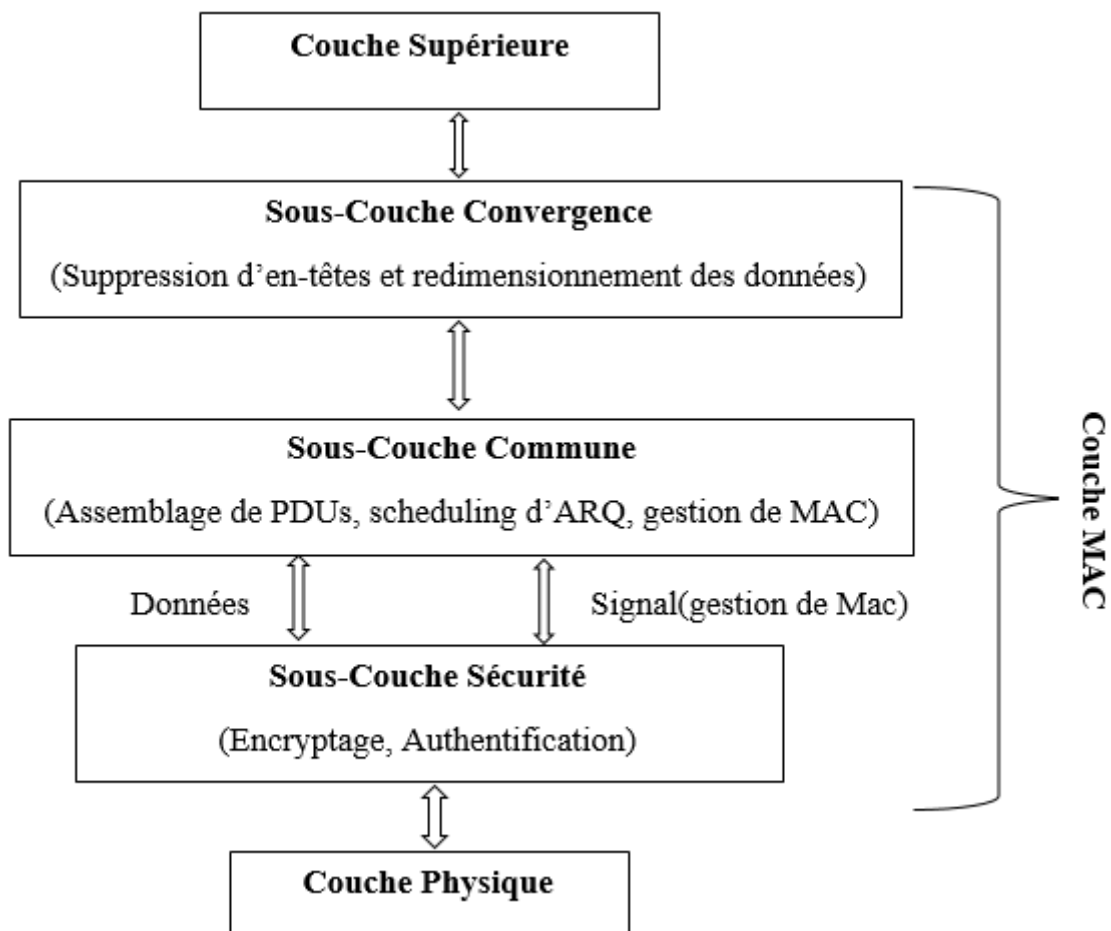


Figure I-8 Les sous-couches de la couche MAC.

➤ **Sous - couche de convergence spécifique (SSCS)**

Elle inclut un service spécifique de convergence des couches supérieures du modèle OSI avec les sous-couches MAC. Deux sous-couches sont définies : la sous-couche de convergence ATM, relative aux services ATM, et la sous couche de convergence de paquets, qui sont définis pour faire la correspondance des services par paquet, tels qu'IPv4, IPv6 et Ethernet. C'est cette sous-couche qui s'occupe de la transmission des SDU (Service Data Unit) à la connexion MAC désirée et de la préservation ou l'activation de la QoS, ainsi que l'allocation de la bande passante. En outre, elle assure les fonctions permettant l'efficacité de la transmission hertzienne telle que la suppression et la génération des entêtes des paquets qui circulent pour améliorer le Payload<sup>3</sup>.

➤ **Sous-couche commune (CPS)**

Du fait que la couche MAC soit orientée connexion, dans la sous-couche commune chaque service est associé à une connexion. Ceci permet la demande de la bande passante, de la QoS ...etc. Dans le but de faciliter la gestion du trafic et la QoS, le transport de connexions est unidirectionnel. La couche MAC réserve certaines connexions pour les broadcast et le multicast. Dans le cas du multicast, les stations d'abonnés doivent rejoindre un groupe pour pouvoir bénéficier des informations transmises.

➤ **Sous-couche de protection (PS)**

Elle sert d'interface entre la couche MAC et 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 de clefs de sécurité.

### **I.5.2.2 Couche Physique**

La couche physique a comme rôle d'établir des connexions physiques entre des parties qui veulent communiquer pour les deux sens (lien descendant et lien montant), de transmettre les séquences de bits et de définir le type de signal utilisé, la modulation et la démodulation ainsi que la puissance de transmission.

**a) Types de couches physiques**

Dans le réseau WiMax, comme dans toutes les autres technologies sans fil, il y a des interférences dues au milieu dans lequel les ondes se propagent. Plusieurs techniques permettent

---

<sup>3</sup> La charge utile

d'atténuer la perturbation du signal par le bruit environnant. Ces techniques ont évolué avec les versions du WiMax. On a ainsi plusieurs types de couche physique :

**WirelessMAN-SC** : utilise un format de modulation avec une seule porteuse pour les bandes de fréquences de 10-66 GHz et elle est utilisée pour la transmission en visibilité directe (LOS : Line Of Sight). Elle supporte le duplexage TDD et FDD.

**WirelessMAN-SCa** : utilise un format de modulation avec une seule porteuse pour les bandes de fréquences de 2-11 GHz et elle est utilisée pour la transmission sans visibilité directe (NLOS : No Line Of Sight). Elle supporte le duplexage TDD et FDD.

**WirelessMAN-OFDM** : utilise un multiplexage orthogonal à division de fréquence avec 256 points de transformation. L'accès à cette couche physique s'effectue en TDMA. Elle supporte le duplexage TDD et FDD et est utilisée pour la transmission en visibilité directe (LOS : Line Of Sight) dans les bandes de fréquences nécessitant une licence de 2-11 GHz.

**WirelessMAN-OFDMA** : utilise un multiplexage orthogonal à division de fréquence avec 2048 points de transformation, ce qui permet de supporter multiples récepteurs. Aussi l'accès à cette couche physique s'effectue en TDMA et elle supporte le duplexage TDD et FDD, pour la transmission en visibilité directe (LOS : Line Of Sight) dans les bandes de fréquences nécessitant une licence de 2-11 GHz.

**WirelessHUMAN** (Wireless High-Speed Unlicensed Metropolitan Area Network) utilisant la bande de fréquences sans licence. Elle ne spécifie pas une technique propre à elle, n'importe quelle technique de transmission NLOS (SC, OFDM, OFDMA) peut être utilisée, bien sûr, avec certaines contraintes spécifiques sur cette interface. Seul le duplexage TDD est utilisé.

En outre, ces différents types de couches physiques sont dotés des options qui, au fil de l'évolution des versions du standard, permettent d'améliorer leurs performances en atténuant les perturbations du signal.

Parmi ces options, on peut citer les suivantes :

- **AAS (Adaptive Antenna System)** : C'est l'utilisation de plusieurs éléments d'antennes pour orienter des faisceaux vers multiples utilisateurs simultanément.
- **ARQ (Automatic Repeat reQuest)** : C'est le processus de la retransmission automatique des PDU (Protocol Data Unit) erronés ou perdus.

- **STC (Space-Time Coding)** : C'est l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission au lieu d'une seule antenne, dans le but de créer une diversité spatiale (**MISO** : Multi-Input-Single-Output, **MIMO** : Multi-Input-Multi-Output).
- **Mesh** : Topologie maillée (mesh).

Le tableau I-4 [2, 3] résume les différentes couches physiques du standard.

Pour les trois derniers types de couches physiques, la modulation s'adapte selon plusieurs paramètres définissant le QoS (Quality Of Service). Les différentes modulations mises en jeu figurent dans la section qui suit.

**Tableau I-4** Différentes couches de couches physiques

Désignation	Fréquence	Type de Trajets	Options	Duplexage
<b>WirelessMAN-SC</b>	10-66GHz	LoS	–	TDD,FDD
<b>WirelessMAN-SCa</b>	2.5-11GHz	NLoS	AAS, ARQ, STC	TDD,FDD
<b>WirelessMAN-OFDM</b>	2.5-11GHz	NLoS	AAS, ARQ, STC,Mesh	TDD,FDD
<b>WirelessMAN-OFDMA</b>	2.5-11GHz	NLoS	AAS, ARQ, STC	TDD,FDD
<b>WirelessMAN-HUMAN</b>	2.5-11GHz	NLoS	ARQ, STC,Mesh	TDD

### b) La modulation

Dans la couche PHY OFDM et OFDMA, les modulations utilisées sont QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation à 16 états) et 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation à 64 états). Leur étude sera détaillée au deuxième chapitre.

Dans la norme IEEE 802.16, la modulation est adaptée dynamiquement par la station de base (BS) en fonction de plusieurs facteurs permettant de définir la qualité de service (QoS). La modulation dépend de la distance séparant les deux stations émettrice et réceptrice, le climat, les interférences du signal et d'autres facteurs. Dans le cas des hautes fréquences, les modulations 16 et 64-QAM sont automatiquement utilisées.

L'adaptation du signal, en termes de modulation, aux conditions de l'environnement est représentée sur la figure I-9 [3]. Les couvertures de la station de base BS relatives aux différentes modulations sont représentées par les cercles.

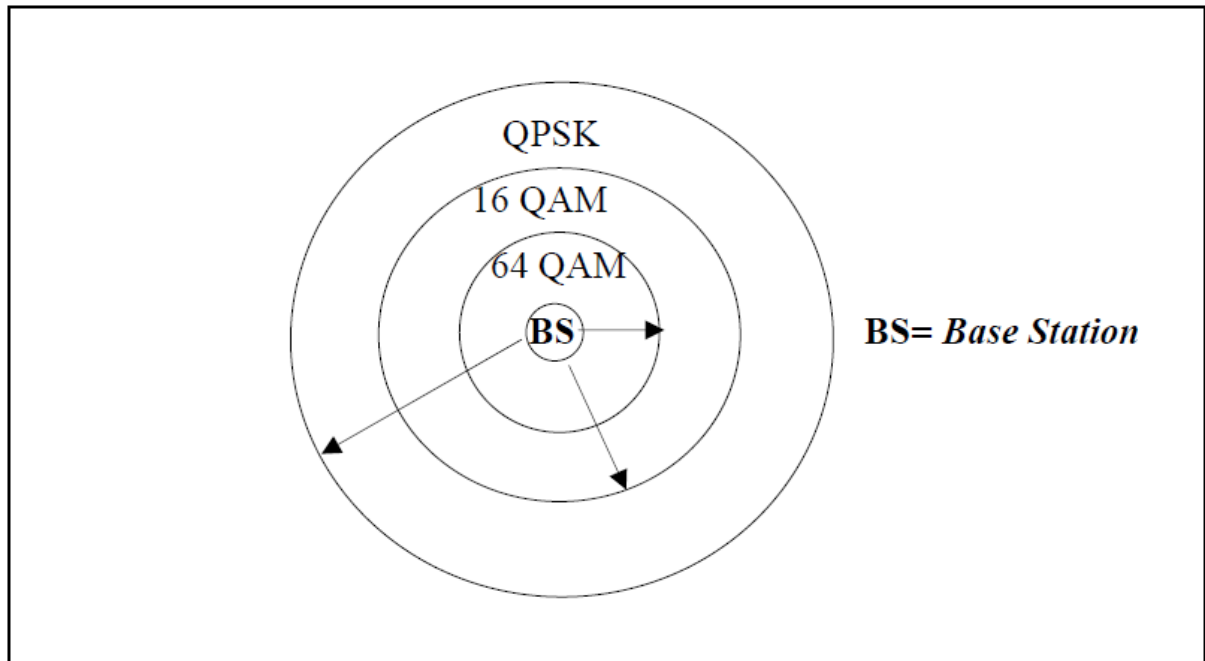


Figure I-9 Couvertures et modulations dans le WiMax.

### I.5.3 Techniques de duplexage

Le duplexage est le processus utilisé pour créer des canaux bidirectionnels pour la transmission des données en liaison montante (uplink) et en liaison descendante (downlink). La norme IEEE 802.16 (WiMax) supporte les deux types de duplexage, TDD (Time Division Duplex) et FDD (Frequency Division Duplex).

#### I.5.3.1 Duplexage FDD

Le FDD exige deux canaux séparés, l'un pour la transmission et l'autre pour la réception, d'une bande de fréquence pour minimiser les interférences entre canaux. Il facilite ainsi l'utilisation des différents types de modulations et la simplification de l'algorithme d'allocation des canaux. Dans IEEE 802.16, il existe deux types de duplexage FDD :

- **FDD full-duplex** : une full-duplex SS (Subscriber Station) est capable d'écouter continuellement le canal downlink, ce qui lui permet de transmettre et de recevoir simultanément.



- **FDD half-duplex** : une half-duplex SS peut écouter le canal downlink seulement lorsqu'elle ne transmet pas sur le canal uplink, donc elle n'est pas capable de transmettre et de recevoir simultanément. Une half-duplex SS est moins couteuse, moins complexe qu'une full-duplex SS, mais elle n'a pas la même efficacité qu'une full-duplex SS.

La figure I-10 [5] illustre les deux types de duplexage FDD.

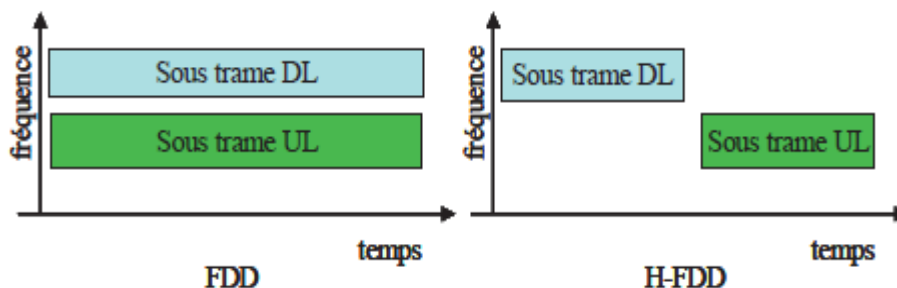


Figure I-10 Duplexage FDD.

### I.5.3.2 Duplexage TDD

Dans le mode TDD, le lien montant et le lien descendant utilisent la même bande de fréquences (même fréquence porteuse) et émettent les informations pendant un temps bien défini. La trame utilisée pour l'échange des données est d'une durée fixe et contient deux sous-frames, l'une est utilisée pour le downlink, et l'autre pour l'uplink. Elle est formée d'un nombre entier de PS (Physical Slot : unité de temps, dépendant de la spécification PHY, utilisée pour l'allocation du canal), ce qui facilite la partition du canal. Un système TDD peut effectuer un transfert asymétrique approprié au trafic Internet où de grandes quantités de données peuvent être tirées à travers le downlink. Il divise le canal entre les deux sens downlink et uplink d'une façon adaptative, selon la quantité du trafic échangé.

Le duplexage TDD est obligatoirement utilisé dans les bandes de fréquence sans licence. La figure I-11 [4] illustre le duplexage TDD.

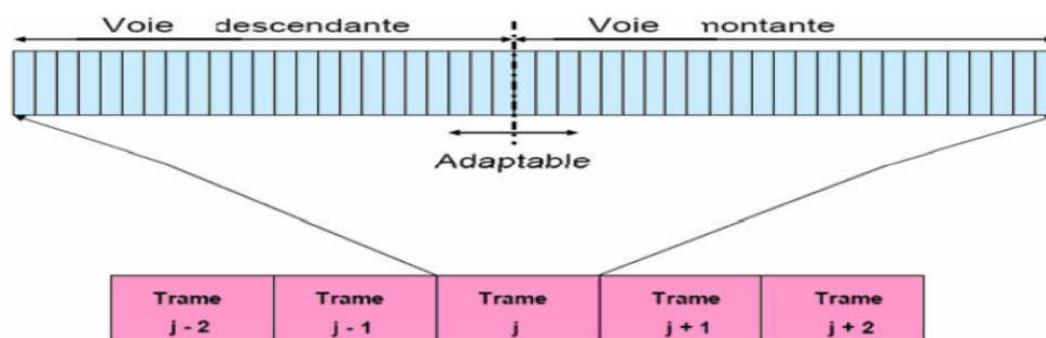


Figure I-11 Schéma de principe du Duplexage TDD.

## I.6 Comparaison de la Technologie WiMax et celle de l'UMTS

L'UMTS est un standard qui a été conçu en 1998 et permet une transmission simultanée de la voix et des données avec des débits atteignant 384 kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur et 2 Mbit/s pour une mobilité réduite.

Par contre le WiMax associe les communications longues distances (plusieurs kilomètres) et hauts débits, offre la possibilité d'interconnecter différentes technologies sur une large zone de couverture ou alors de déployer son propre réseau cellulaire, à l'image des réseaux actuels de téléphonie comme l'UMTS mais avec une couverture réduite. A l'inverse de l'UMTS qui fonctionne sur des terminaux centrés voix, WiMax est utilisé pour des terminaux centrés sur les données, mais encore pouvant transférer voix et données ; pour la version WiMax mobile, le débit est nettement supérieur à celui de l'UMTS.

Le tableau I-5 [6] donne une comparaison entre certains paramètres clés des deux systèmes WiMax et UMTS.

**Tableau I-5** Comparaison des Systèmes WiMax et UMTS.

	<b>WiMax</b>	<b>UMTS</b>
Débit maximal	DL : 70 Mbps	DL : 2 Mbps
	UL : 70 Mbps	UL : 2 Mbps
Bande passante	5-6 GHz	5 MHz
Duplexage	TDD, FDD	FDD
Mobilité	Faible	Forte
Couverture	Moyenne	Large
Standardisation	IEE802.16	3GPP
Marché visé	Public	Domicile/Entreprise

## **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 continue depuis son apparition. Le WiMax présente plus d'avantages que la plupart des systèmes mobiles en termes de transfert de données.

Une vue d'ensemble de cette technologie a été donnée dans ce chapitre, notamment les topologies du réseau WiMax, le principe de fonctionnement et surtout l'architecture en couches de ce système. Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la couche physique WiMax basée sur le modèle WirelessMAN-OFDM.

**CHAPITRE II**  
**ETUDE ET**  
**DESCRIPTION DE LA**  
**COUCHE PHYSIQUE**  
**WiMax**

## II. ETUDE ET DESCRIPTION DE LA COUCHE PHYSIQUE WiMax

### II.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, la technologie sans fil WiMax a cinq types de couches physiques, toutes basées sur la norme IEEE 802.16 de 2004 (IEEE 802.16d). La couche physique de cette norme a été conçue en s'appuyant sur les standards Wi-Fi, en particulier l'IEEE 802.11a-PHY. Elle est basée sur le principe de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM).

Ce chapitre vise à présenter et à détailler chaque module de la chaîne de transmission représentant la couche physique qui, spécifié dans le standard 802.16d, est la base de la technologie WiMax. En plus, le rôle et l'architecture matérielle générale de chaque module seront discutés.

### II.2 Chaîne de transmission de la norme IEEE 802.16d

La couche physique WiMax, comme tout autre système de communication, est formée de deux sous-systèmes: un émetteur et un récepteur. La série d'étapes reliées à l'émetteur sera détaillée dans la section suivante. Plus tard dans ce chapitre, le récepteur sera décrit brièvement puisque la plupart des blocs du récepteur consistent simplement à effectuer la fonction inverse de son correspondant du côté émetteur.

#### II.2.1 Emetteur

La figure II-1 [5] illustre un schéma bloc des étapes réalisées à l'émission et à la réception dans une chaîne de transmission WiMax.

Comme on peut le voir sur la figure II-2, deux groupes de traitements sont à distinguer dans cette chaîne :

1. Le codage canal, qui comprend le mélangeur (randomizer) ou brassage des données, l'encodeur Reed Solomon, l'encodeur convolutif, le perforateur, l'entrelaceur et le modulateur.
2. La construction du symbole OFDM dans le domaine fréquentiel, qui comprend l'insertion des sous-porteuses pilotes, les bandes de garde, la transformée inverse de Fourier et le préfixe cyclique.

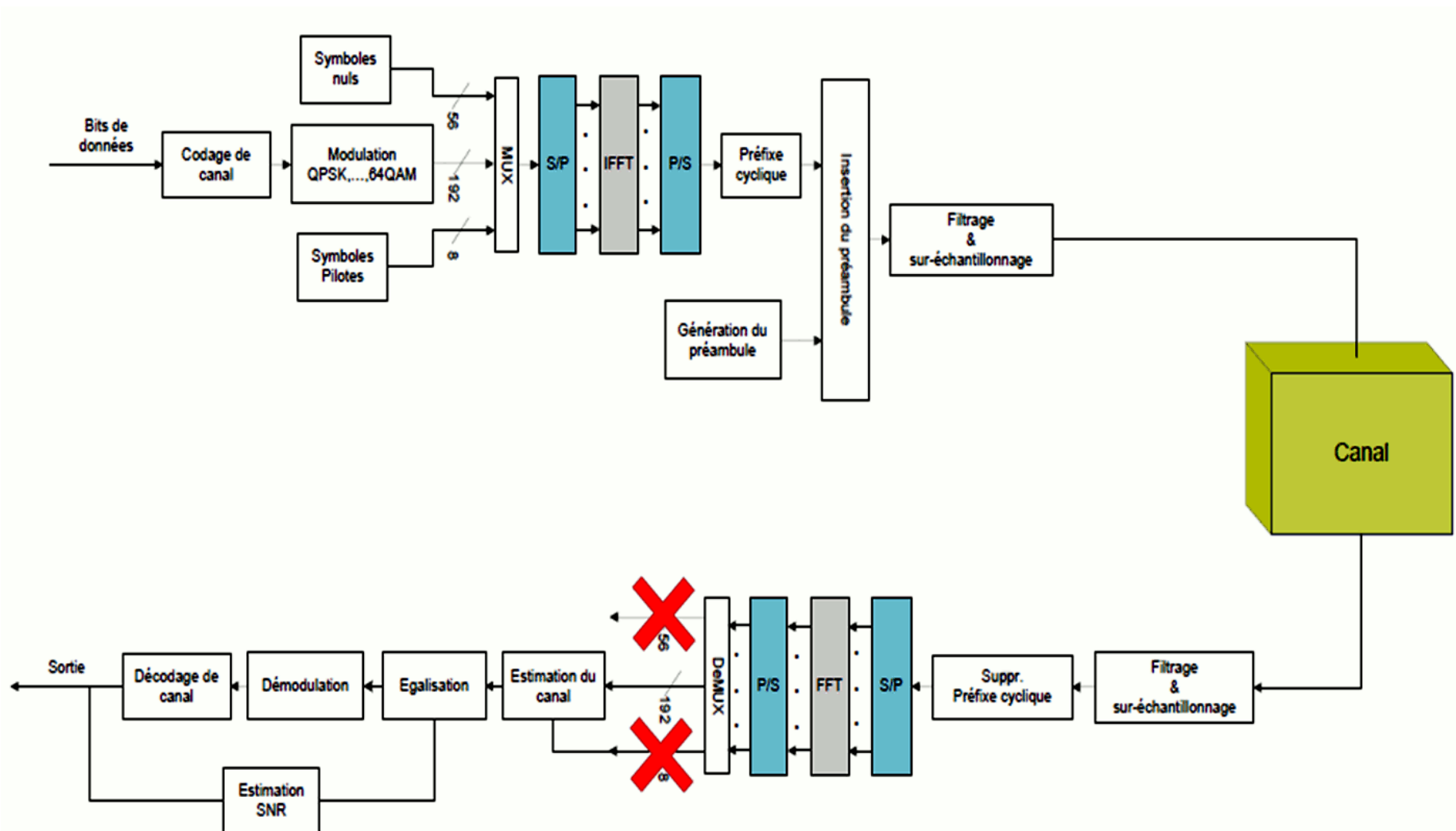


Figure II-1 Chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d.

Il est à noter que des composantes similaires existent au niveau du récepteur, mais dans l'ordre inverse, pour reconstruire la séquence des informations transmises. Le fonctionnement de chaque bloc de la figure II-2 est décrit dans la section suivante.

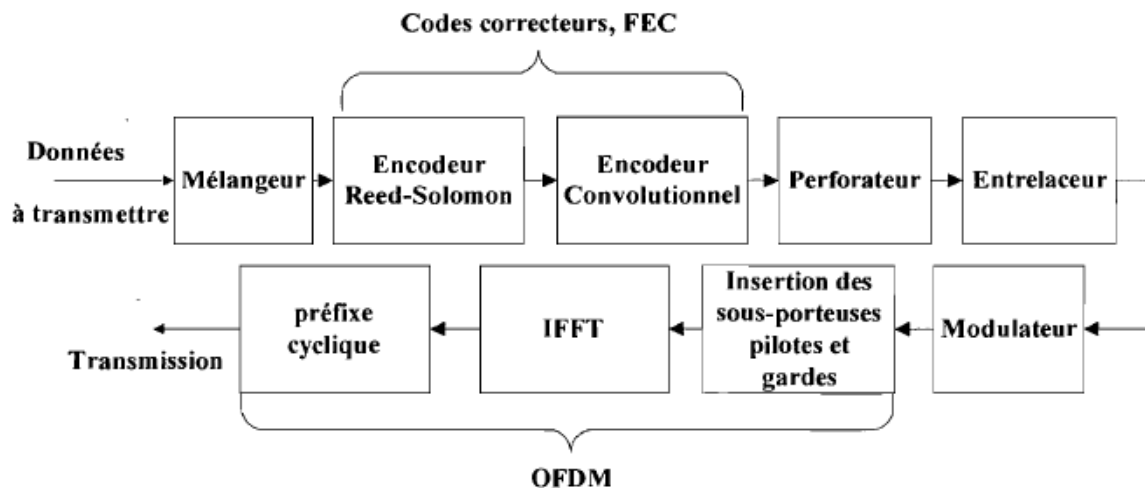


Figure II-2 Schéma d'un émetteur WiMax.

La source qui alimente la chaîne de transmission fournit un trait binaire qui peut correspondre à des données spécifiques à émettre ou bien des données générées aléatoirement.

### II.2.1.1 Codage canal

Le codage de canal, introduit à l'émission avant le modulateur OFDM, permet d'immuniser 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 basé sur la concaténation d'une fonction d'embrouillage, de codage correcteur d'erreurs (FEC : **Forward Error Correction**) et d'entrelacement, comme illustré sur la figure II-3.

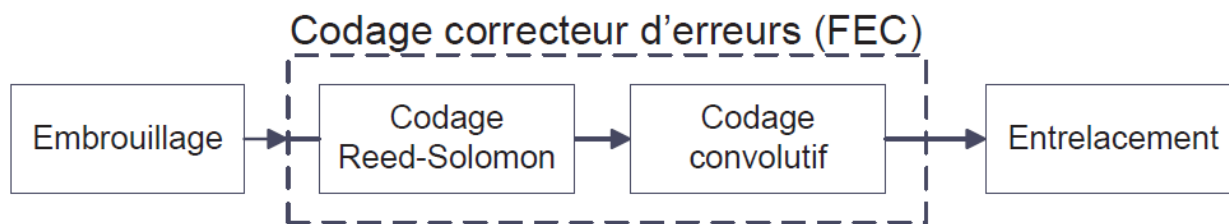


Figure II-3 Procédure de codage canal en WiMax.

Comme nous le verrons par la suite, ce type de codage qui, grâce à l'opération de perforation, permet d'avoir un taux de codage adaptable au canal de propagation. Cela garantit aux abonnés une protection optimale contre les erreurs en fonction du degré de perturbations.

En effet, la station de base (BS) choisit un taux de codage approprié et l'applique aux données en voie descendante en fonction des informations relatives au canal, transmises par l'abonné. Ainsi à un instant donné, un abonné qui est dans un environnement riche en éléments perturbateurs se verra attribué une meilleure correction d'erreur qu'un autre qui est situé dans des meilleures conditions de propagation.

Le fonctionnement de chaque bloc de codage sera présenté dans ce qui suit.

#### II.2.1.1.1 Brassage des données ou Mélangeur

Le brassage des données est une opération qui consiste à éliminer des longues séquences de '0' ou de '1' qui pourraient se trouver dans la séquence d'entrée. Celles-ci engendreraient une raie temporelle à forte énergie qui aurait comme effet de perturber le fonctionnement des amplificateurs utilisés dans le système. Le bruit, qui est aléatoire par nature et dont l'énergie est uniformément répartie, est un signal qui possède cette caractéristique.

Un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoire (PRBS)<sup>4</sup> est utilisé par ce bloc. Le polynôme générateur de ce PRBS est égal à  $1 + x^{14} + x^{15}$ .

La figure II-4 illustre le principe de fonctionnement de l'opération de brassage de données.

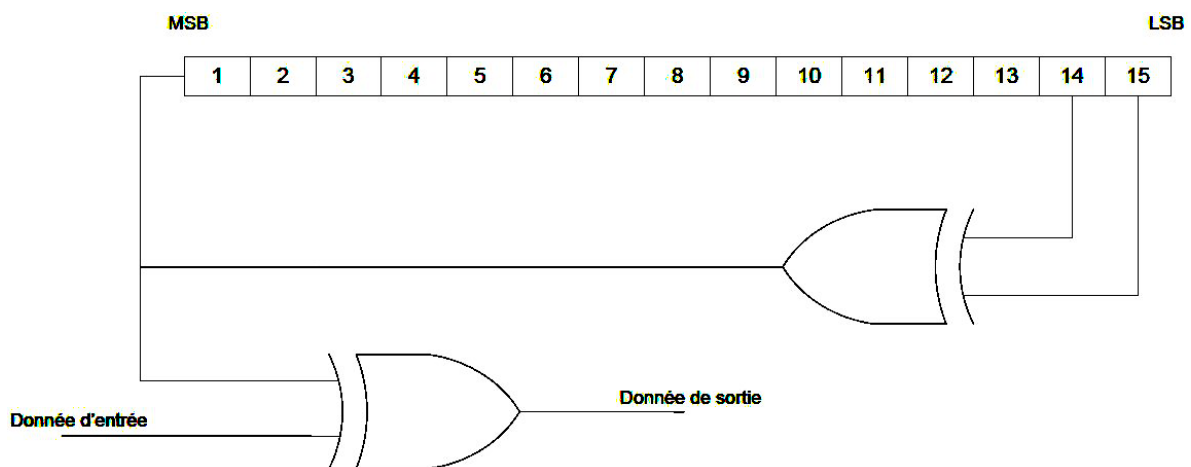


Figure II-4 Principe de fonctionnement du brassage des données.

#### II.2.1.1.2 Codes détecteur et correcteur d'erreur

Dans le WiMax, le codage détecteur et correcteur d'erreurs (en anglais FEC pour Forward Error Correction) consiste en un code en blocs de type Reed-Solomon (RS) suivi d'un code convolutif (CC). La concaténation de ces deux codes vise à améliorer les performances de ce processus.

<sup>4</sup> PRBS : Pseudorandom binary sequence en anglais



Le code convolutif, après le code Reed-Solomon, permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements très profonds (canal sélectif en fréquence).

### II.2.1.1.2.1 Code Reed-Solomon (RS)

Le code Reed-Solomon est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction de paquets d'erreurs. Il procède de la même manière que le codage à l'aide du contrôle de redondance cyclique ou **CRC** (*Cyclic Redundancy Check*). La seule différence est que le code de Reed-Solomon est non-binaire (m-aires), alors que le CRC est binaire.

Dans ce type de codage, un mot de  $k$  symboles de  $l$  bits est transformé en un mot de  $n$  symboles de  $l$  bits en ajoutant  $2t = (n-k)$  symboles de redondance (figure II-5). Ainsi le code Reed-Solomon est noté RS ( $n, k, l$ ) avec :

- $n$  : le nombre de symboles après codage,
- $k$  : le nombre de symboles avant codage,
- $t$  : le nombre de symboles pouvant être corrigés,
- $d_{min}$  : correspond à la distance minimale et  $d_{min} = 2t + 1 = n - k + 1$ .

La distance minimale est un paramètre permettant de déterminer le nombre d'erreurs qu'il est possible de détecter et de corriger.

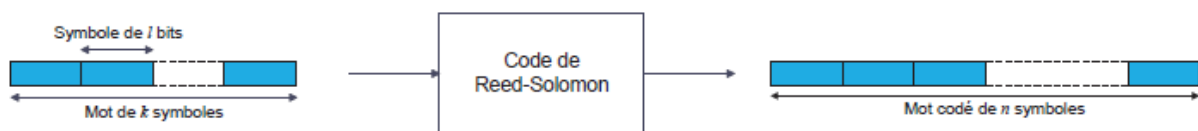


Figure II-5 Schéma de principe du codeur Reed-Solomon

Le rendement du code (ou taux de codage) est défini par  $r = \frac{k}{n}$ , ce qui implique que, à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur  $\frac{1}{r}$ .

Dans la norme IEEE 802.16d, la dimension du code RS utilisé est  $n=255$ ,  $k=239$  et  $t=8$ , avec un corps de Galois<sup>5</sup> à  $2^8$  éléments noté GF ( $2^8$ ) [2, 3].

Deux polynômes sont utilisés pour générer ce code :

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

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

<sup>5</sup> Le corps fini de cardinal  $q$  (nécessairement puissance d'un nombre premier) est noté  $\mathbf{F}_q$  (de l'anglais *field* qui signifie corps commutatif) ou GF( $q$ ) (*Galois field*)

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

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

Avec  $\lambda$  l'élément primitif du corps de Galois et  $\lambda = 02_{hex}$  (hexadécimal).

Pour un message  $m(x) = m_0 + m_1x^1 + m_2x^2 + \dots + m_{k-1}x^{2t-1}$  fournit par la source, le mot de code  $c(x)$  lui correspondant sera donné par la formule suivante :

$$c(x) = g(x) * m(x) \quad (II.3)$$

Les symboles de contrôle sont générés à l'aide du polynôme générateur. Tous les codes Reed-Solomon sont valables si et seulement s'ils sont divisibles par leur polynôme générateur,  $c(x)$  doit être divisible par  $g(x)$ .

Pour la génération d'un correcteur d'erreurs de  $t$  symboles, on devrait avoir un polynôme générateur de puissance  $\lambda^{2t}$ . La puissance maximale du polynôme est déterminée grâce à la distance minimale qui est  $d_{min} = 2t + 1$ . On devrait avoir  $2t + 1$  termes du polynôme générateur. Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné.

Le raccourcissement d'un paquet à  $k$  symboles consiste à ajouter un préfixe de  $239-k$  symboles nuls à ce paquet ; ces symboles codés sont supprimés une fois le processus de codage est terminé. Quant à la fonction de poinçonnage, appliquée sur un mot du code pour corriger  $t$  symboles, elle consiste à n'utiliser que les  $2t$  symboles de parité parmi les 16 symboles. La figure II-6 illustre le fonctionnement de la procédure de raccourcissement et de perforation.

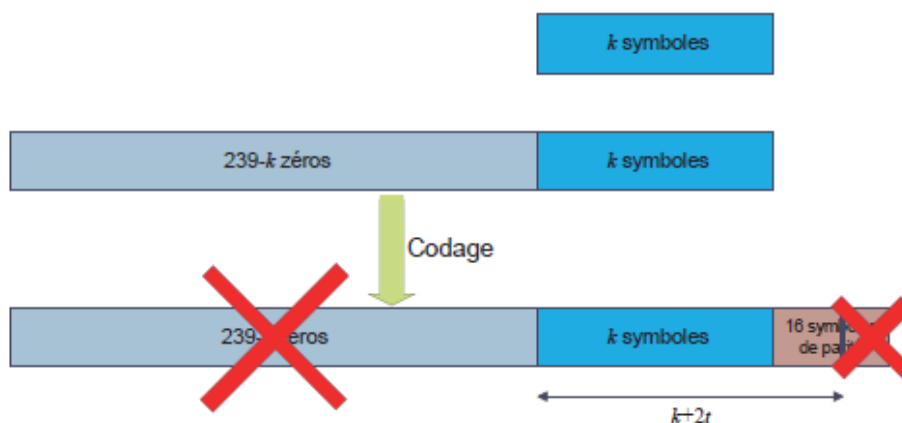


Figure II-6 Processus de perforation de raccourcissement dans le codage Reed-Solomon.

### II.2.1.1.2.2 Code convolutif

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage convolutif. Ce code permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds.

Un encodeur convolutif a les propriétés suivantes:

- chaque  $m$  bits à encoder est transformé en  $n$  bits, où  $\frac{m}{n}$  est le taux de codage ( $n \geq m$ )
- la transformation est une fonction des  $K$  derniers bits, où  $K$  est la longueur du code. [4, 2, 5, 6].

Chaque bloc en sortie du codeur RS doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de  $\frac{1}{2}$ , c'est-à-dire pour chaque bit à l'entrée deux sont produits à la sortie, et ayant une longueur de contrainte<sup>6</sup> de 7.

La norme de WiMax spécifie que l'encodeur doit utiliser les polynômes  $G1$  et  $G2$  pour générer ses deux bits de sortie,  $X$  et  $Y$ :

$$\begin{aligned} G1 &= 171 \text{ oct} && \text{pour } X \\ G2 &= 133 \text{ oct} && \text{pour } Y \end{aligned}$$

La figure II-7 illustre l'architecture du convolveur qui est constituée de six registres à décalage et de deux «ou exclusifs».

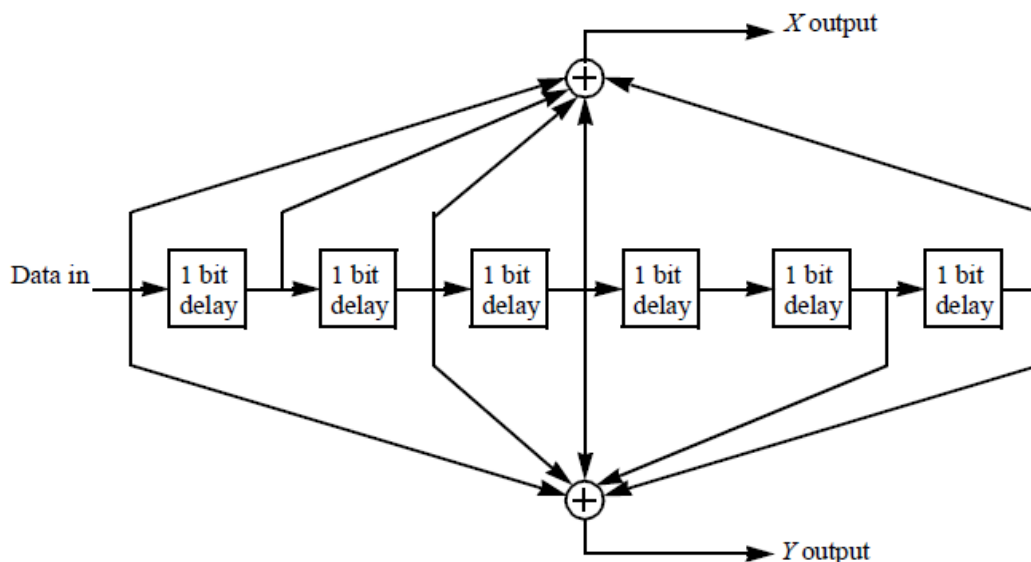


Figure II-7 Code convolutif avec un taux de codage de 1/2.

La technique de décodage d'une séquence, codée en utilisant un codeur convolutif, en particulier l'algorithme de Viterbi, sera présentée un peu plus loin dans ce chapitre.

<sup>6</sup> La longueur du registre de décalage dans lequel passent les données binaires

Comme nous l'avons vu précédemment afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Par exemple dans le cas d'un rendement 3/4, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels. Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6. Les vecteurs permettant de garantir ces différents taux sont illustrés dans le tableau II-1.

**Tableau II-1** Vecteur de poinçonnage du codage RS.

Taux de codage	Vecteur de poinçonnage
1/2	[1 1]
2/3	[1 0 1 1]
3/4	[1 1 0]
5/6	[1 0 1 0 1]

Dans la technologie WiMax, le profil de chaque rafale (burst)<sup>7</sup> est défini par la combinaison ou association d'une modulation disponible et le taux de codage global du codage détecteur-correcteur d'erreur. Les différentes configurations pouvant être affectées aux bursts dans la technologie WiMax sont résumées dans le tableau II-2.

**Tableau II-2** Les schémas de codage et de modulation dans la norme IEEE 802.16d.

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

<sup>7</sup> Rafale (burst) : est un groupe de trames transmises suivant le même profil de modulation et de codage

### II.2.1.1.2 Entrelacement

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

En effet, si une porteuse est fortement atténuée, ses voisines le sont également et il en résulte des erreurs regroupées difficiles à corriger par un code convolutif du fait que les codes convolutifs sont conçus pour corriger des erreurs indépendantes.

La norme IEEE 802.16d stipule que la taille du bloc d'entrelacement doit être égale au nombre total des bits codés  $N_{cbps}$  que contient un symbole OFDM. Les données reçues par l'entrelaceur sont permutées à deux reprises. La première permutation répartit les bits codés adjacents sur des sous-porteuses non-adjacentes. La seconde répartit les bits codés de telle façon qu'ils soient affectés, alternativement, à des points plus ou moins significatives de la constellation utilisée dans le but d'éviter des suites de '0' ou de '1'.

### II.2.1.2 Modulation

Après l'entrelacement des données binaires entrent en série au bloc de modulation. La modulation, parfois appelée assignation ou mappage (mapping), est une opération qui consiste à transformer les données binaires en nombre complexes. La partie réelle du nombre complexe à la sortie du modulateur est appelée I, alors que la partie imaginaire est appelée Q.

Le choix de la modulation est dicté par un compromis entre la qualité du signal (rapport signal/bruit SNR) et le débit de transmission en fonction de la taille de la constellation, ça peut être la BPSK (Binary Phase Shift Keying), la QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ou la M-QAM (M-aires Quadrature amplitude Modulation). La première est très utilisée lorsqu'on transmet dans des conditions défavorables du canal de transmission tandis que la dernière est adaptée pour avoir du haut débit.

Pour cette étape, les bits sont d'abord organisés en groupe de 1, 2, 4, ou 6 bits pour les schémas de modulation BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM respectivement. Ensuite, les bits I et Q passent vers deux mémoires ROM<sup>8</sup> pour extraire leurs points de constellation correspondants. La

---

<sup>8</sup> ROM : Read Only Memory

modulation BPSK est utilisée uniquement pour les symboles pilotes et le FCH<sup>9</sup> alors que les autres modulations sont appliquées aux données. La figure II-8 décrit les constellations de quelques modulations utilisées dans la norme IEEE 802.16d. Il est à noter que pour garantir une puissance d'émission à enveloppe constante, quelle que soit la modulation, il faut introduire le coefficient multiplicatif  $c$  donné par le tableau II-3.

La technologie WiMax est aussi caractérisée par la modulation et le codage adaptatif (Adaptive modulation and coding, AMC). Récemment, la technique AMC a beaucoup attiré l'attention en raison de sa capacité à améliorer la performance et le débit des systèmes sans fils. Cette technique améliore la performance du système en augmentant le taux de transmission et en réduisant le taux d'erreur dans les bits transmis. La norme 802.16 spécifie que sept profils de modulation et de codage doivent être supportés par WiMax.

Ainsi, un système WiMax typique comporte sept profils de transmission-réception (voir tableau II-4). Le choix du profil correspondant se base sur la valeur du rapport signal/bruit (SNR) estimé au récepteur. Lorsque les conditions du canal sont favorables (rapport SNR élevé), les schémas de modulation à haute efficacité spectrale comme le 64-QAM et le 16-QAM sont employés. Par contre, dans le cas où la valeur du rapport SNR est faible, l'utilisation des schémas de modulation de faible efficacité spectrale (BPSK, QPSK) est favorisée.

---

<sup>9</sup> FCH (Frame Control Header) est un en-tête de trame utilisé dans le cadre du WiMax

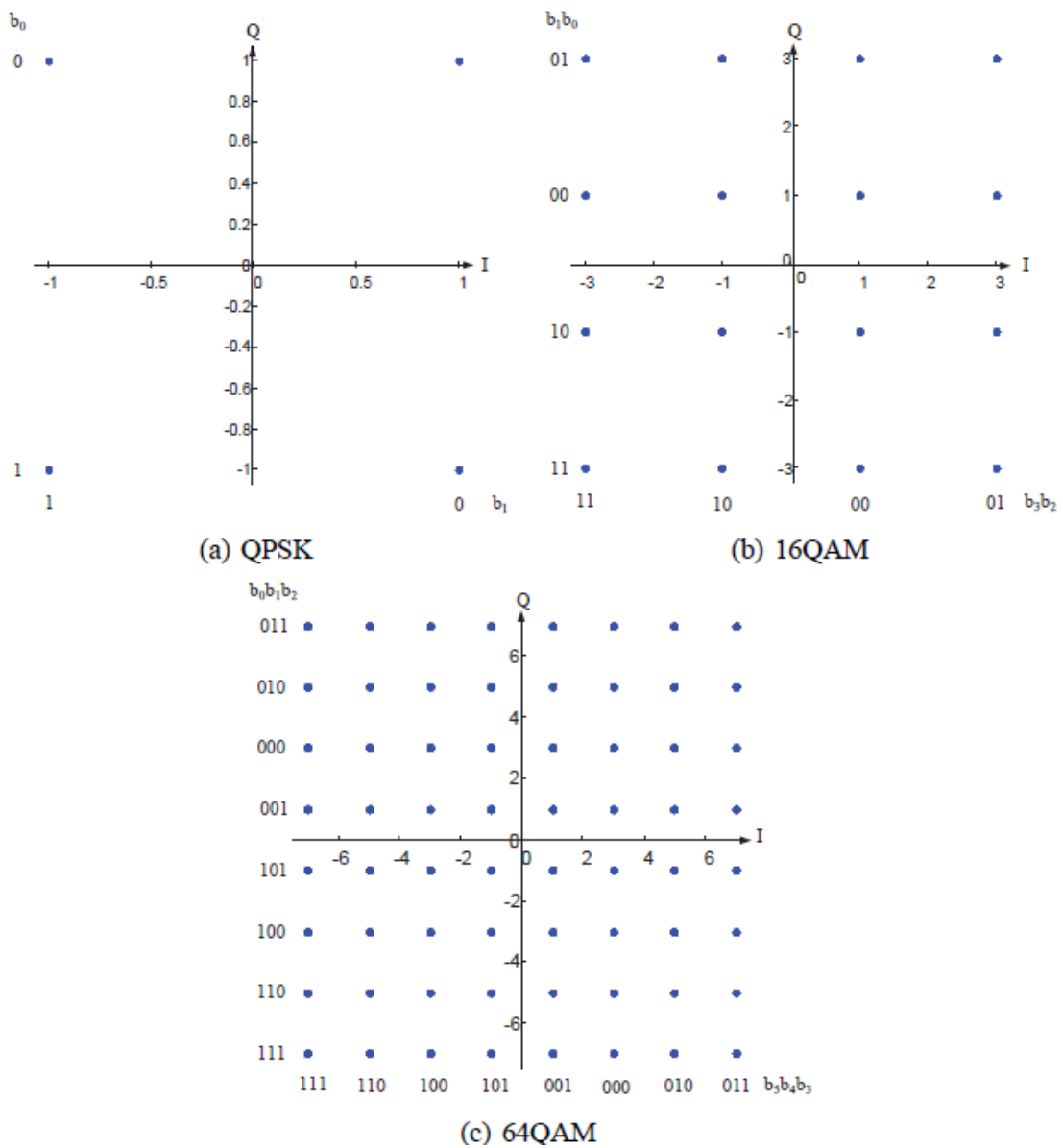


Figure II-8 Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM

Tableau II-3 Coefficients de normalisation

Modulation	c
BPSK	1
QPSK	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{1}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{1}{\sqrt{42}}$

Tableau II-4 Les différents profils de la modulation et codage adoptés pour WiMax

Profil	Modulation	Taille du bloc non codé	Code RS	Taux de CC	Taux général
0	BPSK	12	(12, 12, 0)	1/2	1/2
1	QPSK	24	(32, 24, 4)	2/3	1/2
2	QPSK	36	(40, 36, 2)	5/6	3/4
3	16QAM	48	(64, 48, 8)	2/3	1/2
4	16QAM	72	(80, 72, 4)	5/6	3/4
5	64QAM	96	(108, 96, 8)	3/4	2/3
6	64QAM	108	(120, 108, 6)	5/6	3/4

### II.2.1.3 Construction du symbole OFDM

#### II.2.1.3.1 Présentation d'OFDM

L'OFDM<sup>10</sup> est une technique de transmission par porteuses multiples qui consiste à diviser la largeur de la bande disponible en une multitude de bandes étroites pour les exploiter individuellement et simultanément.

En effet, les systèmes mono-porteurs ne remplissent pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible. Les techniques de modulations multi-porteuses sont apparues pour remédier à ce problème en éliminant les interférences entre symboles (IES). Elles permettent de répartir l'information sur un grand nombre de sous-porteuses. En cas de destruction de certaines fréquences à cause de la combinaison destructive des chemins, le système sera toujours capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées.

#### II.2.1.3.2 Fonctionnement de l'OFDM

L'OFDM est une technique de modulation dans laquelle des porteuses à faible débit sont combinées par l'émetteur en vue de transmettre un signal résultant haut débit. Implémenter un schéma de transmission multi-porteuses en utilisant une accumulation de modulateur parallèle n'est pas vraiment efficace pour un traitement analogique, mais dans le domaine numérique la modulation multi-porteuse est facilement implémentée grâce aux systèmes de traitement

<sup>10</sup> OFDM Orthogonal Frequency Division Modulation



numérique. Cette technique après l'implémentation offre une grande flexibilité du point de vue du paramétrage et l'adaptabilité aux changements de l'environnement.

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux fréquences centrales des autres porteuses. Cela leur permet d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading) (figure II-9).

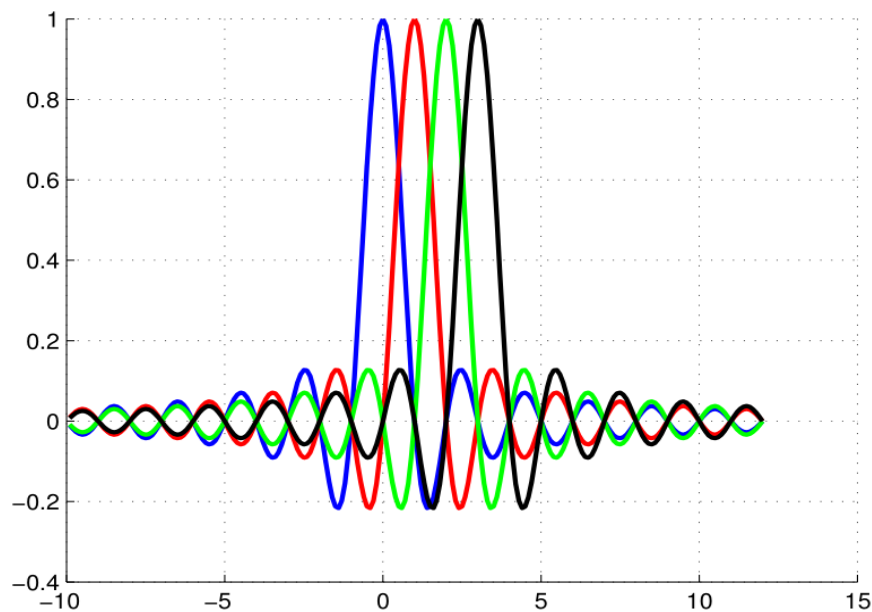


Figure II-9 Spectres de quatre porteuses orthogonales

Dans cette technique chaque sous-porteuse est une sinusoïde ayant une fréquence multiple entière de la fréquence de la sinusoïde fondamentale. Ainsi chaque sous-porteuse est comme une composante dans une série de Fourier du signal total. Ces sous-porteuses satisfont au critère d'orthogonalité entre sinusoïdes. Une notion importante à rappeler est que deux signaux périodiques sont orthogonaux lorsque l'intégrale de leur produit sur une période T est égale à zéro.

Soit donc :

- Pour les temps continus

$$\int_0^T \cos\left(\frac{2\pi Kn}{N}\right) x \cos\left(\frac{2\pi Km}{N}\right) = 0 \quad (m \neq n) \quad (\text{II.4})$$

- Pour les temps discrets

$$\sum_{K=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi Kn}{N}\right) x \cos\left(\frac{2\pi Km}{N}\right) = 0 \quad (m \neq n) \quad (\text{II.5})$$

### II.2.1.3.3 Structure des symboles

Utiliser de multiples sous-porteuses orthogonales pour transmettre les symboles utiles en OFDM, permet de s'affranchir en partie des problèmes liés à la propagation des ondes (sélectivité en fréquence et interférences dues aux multiples trajets) et ainsi améliorer l'efficacité spectrale du système. Dans le domaine fréquentiel, le nombre total de sous-porteuses utilisées est noté  $N_{FFT}$ .

Celles-ci sont réparties de la façon suivante :

- des sous-porteuses utiles : pour transmettre les données ( $N_u$ )
- des sous-porteuses pilotes : pour obtenir les informations sur le canal ( $N_p$ )
- des sous-porteuses à valeurs nulles (pas de signal transmis) : utilisées pour les intervalles de garde et le DC (Direct Current).

Le WiMax, pour la couche OFDM PHY, stipule l'utilisation de 256 sous-porteuses ( $N_{FFT}$ ) à l'entrée de l'IFFT (Transformée de Fourier Inverse). Ces sous-porteuses sont de 3 types : données, pilotes et gardes. La figure II-10 montre les 256 sous-porteuses insérées tout au long du spectre du symbole OFDM. Les 192 sous-porteuses sont utilisées pour la transmission des données, 8 sous-porteuses sont utilisées pour l'estimation du canal (Channel estimation) et la compensation du décalage de la fréquence porteuse (Carrier Frequency Offset Estimation), et les sous-porteuses restantes sont utilisées comme bandes de gardes pour prévenir les interférences. Le nombre de porteuses utilisé est donc inférieur au nombre de porteuses disponibles dans le canal. Toutefois, les interférences entre symboles (éléments modulés) sont évitées par le fait que les porteuses soient orthogonales.

Etant donné que les porteuses sont équidistantes, la distance entre deux porteuses adjacentes est :

$$\Delta f = \frac{F_S}{N_{FFT}} \quad (II.6)$$

où  $F_S$  est la fréquence d'échantillonnage du signal.

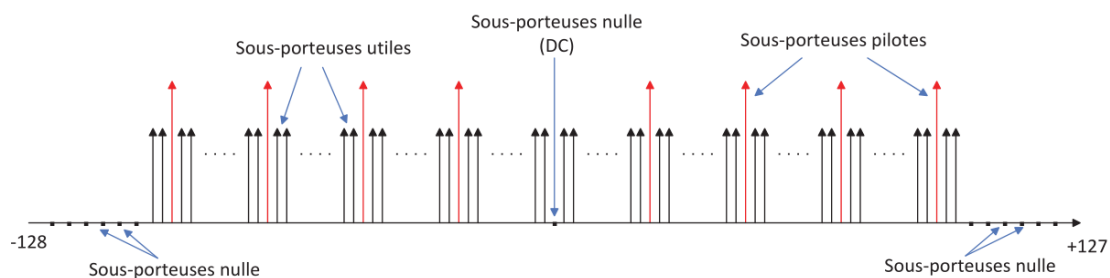


Figure II-10 Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM.

Donc, le symbole OFDM est constitué de 256 sous-porteuses, à chaque sous-porteuse on associe un indice fréquentiel indiquant sa position dans le symbole, ces indices sont répartis de  $-128$  à  $+127$ . La sous-porteuse d'indice zéro est connue comme la sous-porteuse DC. Les différents paramètres de l'OFDM comme spécifiés dans le standard WiMax sont donnés dans le tableau II-5 [6].

**Tableau II-5** Paramètres de l'OFDM dans le WiMax.

Paramètres	Valeur
Taille de l'FFT	256
Nombre de sous-porteuses de données	192
Nombre de sous porteuses de garde	56
Nombre de sous porteuses pilotes	8
Fraction de garde (préfixe cyclique)	1/32, 1/16, 1/8
Facteur d'échantillonnage, n	8/7
Bande du canal	3.5 MHZ
Espacement entre les sous porteuses	15.625KHZ
Temps du symbole OFDM	72 $\mu$ s

#### II.2.1.3.4 Génération des symboles OFDM

La transmission de données dans les systèmes OFDM s'effectue en bloc de N sous-porteuses orthogonales chacun. Ces dernières sont espacées d'un multiple de l'inverse de la période symbole  $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$  suivant leurs fréquences centrales  $f_k$ . L'ensemble est centré autour de  $f_p$  la fréquence de travail.

A l'entrée d'un système OFDM, les données sont sous la forme d'un flux binaire mise en série. A partir de ces éléments binaires sont ensuite définis des symboles complexes X suivant un type de constellation de modulation BPSK, QPSK ou QAM. Cela entraîne une réduction du débit binaire initial R à une quantité égale à  $\frac{R}{\log_2(M)}$  avec M la taille de la constellation.

Après une conversion série en parallèle à travers un buffer, les données sont converties au domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier inverse discrète (IDFT) à l'aide de son algorithme (IFFT) tout en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cela correspond à l'étape de la modulation OFDM.

Le signal OFDM est donné par l'équation suivante :

$$S_n = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} S_k \cdot \exp(j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}) \quad (II.7)$$

Où

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

Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure II-11.

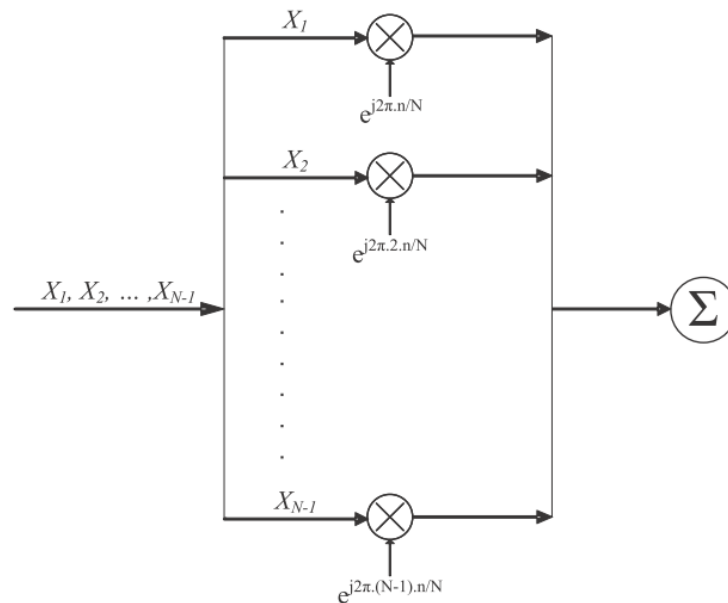


Figure II-11 Schéma de principe du modulateur OFDM

La modulation OFDM peut être décrite comme étant un multiplexage fréquentiel où  $N$  symboles sont modulés simultanément par  $N$  sous-porteuses orthogonales. Les différents signaux individuels ainsi formés sont additionnés pour former le signal OFDM.

### II.2.1.3.5 Les sous-porteuses pilotes

Les sous-porteuses pilotes sont des signaux spéciaux insérés entre chaque symbole OFDM. L'insertion de ces sous-porteuses permet d'effectuer une compensation du décalage de la fréquence porteuse (carrier frequency offset compensation) au récepteur. En outre, elles sont utilisées pour l'estimation et la compensation des canaux qui varient rapidement dans le temps (channel estimation and compensation in fast time-varying channels). Le tableau II-6 [6] montre les fréquences dédiées aux sous-porteuses pilotes ainsi que leurs valeurs correspondantes.

**Tableau II-6** Indices des sous-porteuses pilotes et leurs valeurs correspondantes.

<b>Indice Sous-porteuse pilote</b>	<b>Valeur</b>
-88	1
-63	-1
-38	1
-13	-1
13	1
38	1
63	1
88	1

#### **II.2.1.3.6 Les sous-porteuses de garde (bandes de garde)**

Dans le but de prévenir les interférences, les sous-porteuses qui sont aux deux extrémités du spectre du symbole OFDM, ne sont pas utilisées et sont mises à zéro. Le standard de WiMax spécifie que les sous-porteuses d'indice -128 à -101 et de 101 à 127 sont utilisées comme bandes de garde.

#### **II.2.1.4 Génération des préambules**

La sous-trame DL (DownLink) débute toujours par un préambule constitué de 2 symboles OFDM (préambule long), qui permet à la station cliente (SS) de se synchroniser avec la station de base (BS) et de démarrer le processus pour établir une liaison. Tandis que pour la sous-trame UL (UpLink), chaque trame débute par un slot de contention réservé pour l'initialisation (initial ranging) permettant à de nouvelles stations clientes d'accéder au réseau et un slot de contention réservé aux requêtes de bande passante (Bandwidth Request) nécessaire à la station abonnée pour demander une allocation de ressource. Les préambules utilisent la modulation QPSK et sont transmis avec une puissance supérieure par rapport aux autres données de la trame. Et cela pour faciliter leur détection par les SS (pour DownLink) et l'accès au réseau (pour UpLink).

Les données pilotes portées par le préambule sont générées, dans le domaine fréquentiel, à partir d'une séquence complexe contenant 201 éléments.

#### **II.2.1.5 Préfixe cyclique**

Dans la transmission sans fil, il y a toujours un retard de la propagation (delay spread). Le retard de la propagation est un type de distorsion qui est provoquée quand un signal identique arrive à différents moments à sa destination. Ainsi, pour surmonter ce problème, le standard du

WiMax spécifie qu'un préfixe cyclique doit être ajouté pour chaque symbole OFDM. Après avoir passé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Comme le montre la figure II-12, une partie de chaque symbole ( $m_e$  derniers échantillons du symbole) OFDM est recopiée au début de ce même symbole. La valeur de  $m_e$  doit être choisie de façon à ce que la durée du préfixe cyclique soit supérieure à la durée maximale du retard de la propagation causée par les phénomènes de propagation à trajets multiples.

Le préfixe cyclique a une durée dont la valeur est paramétrable (un ratio du temps symbole OFDM) et peut prendre les valeurs suivantes :  $G = 1/4; 1/8; 1/16; 1/32$ . Plus le canal présentera un nombre de trajets importants et espacés dans le temps, plus le préfixe cyclique devra être grand. L'augmentation de la durée du préfixe cyclique se fait au détriment du débit réel de la transmission.

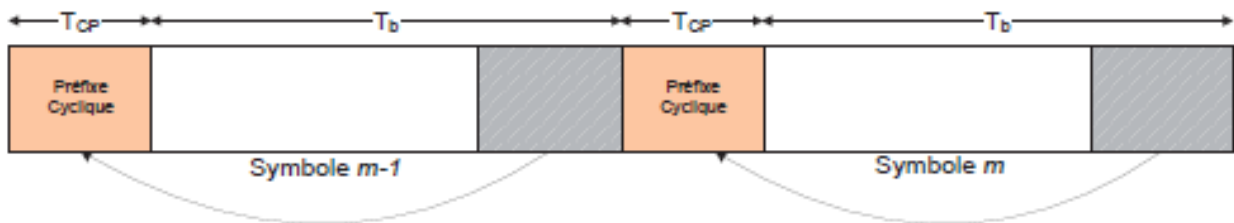


Figure II-12 Préfixe cyclique des symboles OFDM

### II.2.1.6 Filtre et Sur-échantillonnage

Les systèmes transmettant des données sur une bande passante limitée nécessitent une fonction de filtrage et de mise en forme aussi bien à l'émission qu'à la réception. A cause des évanouissements présents dans un canal de propagation, le signal transmis subit quelques distorsions se traduisant par des IES provoquant des erreurs de détection. Afin d'éviter ces erreurs aux instants de décision et donc faciliter la détection, la fonction de mise en forme doit respecter le critère de Nyquist. Ce critère indique que pour avoir une transmission sans IES, une bande minimale de transmission  $B_{min} = \frac{1}{2T_s}$  est requise, avec  $T_s$  la durée d'un symbole.

En général, la combinaison du filtre d'émission et son filtre "adapté" de réception est conçue pour annuler l'IES. Autrement dit, si nous considérons une réponse fréquentielle  $GE(f)$  du filtre d'émission et une autre  $GR(f) = GE(f)^*$ <sup>11</sup> du filtre de réception (filtre adapté), donc la réponse fréquentielle globale  $G(f)$ , telle que :

$$G(f) = GE(f).GR(f) = |GE(f)|^2 \quad (II.8)$$

<sup>11</sup>  $G(f)^*$  = conjugué de  $G(f)$

est conçue pour annuler l'IES. Pour que ces conditions soient satisfaites, des filtres de réponse globale  $G(f)$  dits en cosinus surélevé sont utilisés. On peut donc résoudre l'équation (II.8) pour trouver les réponses des filtres à l'émission et à la réception  $GE(f) = \sqrt{G(f)}$ . De là, le filtre  $GE(f)$  est dit en racine de cosinus surélevé.

La réponse fréquentielle globale  $G(f)$  est telle que :

$$G(f) = \begin{cases} T & \text{si } |f| \leq \frac{1-\alpha}{2\pi} \\ \frac{2}{T} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2\pi} \right) \right) \right) & \text{si } \frac{1-\alpha}{2\pi} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2\pi} \\ 0 & \text{si } |f| \geq \frac{1+\alpha}{2\pi} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le paramètre  $\alpha$  est compris entre 0 et 1 et s'appelle coefficient de retombée (roll-off factor). Dans le cas du réseau WiMax,  $\alpha = 0.3$  qui est une valeur correspondant à un compromis entre une bonne efficacité du filtre et un bon rendement.

Selon [5] on peut voir les exemples de réponses impulsionnelles (figure II-13) et fréquentielle (figure II-14) de filtre en racines au cosinus surélevé avec différentes valeurs de  $\alpha$ .

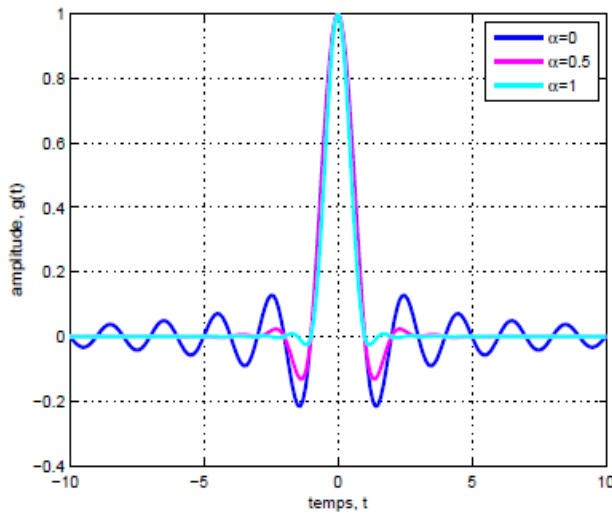


Figure II-13 Exemple de réponses impulsionnelles de filtres en racine de cosinus surélevé.

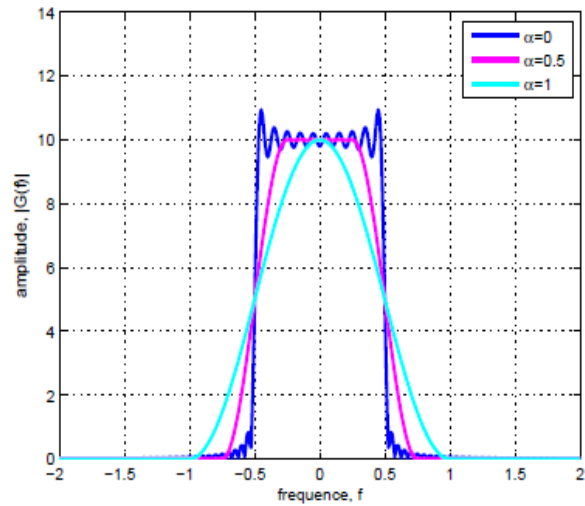


Figure II-14 Exemple de réponses fréquentielles de filtres en racine de cosinus surélevé.

## II.2.2 Canal de communication

La transmission dans un système de communication sans fil se fait dans un milieu hostile qui détériore les performances de celui-ci. Des techniques de codage, de modulation et d'égalisation permettent d'améliorer ces performances. Pour évaluer les performances de telles techniques, une modélisation adéquate du canal doit être réalisée.

La modélisation du canal nécessite de faire une étude pratique des phénomènes qui causent la distorsion du signal. Ces phénomènes sont explicables par différents processus physiques de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air.

Pour pouvoir présenter les caractéristiques du modèle de canal établi par le Stanford University Interim (SUI), utilisé dans notre étude, une présentation des phénomènes de propagation de l'onde électromagnétique dans l'air s'impose.

### II.2.2.1 Classification des modèles de canaux et leurs caractéristiques

Le canal est un élément néfaste au bon fonctionnement de la liaison dans les communications mobiles ce qui rend en général sa modélisation un sujet particulièrement étudié. C'est d'ailleurs pour atteindre un traitement efficace ou quasi-optimal des perturbations du canal que les systèmes de communications actuels sont complexes.

L'élaboration d'un système dépend donc principalement de l'état du canal considéré, ce qui rend sa modélisation très importante. Ces études ont donc abouti à de nombreux modèles de canaux dépendant du contexte de la communication et de toutes les hypothèses formulées. Dans la plupart des cas, nous retrouvons les effets de multi-trajet provoqués par les phénomènes de propagation des ondes.

Une caractéristique très importante dans la modélisation de canal pour les communications mobiles est la considération d'un des trajets qui est en vue directe (Line Of-Sight: LOS) sans oublier le cas où il n'y a pas de trajet en vue direct (Non-Line-Of-Sight : NLOS).

L'hypothèse la plus importante dans la modélisation de canal est la nature des évanouissements. En effet, dans une première catégorie, nous avons les évanouissements uniformes en fréquence (flat fading), l'étalement du délai (delay spread) y est inférieur à la période d'un symbole. La seconde catégorie est celle des modèles à évanouissements dispersifs en fréquence (dispersive fading), ainsi l'étalement du délai sera supérieur à la



durée d'un symbole ce qui provoquera un empiètement des différentes répliques du signal entre elles.

Il est donc nécessaire de choisir un modèle particulier pour l'élaboration de notre système. Cependant, un modèle de canal représente un cas bien défini dans un contexte de communications mobiles. Pour notre étude, c'est le modèle SUI (Stanford University Interim) qui était choisi après une recherche bibliographique élargie [12]. Ce modèle est présenté dans la section suivante.

## II.2.2.2 Phénomènes de propagation

### II.2.2.2.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements

Dans le contexte de liaison sans fil, les signaux transitent à travers des environnements non contrôlés ce qui engendre des obstacles dont les dimensions sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde.

Il en résulte des phénomènes complexes de réflexion qui se traduisent par des modifications des paramètres du signal initial tel que l'amplitude et la phase, la diffusion, cas limite d'une réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée et enfin de diffraction lorsque les dimensions de l'obstacle ne sont plus infiniment grandes devant la longueur d'onde.

Ce sont ces phénomènes de propagation des ondes qui introduisent les multi trajets du signal, illustrés sur la figure II-15.

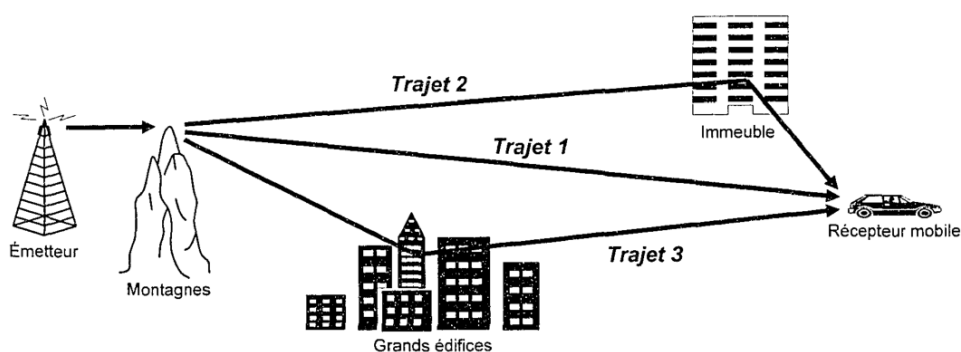


Figure II-15 Exemple d'une transmission multi trajet.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est constitué de plusieurs répliques du signal envoyé à des délais différents avec des caractéristiques en amplitude et en phase propres à chacun des trajets.

Ces phénomènes de propagation des ondes peuvent avoir un impact déterminant dans la réception des informations et nécessitent des traitements complexes pour y remédier.

Cependant, ces phénomènes de réflexion, diffusion et diffraction ne sont pas les seuls perturbateurs dans notre liaison. Étant donné le contexte de communications sans fil, la mobilité du récepteur introduit un autre phénomène dit l'effet Doppler.

#### II.2.2.2 Décalage fréquentiel de la porteuse (Effet Doppler)

Pendant la communication, le récepteur qui est la plus part du temps considéré comme mobile par rapport à l'émetteur fixe crée du mouvement entre les deux entités, ce qui provoque un décalage fréquentiel de la porteuse que l'on appelle l'effet Doppler.

Le calcul de ce décalage fréquentiel se fait selon la formule suivante :

$$\Delta f = \frac{vf_o}{c} \cos \theta \quad (\text{II.10})$$

Où :

$\Delta f$  : Décalage fréquentiel,

$v$  : Vitesse de déplacement du récepteur mobile,

$f_o$  : Fréquence porteuse,

$c$  : Vitesse de propagation de la lumière ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ),

$\theta$  : Angle de réception du signal au récepteur par rapport à l'axe horizontal.

#### II.2.2.3 Modèle du Stanford University Interim (SUI)

La modélisation du canal de propagation est toujours un sujet de recherche. Ceci est probablement compréhensible vue la complexité de modélisation des caractéristiques physiques du canal de télécommunications sans fil. Il est donc nécessaire d'avoir de bons modèles pour valider les simulateurs implémentés.

Le modèle SUI est très intéressant pour représenter un canal de communications sans fil avec trajet en vue direct (LOS) et sans trajet en vue directe (NLOS). Son fondement théorique est un regroupement de différents aspects concernant les effets de propagation d'une onde électromagnétique.

### II.2.2.3.1 Modèle des pertes des trajets (Path Loss)

Le modèle utilisé couvre les trois types de terrains principalement rencontrés aux États-Unis. La catégorie **A**, comportant des pertes de trajet élevées, est celle d'un terrain montagneux avec une densité d'arbres allant de modérée à élevée. A l'inverse, la catégorie **C** caractérise un terrain relativement plat et une faible densité d'arbres. La catégorie **B** est donc pour les pertes de trajets intermédiaires. Ces données ont été prises par AT&T Wireless Services en 1995 dans des environnements macro cellulaires aux États-Unis [13]. La perte de trajet médiane est calculée par la formule suivante :

$$PL = A + 10\rho \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + s \quad \text{pour } d > d_0 \quad (\text{II.11})$$

Où :

$d$  distance entre l'émetteur et le récepteur,

$d_0$  est une distance de référence égale à 100m,

$$A = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) \quad (\text{II.12})$$

$\lambda$  est la longueur d'onde en mètres,

$$\rho = (a - bh_b + \frac{c}{h_b}) \quad (\text{II.13})$$

Pour une hauteur d'antenne ( $h_b$ ) entre 100m et 80m et a, b et c sont des constantes qui dépendent de la catégorie du terrain dont les valeurs sont présentés dans le tableau II-7.

**Tableau II-7** Valeurs des paramètres pour le calcul des pertes de trajet selon le type de terrain.

Paramètre du modèle	Terrain de type A	Terrain de type B	Terrain de type C
a	4,6	4	3,6
b	0,0075	0,0065	0,005
c	12,6	17,1	20

### II.2.2.3.2 Caractéristiques des évanouissements

L'effet des multiples trajets cause des effets constructifs et destructifs sur le signal reçu, ce qui cause des évanouissements de puissance. Dans le cas du modèle SUI, deux phénomènes caractérisent ceci. D'abord, c'est le facteur de Rice (facteur K) qui modifie la

distribution aléatoire des évanouissements et ensuite l'effet Doppler qui est considéré pour représenter le mouvement entre les antennes.

#### II.2.2.3.2.1 Distribution des évanouissements

Les évanouissements de ce modèle suivent une distribution de Rice. Le principal paramètre qui définit cette densité de probabilité est le facteur  $K$ . Il représente le ratio entre la puissance du trajet direct et celle des autres chemins de propagation. Le modèle est défini par :

$$K = F_s F_h F_b K_o d^\rho u \quad (\text{II.14})$$

où  $F_s$  est le facteur de saison :  $F_s = 1.0$  l'été (feuilles) et  $F_s = 2.5$  l'hiver. Ensuite,  $F_h$  est un facteur en fonction de la hauteur de l'antenne du récepteur  $h$  (en mètres) et  $F_h = (h/3)^{0.46}$ .  $F_b$  est le facteur de largeur du faisceau qui dépend de l'angle  $b$  et  $F_b = (b/17)^{-0.62}$ . Finalement,  $K_o = 10$  et  $\rho = -0.5$  sont des coefficients de régression et  $u$  est une variable lognormal avec une moyenne de 0dB et un écart-type de 8dB [13, 14].

#### II.2.2.3.2.2 Spectre de Doppler

Dans le cas SUI, l'effet Doppler représente le mouvement que peuvent avoir les antennes entre elles ainsi que le milieu de propagation. En effet, une antenne placée à une certaine hauteur aura nécessairement un léger mouvement. La fréquence maximale de Doppler ( $f_m$ ) est donc plutôt faible par rapport aux communications mobiles. Ce qui influence le spectre de Doppler c'est le vent combiné au feuillage, à la fréquence de la porteuse et au trafic hertzien.

#### II.2.2.3.2.3 Paramètres des canaux SUI

Pour contrôler et faire varier les conditions du canal, différents paramètres sont définis par le modèle. Dans un premier temps, les caractéristiques de chaque trajet comme les puissances et les délais ainsi que la puissance relative au premier trajet doivent être fixés. On suppose que le premier trajet est la référence et correspond ainsi au temps  $t = 0$ . Ces paramètres permettent de définir les aspects de la propagation multi-trajet du signal. À partir de ceci, l'étalement du délai peut être calculé. D'autre part, comme mentionné précédemment, le facteur  $K$  est un paramètre qui permet de définir le rapport entre la puissance du trajet principal et la puissance des trajets aléatoires. Pour faciliter l'ajustement des paramètres, la documentation du modèle SUI présente six scénarios prédéfinis pour un canal à trois trajets. Ils tiennent compte de conditions de canal très variables. Le

tableau II-8 [12, 5] illustre de manière globale et simplifiée les caractéristiques de chaque scénario.

**Tableau II-8** Caractéristiques des différents scénarios pour les canaux SUI

Modèles	Effet Doppler	Facteur K	Étalement du délai	Type de terrain
SUI-1	Faible	Elevée	Faible	C
SUI-2	Faible	Elevée	Faible	C
SUI-3	Faible	Faible	Faible	B
SUI-4	Modérée	Faible	Modérée	B
SUI-5	Elevée	Faible	Elevée	A
SUI-6	Elevée	Faible	Elevée	A

Les vecteurs des retards et des puissances relatives à ces canaux sont regroupés dans les tableaux II-9 et II-10.

**Tableau II-9** Valeurs des paramètres des différents scénarios pour les canaux SUI.

Modèles	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3	Retard RMS <sup>12</sup> [µs]
SUI-1	0	0.4	0.9	0.111
SUI-2	0	0.4	1.1	0.202
SUI-3	0	0.4	0.9	0.264
SUI-4	0	1.5	4	1.257
SUI-5	0	4	10	2.842
SUI-6	0	4	20	5.24

<sup>12</sup> La valeur efficace (RMS) de l'étalement des retards est définie comme étant la racine carrée du moment de second ordre du Power Delay Profile (PDP).

**Tableau II-10** Les puissances des trajets relatifs aux canaux SUI en dB

Modèles	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3
SUI-1	0	-15	-15
SUI-2	0	-12	-20
SUI-3	0	-5	-10
SUI-4	0	-4	-8
SUI-5	0	-5	-10
SUI-6	0	-10	-14

**Tableau II-11** Les niveaux (en dB) du facteur K dans les canaux SUI

Modèles	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3
SUI-1	4	0	0
SUI-2	2	0	0
SUI-3	1	0	1
SUI-4	0	0	0
SUI-5	0	0	0
SUI-6	0	0	0

Le facteur K est défini comme étant le rapport de la puissance du trajet LOS sur la puissance de chaque trajet NLOS. Si  $K = 0\text{dB}$  le canal est de type Rayleigh.

### II.2.3 Récepteur

Dans les normes de communication, la plupart du temps, le corps de la norme définit les détails de conception de l'émetteur, tandis que les détails du récepteur sont laissés au fabricant pour les définir. Comme on l'a déjà mentionné, les blocs de la chaîne de réception doivent être le miroir des blocs de la chaîne d'émission ; c'est-à-dire que la chaîne de réception comprend des blocs garantissant les fonctions duales à celles effectuées en émission.

Les mêmes blocs de la chaîne de transmission sont dans l'ordre inverse et légèrement modifiés pour implémenter la chaîne de réception. En plus, deux nouveaux blocs ont été ajoutés à la chaîne de réception. Ces deux blocs sont l'égaliseur du canal et l'estimateur du rapport signal sur bruit(SNR).

Le module de l'égaliseur du canal permet au récepteur de corriger les inévitables erreurs ou perturbations des signaux transmis (par exemple la modification de l'énergie, de l'amplitude et de la phase du signal original) dues au canal de communication. Le bloc estimateur du rapport signal/bruit calcule le rapport signal/bruit (SNR) et transmet la valeur correspondante vers l'émetteur pour que ce dernier puisse appliquer le profil de modulation et de codage correspondant.

L'étude détaillée de ces deux nouveaux blocs ainsi qu'une brève description des blocs de la chaîne de réception seront présentées dans les sections suivantes.

### II.2.3.1 Filtre et Sous-Echantillonnage

Comme cela a été précisé dans la section II.2.1.6, le filtre de réception est adapté à celui en émission. Il est de type racine de cosinus surélevé avec un facteur  $\alpha = 0.3$ . Un sous-échantillonnage des données par le facteur OSR<sup>13</sup> (Over Sampling Ratio) est également utilisé afin de retrouver ces données sous leur forme initiale.

### II.2.3.2 Transformée de fourrier rapide FFT

A la sortie du bloc de filtrage et de sous-échantillonnage, les données sont remises en parallèle puis passées dans le bloc FFT. Contrairement à l'IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

$$R_K = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r_n \cdot \exp(-j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}) \quad (\text{II.15})$$

Où

$k$  est l'indice de la sous porteuse (domaine fréquentiel)

$r_n$  est le symbole reçu à l'instant  $n \cdot T_s$

$N_{FFT}$  est la taille de FFT

### II.2.3.3 Désassemblage

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

### II.2.3.4 Estimation du canal

Pratiquement, les canaux de transmission sans fil sont souvent variables dans le temps ou inconnus à priori. En plus du signal transmis, les canaux de transmission introduisent ses paramètres, entre autres le bruit et le retard de la propagation, qui peuvent varier au cours de la transmission. En effet, l'évolution de l'environnement de transmission, au cours du temps, modifie aléatoirement l'énergie, l'amplitude et la phase du signal transmis.

---

<sup>13</sup> OSR : Taux d'échantillonnage global

Compte tenu de l'effet du canal sur les signaux transmis, afin de garantir une bonne détection des signaux transmis, l'estimation et l'égalisation du canal en temps réel sont indispensables. Le but de ce bloc de la chaîne est d'estimer la fonction de transfert du canal de propagation.

Pour cela, deux hypothèses se profilent à propos du type du canal :

1. à évanouissement lent,
2. à évanouissement rapide.

Dans le premier cas, la technique d'estimation la plus adaptée est celle basée sur un arrangement en bloc des symboles pilotes à l'émission. Cependant, la réponse fréquentielle du canal estimée à un bloc (symbole OFDM) donné n'est plus valable au bloc suivant si le canal est à évanouissement rapide (changement rapide de la réponse fréquentielle) (Figure II-16a) [5]. Il existe un autre arrangement, dit des pilotes répartis, dans lequel les porteuses pilotes ne se trouvent pas côte à côte mais plutôt réparties dans le symbole OFDM avec une distance  $S$  les séparant (Figure II-16b). Cela permettra de mettre à jour les coefficients estimés au niveau de chaque symbole. Selon la norme WiMax, nous retrouvons ces deux types d'arrangement dans la structure du préambule (bloc) et celle des symboles OFDM (répartis). Quel que soit le type d'arrangement choisi pour l'estimation, nous aurons recours soit à la technique dite des moindres carrés LS (Least Square en anglais), ou celle dite de l'erreur quadratique moyenne minimale MMSE (Minimum Mean Square Error en anglais).

- Dans le cas de la technique LS la réponse fréquentielle du canal s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{H}_{K,l}^{LS} = \frac{Y_{K,L}}{X_{K,L}} = \frac{1}{|X_{K,L}|^2} * (X_{K,L}^* Y_{K,L}) \quad (\text{II.16})$$

avec  $X_{k,l}$  (resp.  $Y_{k,l}$ ) le symbole à la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse et au  $l^{\text{ème}}$  symbole OFDM de la séquence d'apprentissage émise (resp. reçue).

Cette technique est la plus simple. Son inconvénient est qu'elle ne prend pas en compte le bruit.

- Dans le cas de la technique MMSE, la réponse fréquentielle du canal s'écrit :

$$\hat{H}_{K,l}^{MMSE} = \frac{1}{(|X_{K,L}|^2 + \sigma^2)} * (X_{K,L}^* Y_{K,L}) \quad (\text{II.17})$$

Où  $\sigma^2$  est la variance du bruit.



La technique LS est souvent utilisée pour estimer les coefficients du canal, l'effet du bruit est compensé par l'égalisateur.

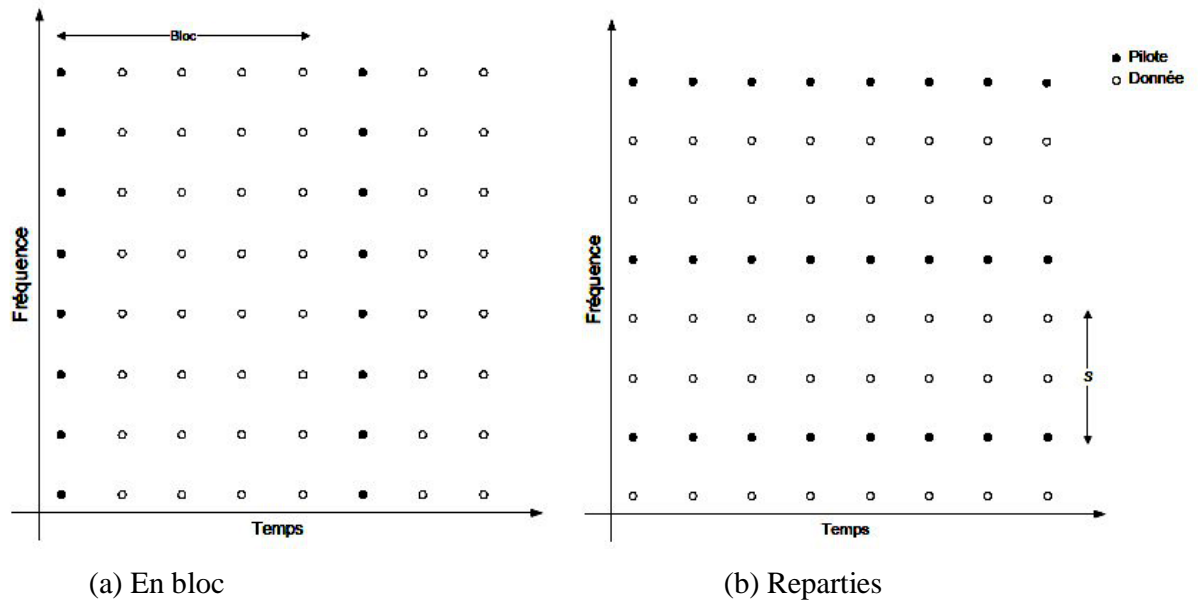


Figure II-16 Les types d'arrangement de porteuses-pilotes dans un symbole OFDM

### II.2.3.5 Egalisation

Le rôle de l'égaliseur est de compenser l'effet du canal sur le signal reçu. En effet, l'égaliseur essaie de corriger en temps réel les signaux reçus en se basant sur les informations fournies par l'estimateur du canal.

Il est à rappeler que l'un des avantages de l'OFDM est de simplifier l'égalisation contrairement aux transmissions mono-porteuse. Ceci est expliqué du fait que l'utilisation du préfixe cyclique permet que la transformée de Fourier de taille  $N$  d'un canal à  $M$  trajets soit diagonale, après calcul. L'égalisation est alors triviale puisqu'il suffit d'effectuer des inversions scalaires au lieu d'effectuer des inversions matricielles.

$$\hat{X}_{K,L} = \frac{Y_{K,L}}{\hat{H}_{K,L}} \quad (\text{II.18})$$

Avec  $\hat{X}_{K,L}$  le symbole estimé,  $Y_{k,l}$  le symbole reçu et  $\hat{H}_{k,l}$  la canal estimé relatif à la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse et au  $l^{\text{ème}}$  symbole OFDM.

Cette inversion fait référence à une forme d'égalisation linéaire appelée égalisation en **Zero Forcing (ZF)**. Ce type d'égaliseurs permet de compenser parfaitement les IES surtout en absence de bruit. Toutefois, il présente des performances moins bonnes si le canal est bruité. En effet, il amplifie considérablement le bruit aux fréquences  $f$  pour lesquelles la réponse du

canal  $H(f)$  présente des très faibles amplitudes. Pour remédier à ce problème, un autre type d'égaliseurs, capable de minimiser aussi bien les IES que le bruit à sa sortie, peut être utilisé. Il s'agit, dans ce cas, de l'égaliseur en Erreur Quadratique Minimale Moyenne (Minimum Mean-Square Error (MMSE) en anglais). Le symbole corrigé  $\hat{X}_{K,L}$  s'écrit alors :

$$\hat{X}_{K,L} = \frac{\hat{H}_{K,L}^*}{|\hat{H}_{K,L}|^2 + \sigma^2} * Y_{K,L} \quad (\text{II.19})$$

La figure II-17 illustre l'exemple d'une égalisation sur des symboles modulés en QPSK [5].

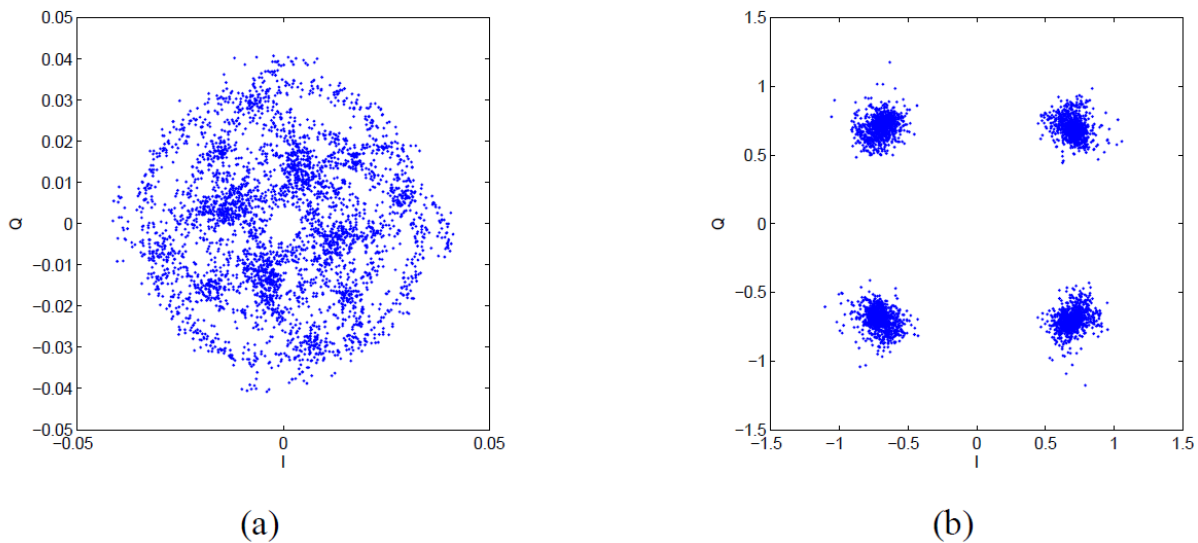


Figure II-17 Exemple de constellations QPSK (a) Avant égalisation (b) Après égalisation

### II.2.3.6 Estimation de l'EVM et du SNR

#### II.2.3.6.1 Estimation de l'EVM

L'EVM (Error Vector Magnitude) est la représentation des distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états caractéristiques d'une modulation numérique.

A cause des interactions avec le canal de propagation, des bruits des instruments de mesure et de la différence de fréquence liée aux oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur, le symbole reçu  $y(k)$  peut être différent du symbole émis (de référence)  $s(k)$  (figure II-18).

La différence entre le vecteur signal émis  $c_k$  (symbole de référence) et le vecteur signal reçu  $\hat{c}_k$  (symbole distordu) est le vecteur-erreur. Pour un seul symbole, l'EVM du signal reçu est le module du vecteur-erreur qui est donné par l'équation suivante.

$$EVM = |c_k - \hat{c}_k| \quad (\text{II.20})$$

Si au contraire, plusieurs symboles  $N_s$  sont générés, l'EVM est donnée sous la forme suivante

$$EVM(rms) = \left[ \frac{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |y(k) - s(k)|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |s(k)|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (II.21)$$

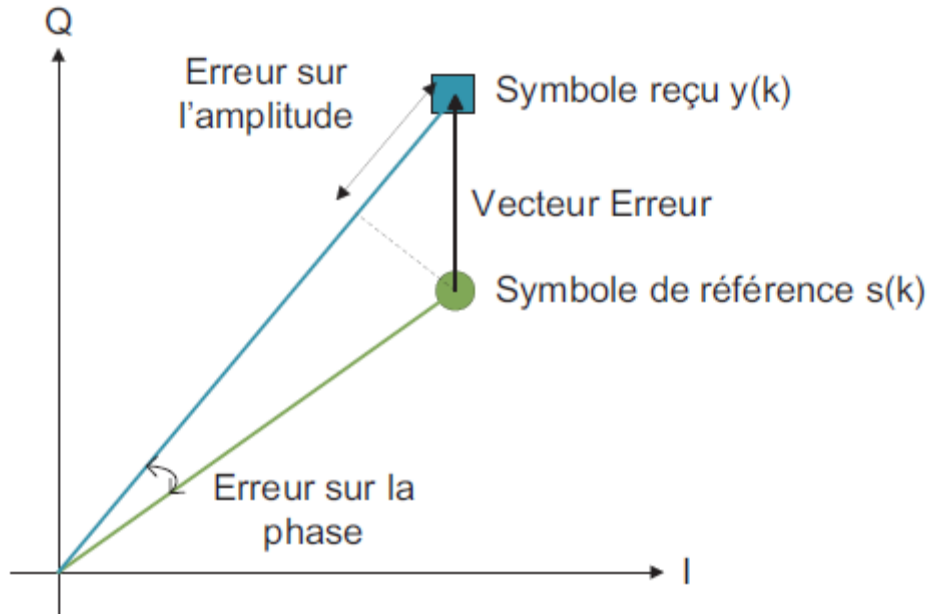


Figure II-18 Constellation des symboles émis et reçus et de l'erreur entre les deux.

### II.2.3.6.2 Estimation du SNR

Le rapport signal sur bruit (SNR) est un paramètre très important pour les études des communications numériques. Il existe plusieurs techniques d'estimation du SNR parmi lesquelles la méthode des moments, la méthode d'estimation par maximum de vraisemblance (ML) et le calcul de l'EVM. Les performances comparées avec les trois méthodes sont tracées sur la figure II-19. Nous retiendrons la méthode permettant l'estimation du SNR à partir de l'EVM. Ainsi, le SNR peut s'exprimer de la manière suivante :

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{1}{EVM} \right) \quad (II.22)$$

Il est à noter que le SNR estimé par l'équation ci-dessus correspond au rapport entre l'énergie reçue  $E_s$  et le bruit  $N_o$  donc  $\left( \frac{E_s}{N_o} \right)$ .

D'après [5] on peut illustrer une étude comparative de ces trois algorithmes de synchronisation sur la figure suivante :

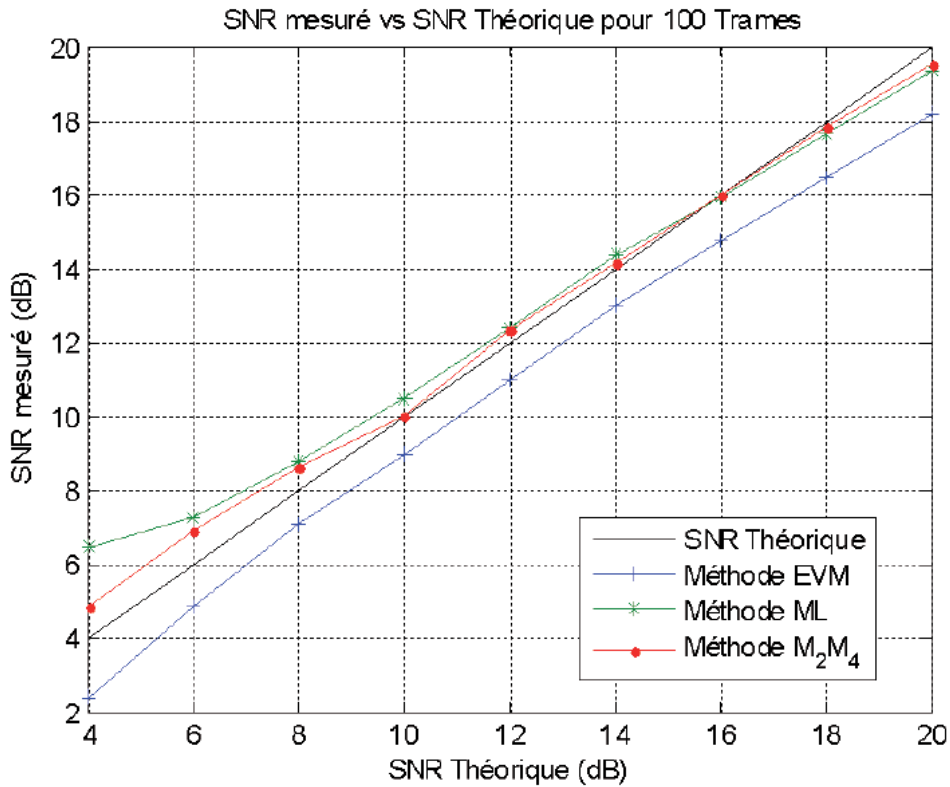


Figure II-19 Étude comparative des trois algorithmes de synchronisation et résultats de mesures pour une modulation QPSK

Après avoir estimé le canal et le rapport signal sur bruit, les signaux transmis passent dans le bloc démodulateur où ils seront démodulés.

### II.2.3.7 Démodulation

A partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit, le démodulateur permet d'estimer les données binaires envoyées de façon qu'elles soient quasiment identiques à celles qui entraient dans le modulateur du côté émetteur.

La méthode employée pour les estimer est celle qui se base sur le critère de la distance Euclidienne minimale. Cette méthode calcule les distances euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation afin d'estimer les symboles émis.

Le point de la constellation qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu est retenue comme étant l'estimation du symbole émis.

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmin}}(dE) = \underset{s}{\operatorname{argmin}}|y - \hat{h}_s| \quad (\text{II.23})$$

Avec  $\hat{s}$  le symbole estimé,  $y$  le symbole reçu,  $h$  les coefficients du canal de propagation et  $s$  le symbole émis.

Rappelons qu'après la démodulation on entame le décodage du canal.

### II.2.3.8 Décodage du canal

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission des données. Elle comporte les fonctions de désentrelacement, de décodage correcteur d'erreurs et de désembrouillage.

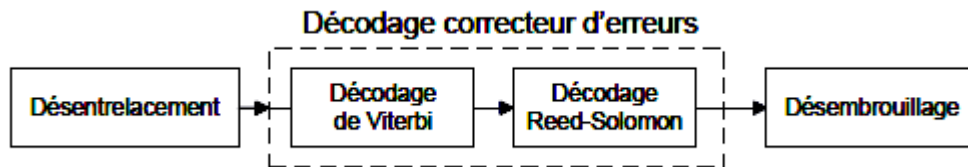


Figure II-20 Décodage canal

#### II.2.3.8.1 Désentrelacement

Comme nous l'avons déjà vu, l'entrelacement a pour but de permuter à deux reprises les données à envoyer afin d'éviter les erreurs groupées.

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction de l'entrelacement. Elle comporte également deux permutations dans l'ordre inverse de celles effectuées à l'émetteur afin que les bits retrouvent leur forme qu'ils avaient à l'entrée de l'entrelaceur.

#### II.2.3.8.2 Décodage correcteur d'erreurs

##### II.2.3.8.2.1 Décodage de Viterbi

Pour effectuer un décodage optimal, Viterbi a proposé un algorithme de décodage pour les codes convolutifs en 1967. Le décodeur de Viterbi utilise l'algorithme du même nom pour le décodage d'une séquence codée avec un encodeur convolutif. En effet, plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature pour le décodage d'une séquence codée d'une manière convolutive, cependant l'algorithme de Viterbi est le plus populaire et plus performant. Le seul inconvénient du décodeur de Viterbi réside dans le grand nombre des ressources consommées par une implémentation matérielle. L'étude théorique, l'analyse détaillée et les performances de l'algorithme de Viterbi sont largement couvertes dans divers livres et articles [9, 11].

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 reçu à un instant  $t$  et l'état du codeur lui correspondant au même instant.

#### **II.2.3.8.2.2 Décodage de Reed-Solomon**

Le décodeur RS inverse l'effet du processus de codage RS 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  $k = 239$ .

#### **II.2.3.8.2.3 Désembrouillage**

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

### **II.3 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté tous les modules de la couche physique de WiMax. Nous avons détaillé l'évolution des données à émettre depuis leur génération à l'entrée de l'émetteur jusqu'à leur sortie au niveau du récepteur. La théorie et le rôle de chaque module au niveau de l'amélioration de la performance de WiMax ont été présentés et discutés. Nous avons également détaillé la technique de modulation OFDM qui est l'élément central d'une transmission WiMax.

Comme notre mémoire se base sur l'étude de performance de couche physique de WiMax avec variation de codage canal sous des conditions de canal réel, nous avons présenté dans ce chapitre les paramètres et les caractéristiques des canaux SUI que nous avons utilisés dans la simulation de la chaîne de transmission WiMax. Les résultats de simulations de ces différents modèles de canaux ainsi que les résultats de toute la chaîne WiMax seront présentés dans le chapitre trois.

**CHAPITRE III**  
**SIMULATION ET**  
**ANALYSE DE LA**  
**COUCHE PHYSIQUE**  
**DE WIMAX**

## III. SIMULATION ET ANALYSE DE LA COUCHE PHYSIQUE DE WIMAX

### III.1 Introduction

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

Notre travail a comme objectif d'analyser les performances de chacun des modules constituant la chaîne de transmission sans fil WiMax. En plus, nous étudierons l'influence de différents paramètres tels que la vitesse de déplacement du récepteur, l'effet Doppler et le type de canal sur les performances de cette chaîne de transmission.

Nous entamons ce présent chapitre par l'énoncé des paramètres de simulation. Ensuite, nous présentons l'interface développée pour la simulation du système. Enfin, les résultats de simulation sont présentés, analysés et interprétés.

### III.2 Caractéristique de la chaîne de transmission WiMax simulée

La liaison WiMax simulée durant toutes les opérations a les caractéristiques suivantes :

Durée de la trame	5 ms
Bande passante	5 MHz
Nombre de bursts	1
Nombre de symboles OFDM par burst	5
Longueur du préfixe cyclique (G)	1/4
Nombre de sous-porteuses :	
Nombre total des sous-porteuses	256
Nombre de sous-porteuses data (des données)	192
Nombre de sous-porteuses pilotes	8
Nombre de sous-porteuses de garde	56



Canal adopté :

Modèle SUI-3	Trois trajets avec évanouissement
Vitesse du récepteur mobile	60 km/h
Fréquence de la porteuse	2 GHz
Puissance de chaque trajet	[0 -11 -22] dB
Etalement des retards	[0 0.4 0.9]*1e-6 s
Facteur-k de Rice	[3 0 0] dB

La figure III-1 illustre le schéma bloc de la simulation implémentée sous Matlab. Les détails de fonctionnement de ces modules ont été largement expliqués au chapitre II de ce mémoire. Comme décrit dans ce dernier, au niveau de l'émetteur, les données binaires sont codées avec un code Reed-Solomon suivi d'un code convolutif. Après le codage on applique un processus d'entrelacement sur la séquence obtenue. Une division de cette séquence en groupe de bits et une transformation de ces groupes en nombre complexes est effectuée suivant la modulation appropriée. Après la modulation, c'est la phase de la construction du symbole OFDM qui s'effectue en 3 étapes : la première étape consiste à ajouter les huit sous-porteuses pilotes et la sous-porteuse nulle. La deuxième étape est l'ajout des bandes de garde, ainsi que la séquence utilisée pour l'estimation du canal au récepteur. La troisième étape consiste à transformer ces sous-porteuses obtenues au domaine temporel en utilisant l'inverse de la transformée de Fourier (IFFT). Par la suite, on ajoute à la transformée de Fourier une extension due à l'intervalle de garde (préfixe cyclique). A la réception, les opérations inverses sont réalisées. En plus, le rapport signal/bruit est calculé en utilisant la métrique EVM en se basant sur l'égalisateur.

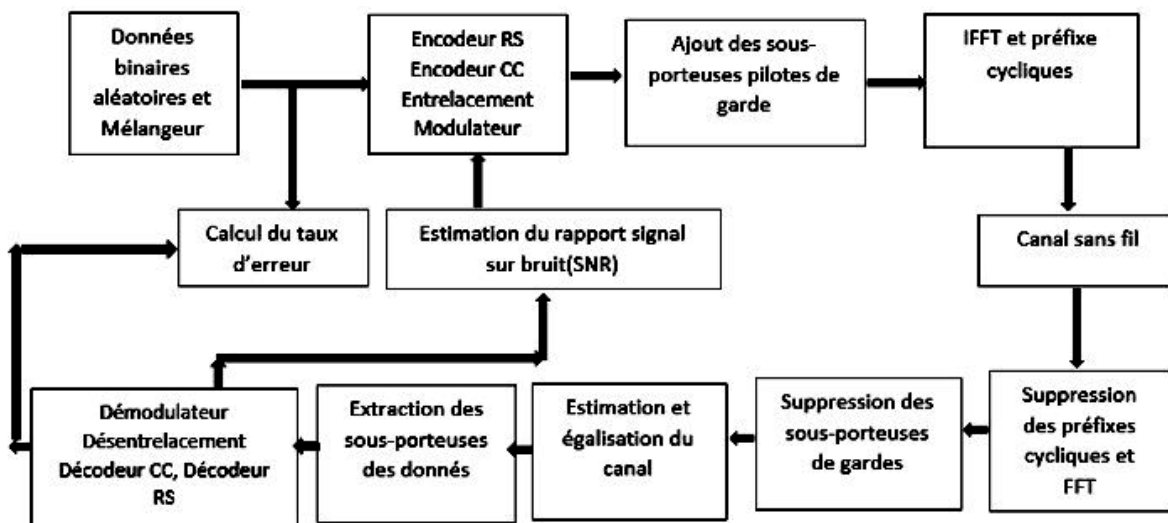


Figure III-1 Schéma bloc de la couche physique de WiMax simulé.

## III.2.1 Environnement de simulation

### III.2.1.1 Présentation globale du modèle simulé

Le simulateur WiMax développé au cours de ce travail dans un environnement Matlab est fondé sur une approche modulaire. Cette approche nous a permis de réaliser les programmes de simulation du système sous forme de blocs de la même manière qu'un système de communication fonctionne. Le principe de cette procédure est de définir les paramètres d'initialisation et les données d'entrée et permet de fournir les résultats de sortie.

Au début de la simulation, le nombre de symboles OFDM, la longueur du préfixe cyclique, la modulation, le taux de codage, la plage des valeurs du SNR ainsi que le modèle du canal SUI doivent être implémentés.

Les valeurs des variables de sortie nous permettent de les représenter sur des courbes pour analyser les performances du système WiMax.

### III.2.1.2 Interface de Simulation WiMax

Pour pouvoir analyser certains paramètres, à savoir le taux d'erreur binaire, la constellation et l'efficacité spectrale, nous avons réalisé sous Matlab une interface graphique interactive est plus simple à utiliser que le code pur. Dans cette section nous présentons cette interface ainsi que les éléments qui la composent.

La figure III-2 présente l'interface graphique du simulateur. On remarque sur la figure les différentes parties de l'interface.

L'interface se compose de trois zones :

- Zone d'initialisation des paramètres.
- Zone des commandes.
- Zone de traçage des résultats.

#### 1. Zone d'initialisation des paramètres

Elle comporte :

- Type du WiMax : permet de sélectionner le type de la technologie WiMax que l'on veut simuler. Le choix s'effectue entre fixe et mobile. Si on choisit le WiMax mobile, il nous sera proposé de saisir la vitesse du récepteur comme le montre la figure III-3.
- Préfixe cyclique : permet de choisir la taille du préfixe cyclique du signal OFDM.

- Profils : permet selon un indice (de 1 à 8), de choisir la modulation et le taux de codage global qu'on veut appliquer au signal codé (figure III-2).
- Type de canal : permet de sélectionner le modèle du canal de transmission entre SUI-2, SUI-3 et SUI-6.
- Paramètre à simuler : permet de sélectionner le paramètre à analyser. Les différents paramètres à analyser sur les courbes sont : le taux d'erreur binaire, l'efficacité spectrale et la constellation.

## **2. Zone des commandes**

Elle est constituée des cinq boutons suivants (figure III-3) :

- bouton (1) « Simuler » : permet de lancer la simulation. A la fin de la simulation une fenêtre signale qu'elle s'est terminée sans erreur.
- bouton (2) « Tracer » : permet de tracer dans la zone (6) délimitée par les axes, une courbe selon le paramètre à simuler sélectionné.
- bouton (3) « Elargir » : permet d'agrandir la figure au cas où on a besoin de garder la courbe pour passer à une autre simulation.
- bouton (4) « Comparer » : permet de comparer chaque paramètre (Taux d'erreur binaire et Efficacité spectrale) selon le nombre de profile qu'on a déjà simulé.
- bouton (5) « Reset » : permet de remettre à l'état initial la zone de traçage (6).

## **3. Zone de traçages des résultats**

Indiquée sur la figure III-3 par (6), elle permet d'illustrer les tracés suivant deux axes.

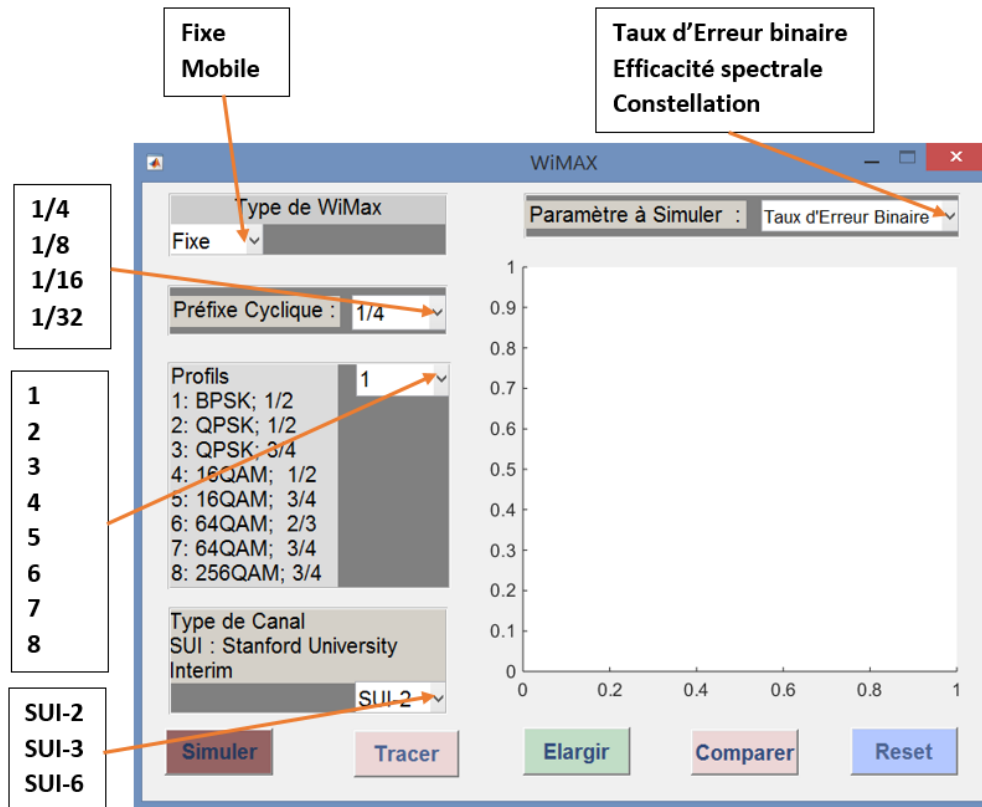


Figure III-2 Zone initialisation des paramètres de l'interface.

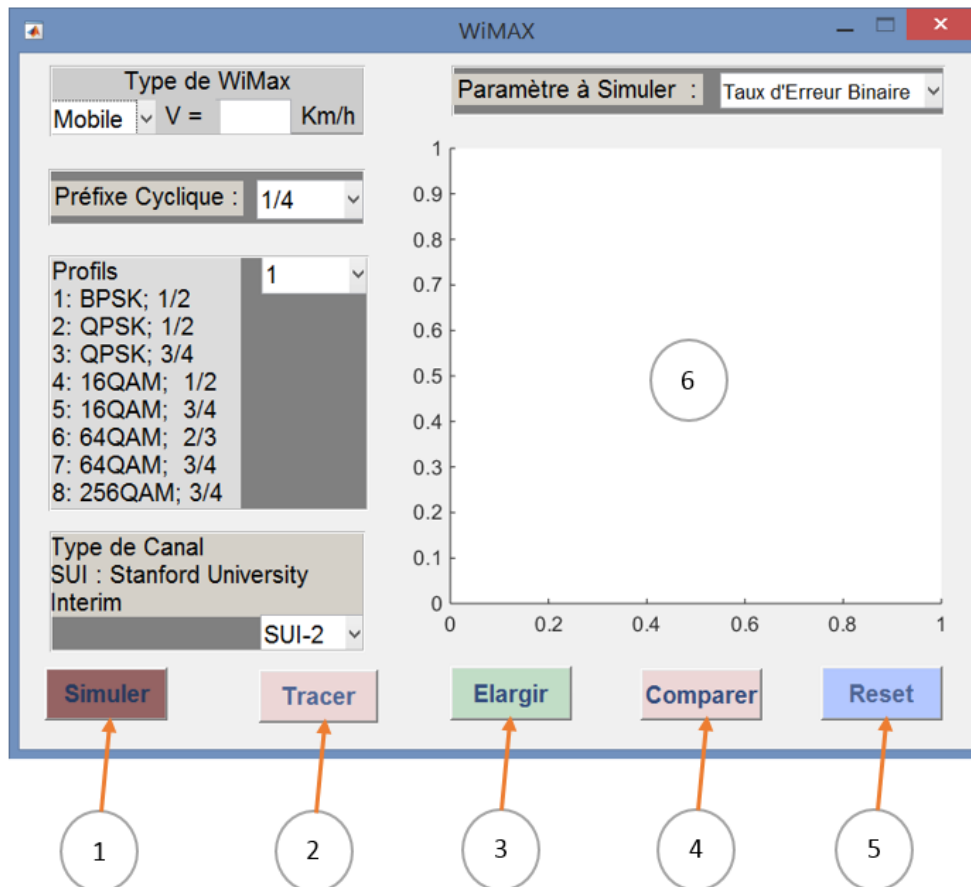


Figure III-3 Zone des commandes et de traçages des résultats.

La figure III-4 illustre un exemple d'implémentation de l'interface graphique présentée, afin de simuler le taux d'erreur binaire d'une transmission WiMax mobile à une vitesse du récepteur de 60Km/h, un profil BPSK avec un taux de codage 1/2 et un canal SUI-3

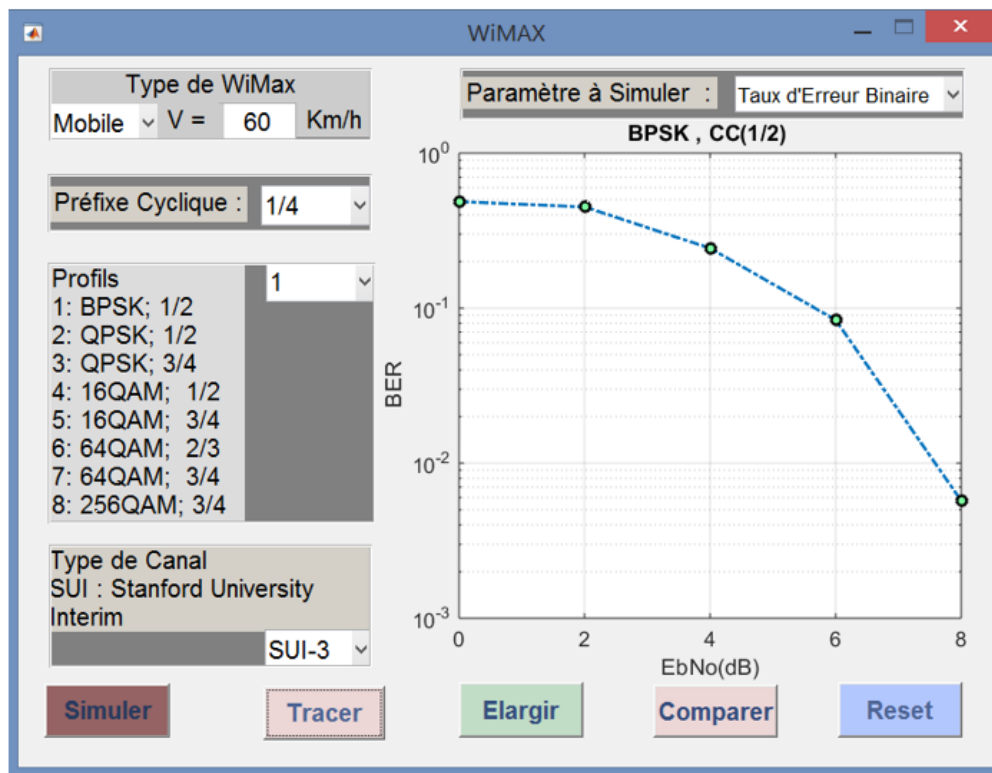
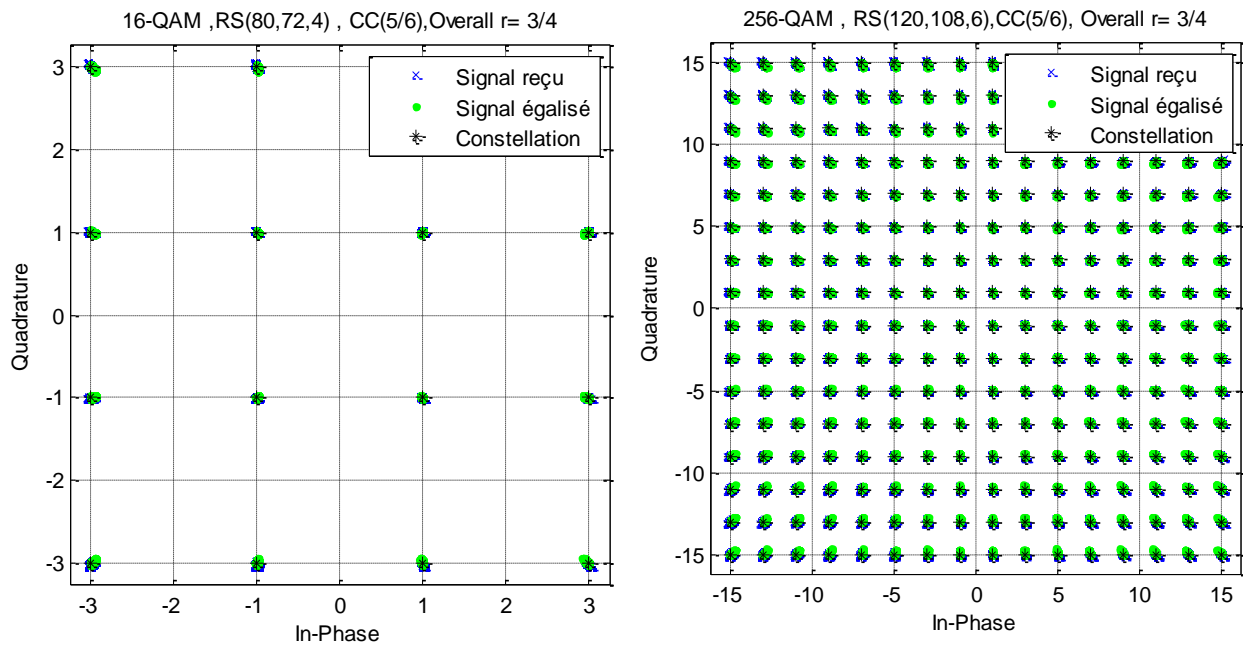


Figure III-4 Exemple d'implémentation de l'interface.

### III.2.1.3 Validation des modules de Simulation WiMax

Avant d'entamer les simulations, il nous était indispensable de vérifier si tous les algorithmes ont été correctement implémentés. Pour cela, on a simulé la chaîne WiMax mais en court-circuitant le canal de transmission. Les résultats obtenus nous ont confirmés que les différents blocs de la chaîne WiMax sont bien implantés du fait que le TEB était nul. Plus, comme nous le voyons sur la figure III-5, les données transmises (en noir) et celles égalisées (en vert) sont confondues avec les données reçues (en bleu) sur la constellation.



**Figure III-5** Constellation pour deux profil (16-QAM  $\frac{3}{4}$  et 256-QAM  $\frac{3}{4}$ ) d'une chaine implémentée sans canal

### III.3 Résultats de simulation

Dans cette section, nous allons voir l'influence des blocs constituant la couche physique WiMax sur la performance globale de cette dernière. L'apport en performance du codage correcteur d'erreur, de l'entrelaceur, de l'égaliseur et du préfixe cyclique sera montré. En plus, en fonction du profil et du signal sur bruit, les courbes de l'efficacité spectrale et du taux d'erreur binaire seront analysées.

Sauf indication contraire, toutes les simulations sont faites pour le WiMax mobile avec une vitesse du récepteur de 60 km/h et on a adopté le SUI-3 comme modèle de canal de transmission sans fil.

#### III.3.1 Efficacité spectrale

La notion d'efficacité spectrale est importante en transmission numérique. Elle compare la bande passante de la représentation analogique du signal d'information numérique au débit véhiculé dans ce canal.

L'efficacité spectrale est définie comme le flux binaire par Hz. Soit le débit divisé par la bande passante du canal de transmission.

La valeur de l'efficacité spectrale pour des systèmes de transmission mobiles avoisine 1[b/s/Hz]. Pour des liaisons point-à-point ou des connexions câblées, elle peut atteindre 6[b/s/Hz]. Concrètement, cela signifie qu'il est possible de transmettre 48[Mb/s] dans un canal large de

8[MHz], soit l'équivalent de presque 10 signaux de télévision numérique PAL<sup>14</sup> dans un canal de transmission qui ne transporte qu'un signal PAL. C'est bien là que se trouve le principal intérêt d'un passage au numérique : transmettre plus de signaux pour une même largeur de canal. Plus l'efficacité spectrale est importante, plus nous pouvons transmettre avec un débit important.

L'efficacité spectrale est décrite de plusieurs manières dans la littérature. Nous allons la décrire avec la relation suivante [15] :

$$\eta = (1 - BER)^n * m * r \quad (III.1)$$

Avec :

- $\eta$  : efficacité spectrale en bit/sec/Hz
- BER : taux d'erreur binaire
- n : nombre de bits par trame
- m : nombre de bits par symbole
- r : taux de codage

Dans cette équation, on remarque que l'efficacité spectrale est proportionnelle au nombre de bits par symbole qui est l'ordre de la modulation.

La figure III-6 illustre les courbes d'évolution de  $\eta$  en fonction du SNR pour tous les profils burst dans la technologie WiMax.

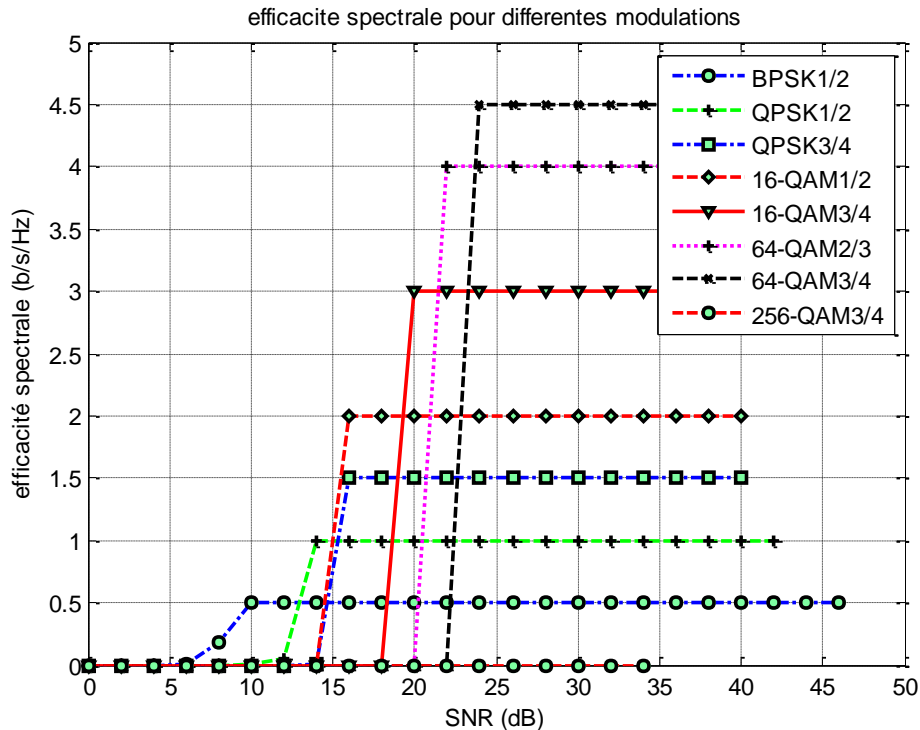


Figure III-6 Courbe  $\eta$  vs.SNR pour tous les profils sur un canal SUI-3.

<sup>14</sup> Phase Alternating Line : le système de codage en couleur de la vidéo.

Comme nous le constatons sur la figure III-6, plus l'ordre de la modulation augmente plus l'efficacité spectrale augmente. Ainsi la théorie stipulée dans l'équation (III.1) est confirmée.

### **III.3.2 Taux d'erreur binaire (BER : Binary Error Rate)**

Dans cette section nous présentons l'étude de l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour les différents profils burst dans la technologie WiMax.

La figure III-7 présente la variation du BER en fonction du SNR dans un canal de type SUI-3, WiMax mobile à  $V=60$  km/h. A 20dB du rapport signal sur bruit on constate que le BER va de  $10^{-3}$  pour des modulations d'ordre élevé comme la QAM-256 à  $10^{-1}$  pour des modulations d'ordre faible tel que la BPSK.

Cela indique que la robustesse de la liaison diminue avec l'augmentation de l'ordre de la modulation. Donc un compromis entre la fiabilité et le débit de données doit être considéré et la théorie est ainsi confirmée.

Cependant, il s'impose de mentionner que les profils de modulation les plus faibles (BPSK, QPSK) offrent une meilleure performance avec un SNR très faible. En effet, si pour un système de modulation donné, une plus grande valeur de SNR est nécessaire pour le transfert de données, cela signifie que plus d'énergie est nécessaire pour le transfert de chaque bit. Autrement dit, toujours en s'appuyant sur la figure III-7, les techniques de modulation avec faible efficacité spectrale, BPSK et QPSK, nécessitent un rapport signal/bruit relativement faible pour offrir un service fiable et, par conséquent, sont plus économiques en énergie et moins vulnérables aux erreurs de bits. En effet, les régimes de modulation BPSK et QPSK doivent être utilisés lorsque les conditions du canal sont sévères (rapport SNR faible). Cependant ces régimes de modulation offrent des débits de données plus faibles, d'où un compromis entre la fiabilité et le débit de données.

Nous constatons également que les régimes de modulation 16-QAM, 64-QAM et 256-QAM nécessitent un rapport signal/bruit plus grand pour atteindre un taux d'erreur binaire acceptable. Ainsi, ces régimes de modulation ne doivent pas être appliqués à moins que la qualité du canal sans fil estimée soit bonne (rapport SNR élevé).



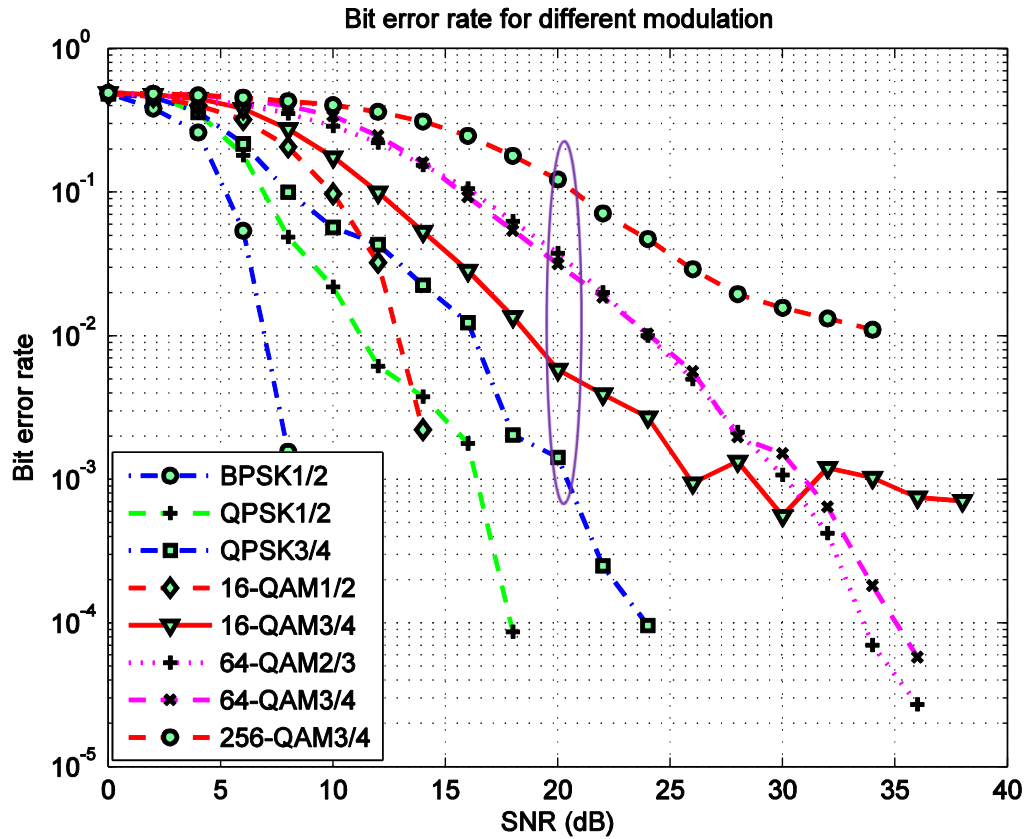


Figure III-7 BER vs SNR pour les différents profils sur un canal SUI-3

### III.3.3 Constellation des profils et égalisation

Les figures III-8, III-9 et III-10 présentent respectivement les constellations des profils QPSK (1/2), 16-QAM (1/2) et 256-QAM (3/4) suivant la plage des valeurs de SNR sur un canal SUI-3. Le symbole ‘x’ en bleu désigne le signal reçu, le symbole ‘o’ en vert désigne le signal égalisé et le symbole ‘\*’ en noir désigne le signal transmis.

Nous observons sur ces figures que plus la taille de la modulation augmente, plus les erreurs de transmission sont nombreuses. En effet pour le profil QPSK (1/2), les symboles reçus sont suffisamment éloignés ce qui permet d’estimer approximativement leur positions idéales sur la constellation malgré les erreurs qui ont eu lieu. Par contre pour les profils 16-QAM (1/2) et 256-QAM (3/4), les points de la constellation sont rapprochés, ce qui rend impossible l’estimation du signal reçu sur la constellation.

De ce qui précède, on comprend le rôle de l’égalisation. Elle permet, à partir du signal reçu bruité, d’estimer le plus précisément possible leur position idéale sur la constellation en utilisant la distance minimale euclidienne. Le signal égalisé ressemble plus ou moins à celui transmis comme on peut le remarquer sur ces figures.

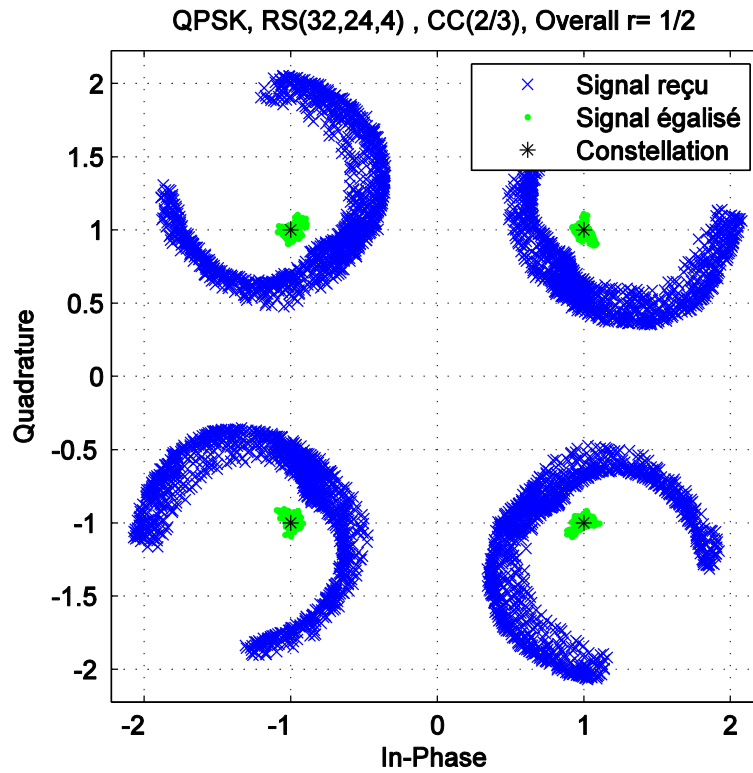


Figure III-8 Constellation des données transmises, reçues et égalisées pour QPSK 1/2.

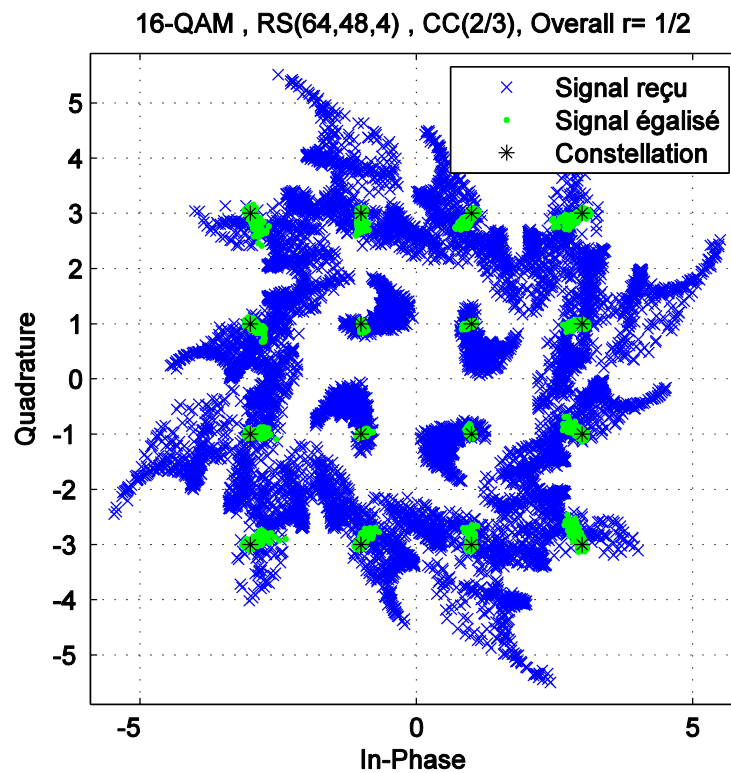
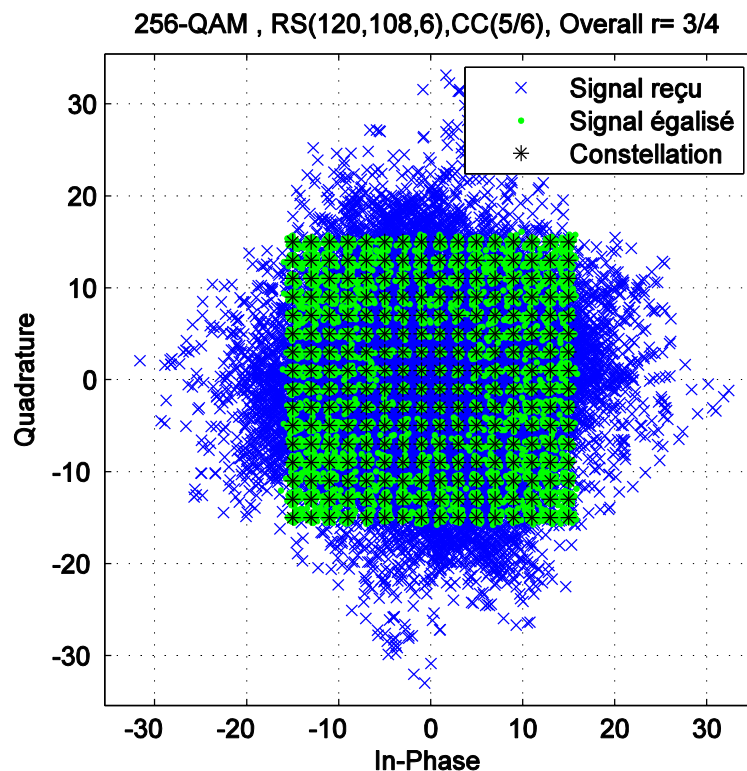


Figure III-9 Constellation des données transmises, reçues et égalisées pour 16-QAM 3/4.



**Figure III-10** Constellation des données transmises, reçues et l'égalisées pour 256-QAM 3/4.

### III.3.4 Effet de la correction d'erreur directe

En étudiant la performance de la couche physique WiMax, nous pouvons se poser la question suivante : « à quel point apparait la dégradation de sa performance si on ignore la technique de correcteur d'erreur directe (encodeur Reed-Solomon suivi par l'encodeur convolutif) ? »

Pour répondre à cette question, nous avons simulé la chaîne de transmission sans fil, WiMax, avec et sans l'introduction des codes correcteurs (RS et CC), suivant les profils 16-QAM (1/2) et 64-QAM (2/3). Les figures III-11 et III-12 illustrent les résultats de la simulation de ces derniers (courbes BER vs SNR).

Comme le montrent les figures III-11 et III-12, le système avec correction d'erreur directe (FEC) montre une meilleure résistance face aux perturbations engendrées par le canal. En effet, on observe un gain plus grand pour les systèmes avec la technique de correction d'erreur directe par rapport aux systèmes sans cette technique. Pour le profil 16-QAM (1/2) (figure III-11), on observe une amélioration de la performance d'environ 12 dB à un taux d'erreur binaire équivalent à  $10^{-2.9}$  et pour le profil 64-QAM (3/4) (figure III-12), il y a une amélioration d'environ 9 dB à un taux d'erreur binaire équivalent à  $10^{-2.8}$ .

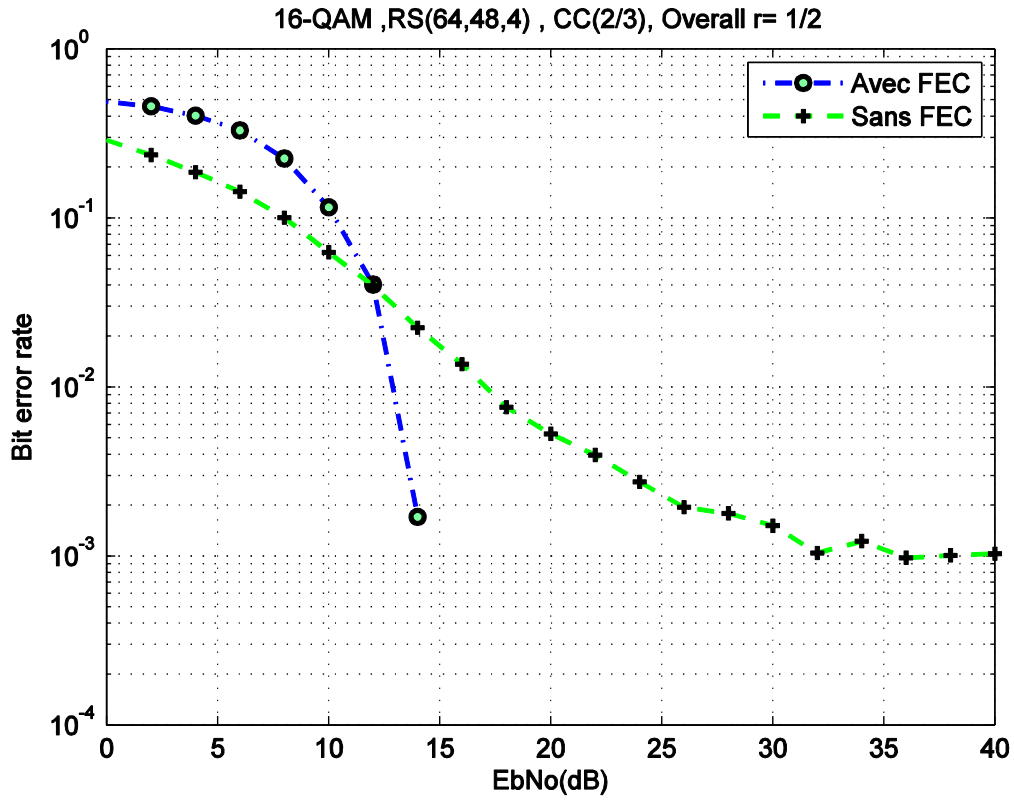


Figure III-11 Effet de la technique FEC pour 16-QAM 1/2 sur un canal SUI-3.

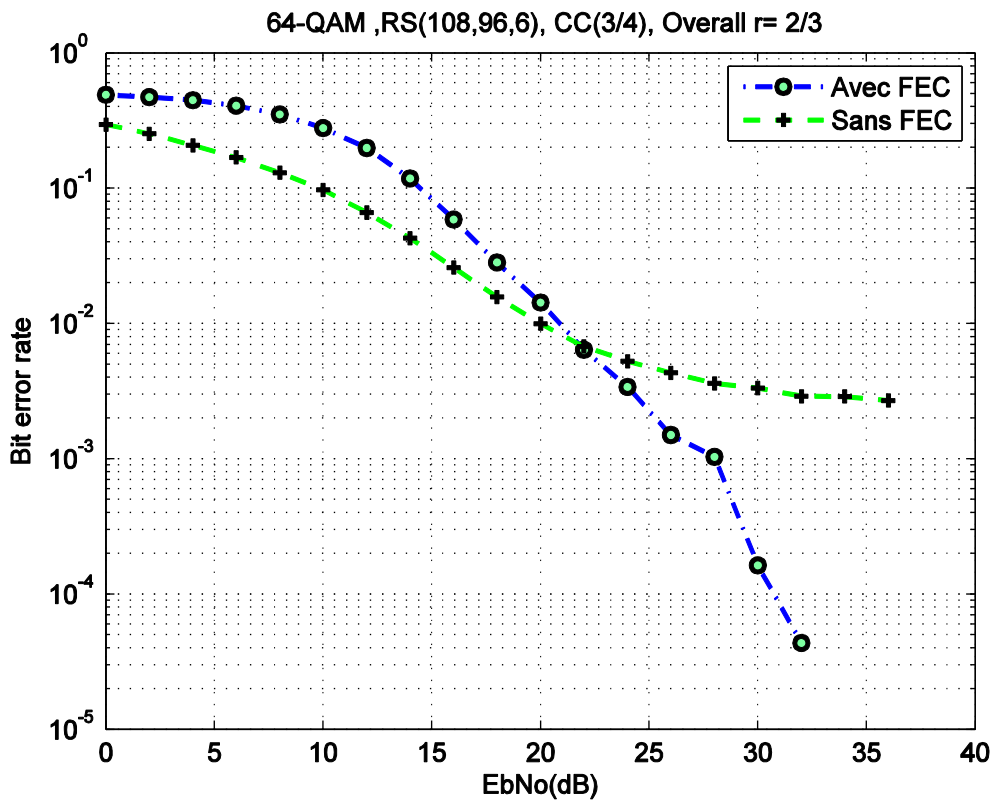


Figure III-12 Effet de la technique FEC pour 64-QAM (2/3) sur un canal SUI-3.

Bien que l'implémentation de la FEC soit complexe sa présence dans la chaîne de transmission est indispensable. Il est à noter que des compromis doivent être acceptés afin d'avoir une meilleure performance du système.

### III.3.4 Performance de l'entrelaceur

Dans cette section nous analysons l'apport de l'entrelacement à la performance de la couche physique WiMax. Pour visualiser cet apport, nous avons effectué une simulation de la chaîne avec et sans entrelacement (ainsi que pour sa fonction duale côté récepteur). Les figures III-13 et III-14 montrent les résultats de la simulation avec et sans entrelaceur respectivement pour les profils 16-QAM (1/2) et 265-QAM (3/4).

Les résultats montrent que, pour les deux profils, la technique d'entrelacement apporte une amélioration de performance de la couche physique de WiMax. Cette technique permet de répartir d'une façon aléatoire les erreurs afin de faciliter leur correction au décodage. Il est clairement visible qu'il y a un gain plus grand pour les profils de modulation avec l'entrelaceur par rapport à ceux sans processus d'entrelacement.

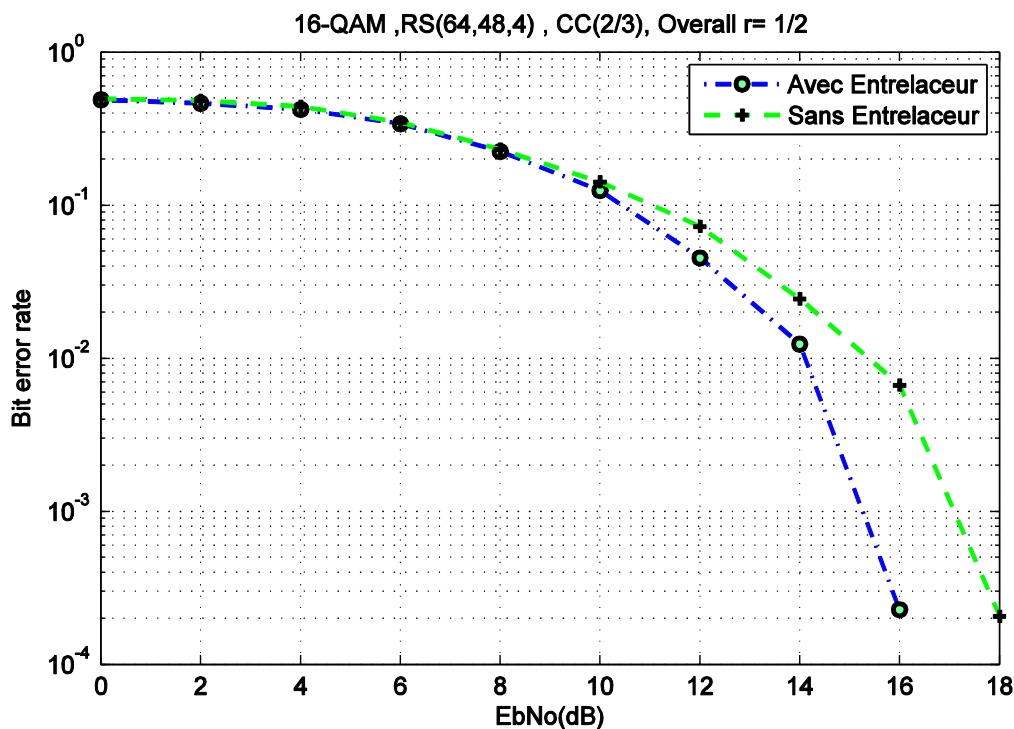


Figure III-13 Effet de l'entrelaceur dans 16-QAM (1/2) sur un canal SUI-3

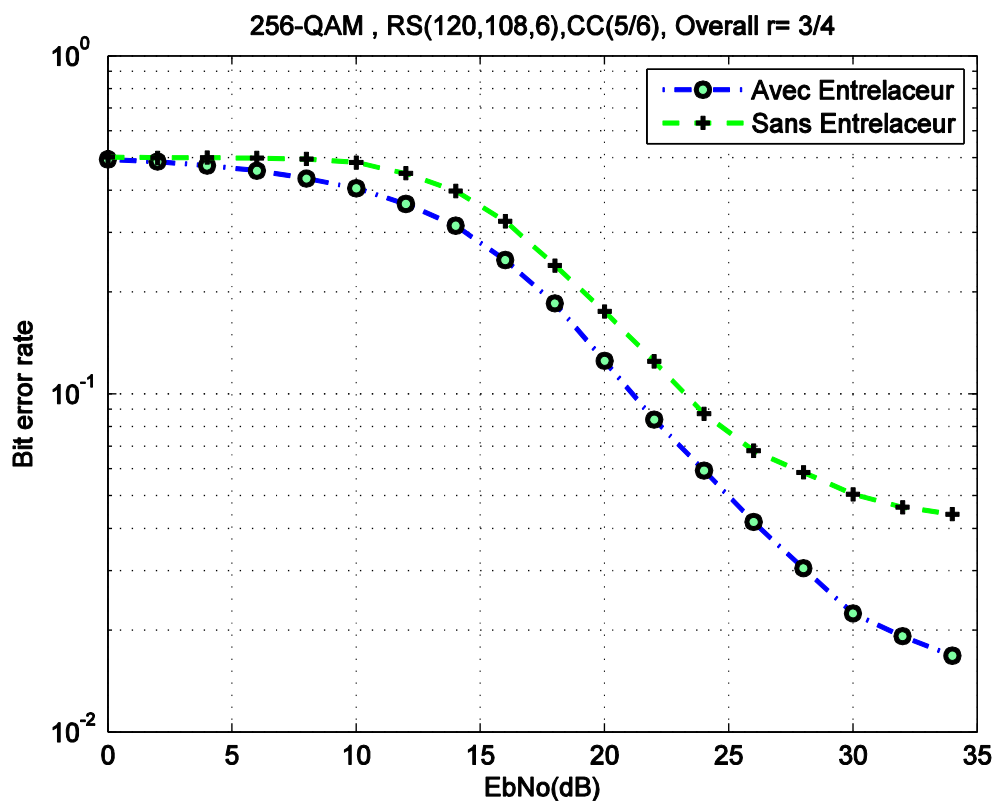


Figure III-14 Effet de l'entrelaceur dans 256-QAM (3/4) sur un canal SUI-3

### III.3.5 Effet de la taille du préfixe cyclique

Comme nous l'avons vu au chapitre II, une partie de chaque symbole ( $m$  derniers échantillons du symbole) OFDM est recopiée au début de ce même symbole afin de combattre les effets du retard de la propagation (delay spread). Cette partie symbole utilisée comme redondance est ce qu'on appelle préfixe cyclique (**CP Cyclic Prefix**). La taille du CP doit être supérieure au retard de la propagation afin d'anéantir l'effet de ce dernier.

Dans cette section, nous allons analyser l'influence de la taille  $G$  de cette redondance sur la performance de la liaison WiMax. Les figures III-15 et III-16 illustrent les résultats de simulation, respectivement, pour les profils BPSK (1/2) et 256-QAM (3/4). Nous constatons que les résultats sont cohérents avec la théorie.

En effet, nous remarquons que plus la valeur de  $G$  augmente, plus la performance de la liaison WiMax augmente. Et cela est évident du fait que si l'on augmente la taille de la partie redondante du symbole OFDM, plus on diminue la probabilité que la superposition, due au delay spread, des symboles OFDM affecte les informations transmises dans celui-ci. En outre, à force d'augmenter la valeur de  $G$  pour diminuer les erreurs, plus on diminue le débit utile des données transmises. Ainsi il y a un compromis entre débit utile et la taille du CP.

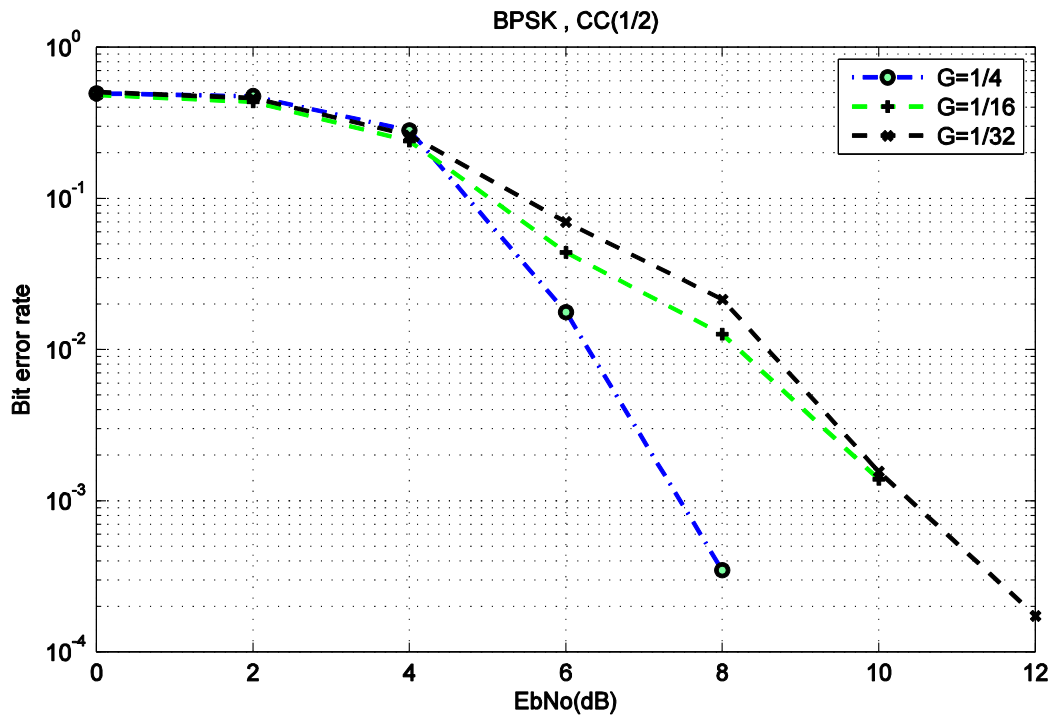


Figure III-15 Effet de la taille du préfixe cyclique (G) dans BPSK 1/2 sur le canal SUI-3.

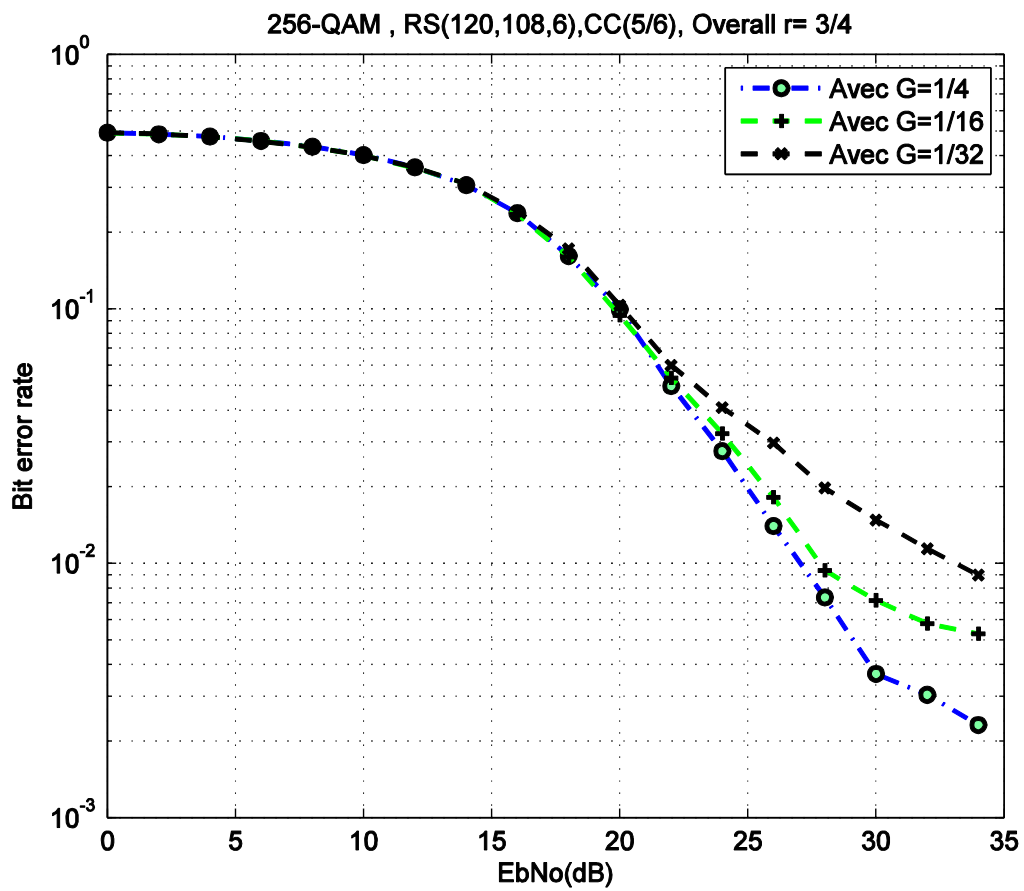


Figure III-16 Effet de la taille du préfixe cyclique (G) dans 256-QAM 3/4 sur le canal SUI-3.

### III.3.6 Effet du mouvement du récepteur : effet Doppler

Dans la technologie WiMax mobile, le récepteur n'est pas immobile, il se déplace librement tout en restant en communication. Par conséquent, il en résulte que la performance de la liaison WiMax dépend de la vitesse du déplacement du récepteur, donc de l'effet Doppler.

Rappelons que la fréquence Doppler  $f_d$  est proportionnelle à la vitesse de déplacement du récepteur et est donnée par la relation suivante :

$$f_d = \frac{f_c * V * \cos(\theta)}{c} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

- $f_c$  : fréquence de la porteuse en Hz.
- $V$  : Vitesse du récepteur mobile en m/s.
- $C$  : vitesse de la lumière, la célérité en m/s.
- $\theta$  : angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise.

Pour décortiquer l'influence de la vitesse de déplacement du récepteur sur la performance de la liaison WiMax, nous avons simulé cette liaison avec trois valeurs différentes de  $V$  qui sont : 0 Km/h (WiMax fixe), 60 Km/h et 120 Km/h.  $V = 120$  km/h est la vitesse limite pour le WiMax. Les résultats de la simulation pour ces différentes valeurs de  $V$ , avec les profils 16-QAM (1/2) et QPSK (1/2), sont illustrés sur les figures III-17 et III-18. Nous remarquons que la performance de la liaison se dégrade considérablement quand la vitesse du récepteur augmente. Par conséquent la qualité du signal pour un récepteur immobile est meilleure que celle d'un signal pour un récepteur mobile.

Cela signifie que la réalisation d'une communication WiMax à des vitesses élevées, avec un taux d'erreur acceptable, n'est pas possible qu'avec une énergie d'émission très élevée, chose qui n'est pas réalisable sur des stations mobiles de petite taille.



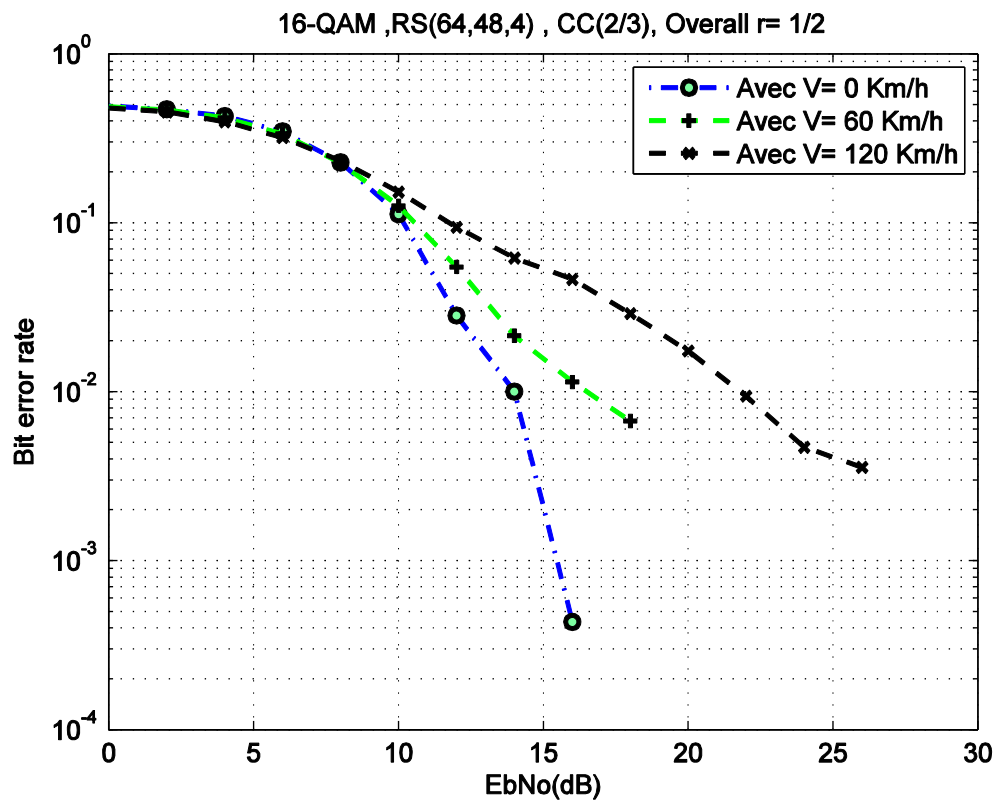


Figure III-17 Effet de la vitesse du récepteur dans 16-QAM 1/2 sur le canal SUI-3.

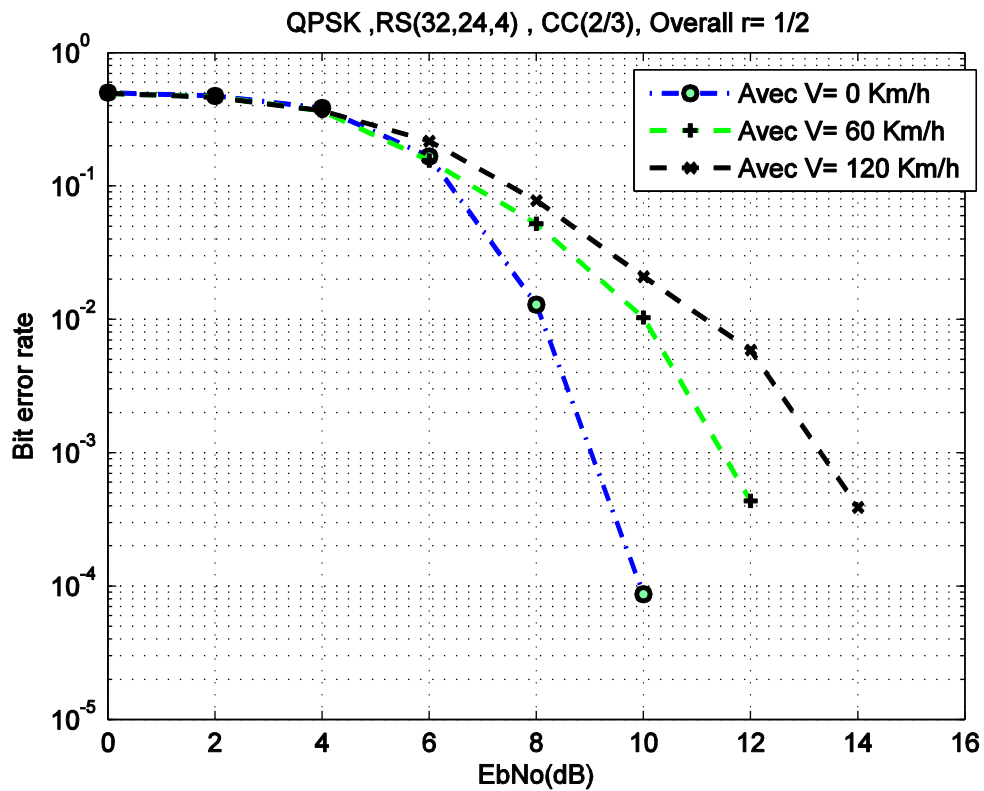


Figure III-18 Effet de la vitesse du récepteur dans QPSK 1/2 sur le canal SUI-3.

### III.3.7 Influence du type de canal de transmission

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés principalement au canal SUI-3 du fait que toutes ses caractéristiques ont des valeurs relativement moyennes (cf. tableau II-8). Toutefois, pour une étude plus approfondie du système WiMax, nous allons analyser l'impact du type de canal sur la performance de la couche physique WiMax.

Les figure III-19 et III-20 illustrent les résultats de la simulation pour les trois types canaux SUI-2, SUI-3 et SUI-6 respectivement pour les profils QPSK (1/2) et 16-QAM (3/4).

Nous constatons que la performance globale de la liaison se dégrade respectivement du SUI-2, SUI-3 au SUI-6. Cela est en relation avec l'augmentation du retard de propagation multi-trajets (delay spread) entre les modèles SUI-2, SUI-3 et SUI-6 bien que le facteur  $k$  diminue (tableau II-8, II-9 et II-11). Effectivement, l'augmentation du retard de propagation génère un chevauchement plus important des symboles transmis à la réception, d'où la dégradation de la performance de la liaison WiMax.

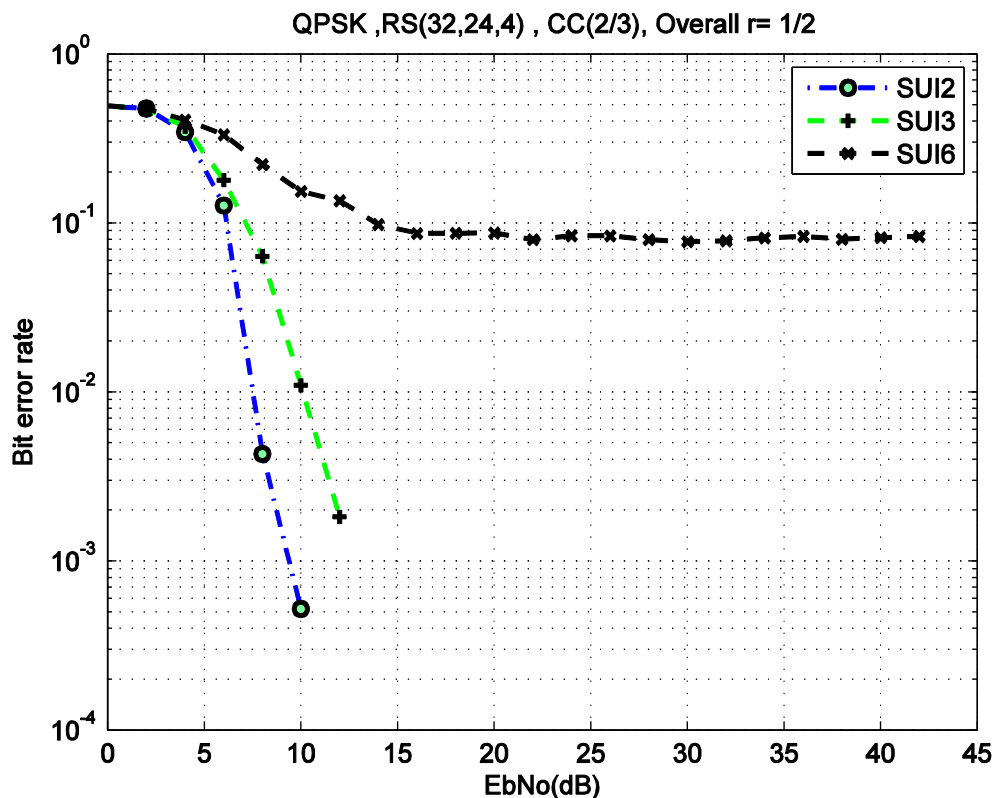


Figure III-19 BER vs. SNR de QPSK 1/2 sur les canaux SUI-2, SUI-3 et SUI-6.

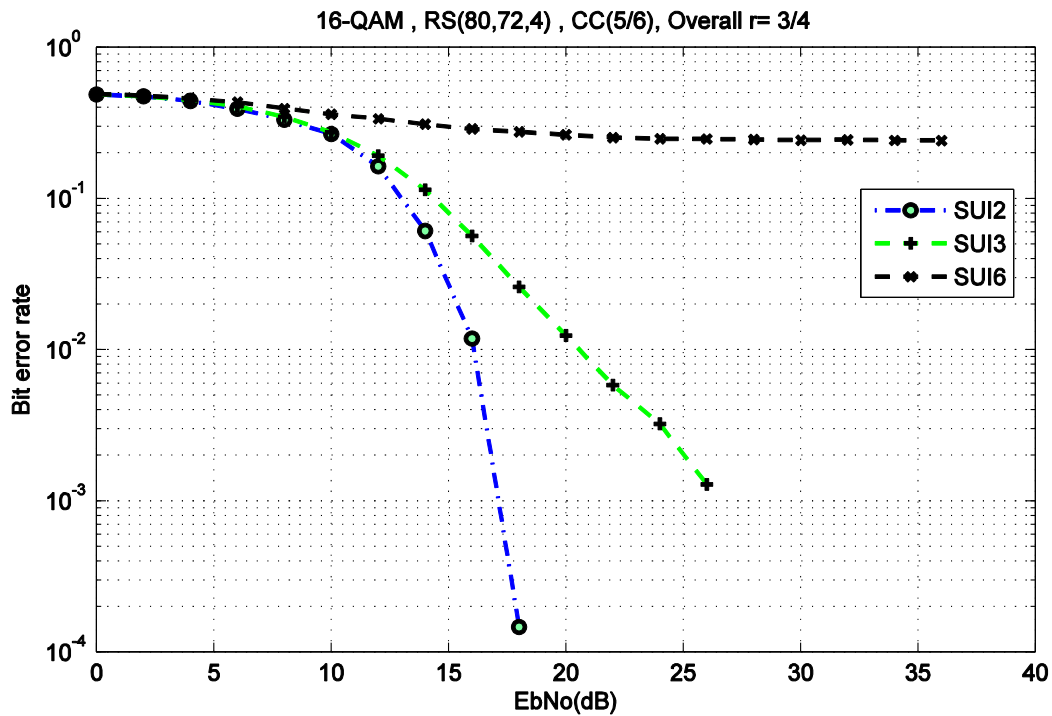


Figure III-20 BER vs. SNR de 16-QAM 2/3 sur les canaux SUI-2, SUI-3 et SUI-6.

### III.4 Conclusion

L'objectif de ce travail était d'obtenir, d'une façon globale et en long et en large, une compréhension plus précise du fonctionnement de la couche physique de WiMax. Ce chapitre nous a permis de démontrer et de confirmer, à l'aide de la simulation, la théorie développée dans les chapitres précédents.

Dans ce chapitre, nous avons présenté et interprété quelques résultats de simulation de la couche physique de WiMax implémentée sous Matlab. Pour ainsi faire, nous avons présenté la performance de chaque module ou bloc, pour tous les profils, constituant cette couche.

Nous avons montré que l'efficacité spectrale augmente proportionnellement avec l'ordre de la modulation mais, malheureusement, l'énergie nécessaire pour transmettre chaque bit, pour un taux d'erreur acceptable, augmente considérablement avec l'ordre de la modulation. Donc il y a un compromis entre l'efficacité spectrale et l'ordre de la modulation.

Nous avons démontré, par simulation, l'importance et même l'obligation de l'introduction de la technique de correction d'erreur directe (FEC) et celle de l'entrelacement qui sont adoptées dans les standards de la communication numérique sans fil récents, dont WiMax. Cela nous a permis de conclure que WiMax ne peut pas être à mesure d'offrir le service exigé (efficace et fiable) sans ces techniques, en particulier la technique FEC.

En plus, nous avons vu que la taille du préfixe cyclique (CP) influence également la performance de la liaison WiMax, du fait que la performance de cette liaison augmente avec la taille G du CP.

En outre des blocs constituant la liaison WiMax, nous avons pu évoquer d'autres facteurs pouvant jouer un rôle important sur la performance de la couche physique WiMax. Il s'agit entre autres de la mobilité du récepteur, effet Doppler, et du type de canal de transmission, le modèle adopté.

Enfin, nous avons constaté que, pour le même profil, la performance de WiMax fixe est beaucoup plus meilleure que celle de WiMax mobile et que cette performance dépend également du type de canal de transmission.

## **IV. Conclusion générale**

Le travail présenté dans ce document concerne l'implémentation de la couche physique de la technologie WiMax basé sur la norme IEEE 802.16, sous Matlab, dans le but d'évaluer ses performances dans des canaux de type SUI (Stanford University Interim).

Dans chapitre I, le contexte de l'étude a été situé en commençant par un état de l'art sur la technologie WiMax, tout en détaillant son apport par rapport aux autres technologies existantes ainsi que son architecture. Ensuite, la présentation de son architecture ainsi que son aspect technique nous ont permis de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Après une présentation plus ou moins détaillée de la couche MAC et physique de WiMax, nous avons passé en revue les techniques de duplexage, les types de modulation rencontrés dans WiMax. Comme la WiMax est récente par rapport aux autres technologies, nous avons comparé certaines de ses caractéristiques avec celles de l'UMTS, une norme de la 3GPP.

Vu que la compréhension approfondie de la structure et la fonctionnalité de la couche physique de la technologie WiMax était un objectif important pour l'évaluation des performances de cette couche, nous avons présenté dans le deuxième chapitre tous les modules constituant la chaîne de transmission WiMax. Comme tout système de communication, la chaîne WiMax comprend trois parties principales à savoir l'émetteur, le canal et le récepteur. Dans le deuxième chapitre, nous avons détaillé chaque partie de la chaîne avec toutes ses composantes. Les différentes étapes de transmission avec toutes les transformations des données binaires depuis l'émission jusqu'à la réception ont été bien expliquées. Nous signalons que les opérations effectuées au niveau du récepteur sont l'inverse de celles effectuées à l'émetteur. La technique OFDM, qui est l'une des techniques de modulation multi porteuses, permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent les canaux de transmission, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes, a été décrite en détails au cours de ce chapitre du fait que WiMax est basé sur celle-ci. A côté de cela, les caractéristiques générales des différents types de canaux de propagation ont été rappelées, cela nous a menés à la présentation d'un canal SUI que nous avons choisi pour la simulation de la chaîne de transmission WiMax.

Après une présentation détaillée de la chaîne de transmission de WiMax au cours du deuxième chapitre dont le but était d'identifier et de comprendre le fonctionnement des blocs numériques composant cette chaîne et l'étude des spécifications de la couche PHY WirelessMan-OFDM relative, nous avons passé à la dernière phase de l'étude (chapitre III) durant laquelle les

blocs numériques de la chaîne de transmission WiMax ont été entièrement implémentés sous Matlab.

Avant d'entamer le processus de caractérisation, il était indispensable de vérifier la bonne implémentation des algorithmes utilisés. Pour cela, des données ont été transmises à travers un canal idéal. La valeur nulle du TEB relevée à la réception a bien confirmé la validité du système implémenté. Cette validation a permis de passer à l'étape suivante qui a consisté d'une part à évaluer les performances de la couche physique du WiMax dans le canal adopté et suivant un profil défini par une modulation et un taux de codage global, mais aussi d'un autre côté d'étudier l'effet de certains blocs de transmission sur la performance globale de cette couche.

Dans ce contexte, nous avons présenté la performance de tous les profils de modulation et de codage spécifiés au niveau de la couche physique du WiMax mobile avec une vitesse du récepteur à 60 km/h sur un canal SUI-3. En outre, les résultats de simulation du modèle implémenté ont montré que, pour un rapport signal sur bruit donné, plus la taille de la constellation augmente, plus l'efficacité spectrale du système augmente, mais malheureusement le taux d'erreur binaire augmente aussi. Ainsi, un compromis entre efficacité spectral et taux d'erreur binaire doit être trouvé. Ensuite, pour étudier l'effet des différents blocs, nous avons évalué la performance de la chaîne sans introduction de la technique FEC et du bloc d'entrelacement. Dans les deux cas, nous avons observé une dégradation nette des performances par rapport à l'utilisation de la technique FEC et du bloc d'entrelacement. Nous avons conclu que WiMax n'était pas en mesure d'offrir une qualité de service efficace et fiable sans l'introduction de la technique FEC et du bloc d'entrelacement. Dans la même série de simulation, nous avons étudié l'influence de la taille du préfixe cyclique et suivant les résultats de simulation nous avons remarqué que les performances du système se dégradent considérablement lorsque la taille du préfixe cyclique diminue. Cela s'explique par le fait qu'une petite taille du préfixe cyclique augmente la probabilité des erreurs dues au retard d'étalement des symboles OFDM. Mais, on ne doit pas beaucoup augmenter la valeur du préfixe cyclique pour diminuer les erreurs puisqu'on doit garder un compromis entre débit utile et taille de préfixe cyclique. Un autre paramètre très important dont nous avons évalué l'influence sur la performance globale du système WiMax est la vitesse de déplacement du récepteur. Plus la vitesse du récepteur augmente plus les performances de WiMax se dégradent jusqu'à la vitesse limite de 120 km/h. Nous avons terminé notre série d'évaluation des performances du WiMax en analysant l'influence du canal de transmission sur la chaîne. Nous avons effectué la simulation de la chaîne WiMax respectivement avec les canaux SUI-2, SUI-3 et

SUI-6 de la famille SUI. Les résultats obtenus après simulation ont montré que les canaux influencent différemment les performances selon leur retard de propagation multi-trajets.

Les séries de simulations réalisées ont permis de montrer l'apport de chaque bloc de la chaîne de transmission WiMax pour améliorer sa performance. Nous sommes arrivés à la conclusion que pour améliorer la performance de la couche physique du WiMax, nous devons considérer la contribution de chaque module mais aussi le type de canal de transmission.

Une des contributions principales de ce mémoire est l'étude de la performance de la couche physique de WiMax dans un canal réel tout en variant le taux de codage. Cependant, il y a beaucoup de techniques qui n'ont pas été considérées lors de la modélisation et la réalisation du standard IEEE 802.16 et qui pourraient améliorer considérablement la performance de celui. En s'appuyant sur ce travail, les perspectives pourraient être l'implémentation de :

- La technique d'entrées-sorties multiples MIMO qui est une technique prometteuse considérée comme l'une des techniques les plus avancées dans le domaine de communication. La technique MIMO a montré l'effet le plus profond au niveau de la capacité, la fiabilité et l'efficacité spectrale des systèmes sans fil. Cependant, l'amélioration de la performance résultante de MIMO implique l'augmentation de la complexité et la consommation d'énergie au récepteur [16].
- La technique d'adaptation de la modulation (AMC), une technique qui, une fois intégrée dans WiMax, améliorera sa performance puisqu'elle permet de choisir automatiquement une modulation et un taux de codage (profil) adaptés selon un taux d'erreur calculé au niveau du récepteur.

## V. Bibliographie

- [1] «WIMAX-information,» [En ligne]. Available: <http://www.wimax-fr.com/>. [Accès le Avril 2015].
- [2] S. A. Nadjat, "Extension de la QoS du Wifi vers le WiMax," Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen, Tlemcen, 2011.
- [3] C. TATA, "Algorithme de courtoisie : Optimisation de la performance dans les réseaux WiMax fixes," Université du Québec, MONTREAL, 2009.
- [4] M. SANAA, "Etude et dimensionnement d'un réseaux WiMax fixe," Universtié Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2014.
- [5] A. BELHOUI, *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions; Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*, LIMOGES: UNIVERSITÉ DE LIMOGES, 19 Octobre 2009.
- [6] P. S. Robert, "spatiales, Implémentation de codes de Reed-Solomon sur FPGA pour communications, Code correcteur d'erreurs," Samuele Dietler, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud, 2006.
- [7] P. DJIKNAVORIAN, "Codes de Reed-Solomon Étude et simulation," UNIVERSITÉ LAVAL, QUÉBEC, 2007.
- [8] O. Pothier, *Codage de canal et turbo-codes*, 2000.
- [9] M. Chaumont, "Codes Correcteurs d'Erreurs les codes convolutifs binaires," 2008.
- [10] D. Manetti, "Contributions au décodage des codes convolutifs utilisés dans les systèmes de communication mobile UMTS," UNIVERSITÉ DE NEUCHÂTEL, 2005.
- [11] L. CHEN, «Estimation des Canaux et Configuration de Multi-égalisateur au sein d'une Radio Reconfigurable par Logiciel,» UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, MONTRÉAL, 2005.
- [12] C. K. Singh, "DESIGN OF HIGH PERFORMANCE MIMO RECEIVER," The University of Texas, Dallas, 2008.
- [13] IEEE, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks," The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., United States of America, 1 October 2004.
- [14] V. Erceg and Al., "Channel Models for Fixed Wireless Applications," Broadband, Wireless Working Group, IEEE P802.16, United States Of America, 2001.
- [15] R. Jain, *Channel Models*, WiMAX Forum, 2007.
- [16] Abhayawardhana, V. S., Wassell, I. J., Crosby, D., Sellars, M. P., Brown and M. G., "Comparison of empirical propagation path loss models for fixed wireless access systems. In Vehicular Technology Conference," 2005. *VTC 2005-Spring*, vol. 1, no. 61, pp. 73-77, 2005.



- [17] SKLAR and Bernard, "Digital communications," NJ : Prentice Hall, 2001.
- [18] A. Roca, "Implementation of a WiMAX simulator in Simulink," Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Vienna, 2007.
- [19] M. Ezzeddine, "Modélisation et réalisation de la couche physique du système de communication numérique sans fil, WiMax, sur du matériel reconfigurable," Université de Montréal, Montréal, 2009.
- [20] T. PEYRE, "Evaluation de performances sur le standard IEEE802.16e WiMAX," Université d'Avignon et des Pays de Vaucluse, AVIGNON, 2008.
- [21] M. Hocine, "Conception d'un MODEM de la quatrième génération (4G) des réseaux de mobiles à base de la technologie MC-CDMA," Université FERHAT ABBAS, SETIF, 2012.
- [22] S. Bensaïd et M. Ferjani, «Développement d'un outil de planification d'un réseau,» Université Virtuelle de Tunis, Tunis, 2011.
- [23] T. A. Faïza, "Modélisation et Analyse stochastique des systèmes WiMax," Université d'Oran, Oran, 2011.
- [24] M. A. Hasan, "Performance Evaluation of WiMAX/IEEE 802.16 OFDM Physical Layer," Helsinki University of Technology, Helsinki, 2007.
- [25] A. Wissam and B. Imane, "Etude et caractérisation de la couche physique du standard IEEE 802.16/WiMax," Université ABOU BEKR BELKAID, Tlemcen, 2013.
- [26] A. DJENNANE, "La gestion de la mobilité dans les réseaux WiMax 802.16e," Université ELHADJ LAKHDER, Batna, 2012.
- [27] L. D. RIGAUD, "La norme 802.13," Ingénieur 2000, 2004.
- [28] K. DRIDI, "Spécification du Protocole MAC pour les Réseaux IEEE 802.11e à Différenciation de Services sous contrainte de mobilité," Université Paris Est, Paris, 2011.
- [29] L. MAVIEL, "Modélisation et simulation des réseaux sans fil hétérogène et non-stationnaires. Application aux topologies de petites cellules," Institut national des sciences appliquées de Lyon, Lyon, 2013.
- [30] "Contribution à l'ingénieur du réseau sans fil WiMax pour des applications audio d'aide au handicap et aux personnes âgées," Laboratoires LATTIS EA4155: Group SCSF, Toulouse, 2008.
- [31] T. BCHINI, "Gestion de la Mobilité de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération," Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2010.
- [32] L. Philippe, "Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybrides optique-radio," Université Joseph Fourier, Grenoble, 2007.
- [33] M. Duchateau, "Analyse et simulation du déploiement des réseaux sans fil à l'ULB," Université libre de Bruxelles, Bruxelles, 2005.