

**UNIVERSITE SAAD DAHLED DE BLIDA**

**Faculté des Sciences de l'Ingénieur**

Département d'Electronique

# **THÈSE DE DOCTORAT D'ETAT**

Spécialité : Télécommunication

## **Evaluation des performances du système de transmission WiMAX**

Par

**ANOU Abderrahmane**

Devant le jury composé de

A.GUESSOUM	Professeur, U.S.D de Blida	Président
R.AKSAS	Professeur, ENP d'Alger	Examineur
M.TRABELSI	Professeur, ENP d'Alger	Examineur
M.GUERTI	Professeur, ENP d'Alger	Examineur
M.BOUNEKHLA	Maître de Conférences, U.S.D de Blida	Examineur
M.BENSEBTI	Professeur, U.S.D de Blida	Promoteur

Blida, 23 décembre 2008.

## **DEDICACES**

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, auxquels je dois ma réussite. Qu'ils trouvent dans ce travail, le témoignage de ma reconnaissance, de mon respect et de mon affection pour tous les sacrifices, l'extrême amour et le soutien qu'ils m'ont apportés pour me voir réussir.

## RESUME

Le but de cette thèse, est de mettre en relief les caractéristiques spécifiques de la couche physique de WiMAX OFDM indiquée dans le standard IEEE 802.16-2004. Un modèle sous Matlab-Simulink basé sur cette norme, est établi pour la simulation et l'évaluation de ses performances. Dans ce modèle, ont été inclus les blocs de Randomisation, de FEC, d'IFFT/FFT nécessaires à la couche physique OFDM 802.16. Une comparaison entre les de-mappings matériel et logiciel a été réalisée ainsi qu'une mise en application du codage spatio-temporel pour des investigations de performances dans divers scénarios MIMO. Ceci nous a conduits, vers une méthode de combinaison à rapport maximum de diversité. Dans le but de compenser les variations temporelles de la qualité sur un canal à évanouissement par trajets multiples de Rayleigh, une modulation adaptative avec codage a été employée. Cette technique utilise la méthode de multiples modulations et de codage pour l'adaptation instantanée aux variations du SNR du canal maximisant le rendement du système en améliorant le TEB. Le modèle I-METRA est la référence du canal utilisé. Les résultats enfin montrent que, les systèmes à codage spatiaux fréquentiels couplés aux codes concaténés améliorent nettement les performances du système WiMAX.

## **ABSTRACT**

This thesis aims at characterizing the WiMAX OFDM physical layer as set by the IEEE 802.16.2004 standard. A model working in Matlab Simulink software is used to evaluate the performances. The main blocks such as randomization, FEC, IFFT are included. A comparison of hard and soft demapping is undertaken as well as well space-time coding which are used under several MIMO scenarios. This led to the use of maximum ratio combining techniques to combat fading; furthermore, due to multipath propagation adaptive modulation is added. The results are an improvement of the response versus channel conditions and a better BER performance. The model I-METRA is used in the investigation. The overall results show that space-frequency coding coupled to RS and CC coding improves drastically the performance.

## ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تسليط الضوء على الخصائص المحددة للطبقة المادية WiMAX OFDM المحددة في المعيار IEEE 802.16-2004. لقد تم تحقيق نموذج تحت " Matlab-Simulink " يركز على هذا المعيار لغرض التقليد و تقويم جودة النتائج، لهذا تم إدراج التوزيع العشوائي IFFT/FFT , FEC الضروري للطبقة المادية 802.16 OFDM .

تم إنجاز مقارنة بين de-mappings للمعدات و البرمجيات للحصول على تطبيق الترميز ألبعدي الزمني قصد استقصاء جودة النتائج من أجل مخططات " MIMO " التي تؤدي إلى طريقة تركيب ذات نسبة عظمى من التنوعات بنفس الأهداف التي يقتضيها الاستقبال. لتعويض التغيرات الزمنية للنوعية على قناة تتأثر باضمحلال عن طريق سبل متعددة " Rayleigh " تم تضمين مكيف بترميز، ستعمل هذه التقنية وسائل التضمين المتعددة و الترميز من أجل التكيف اللحظي مع تغيرات " SNR " للقناة المعظمة لنتج النظام مع تحسين الـ " TEB ". النموذج " I-METRA " هو قاعدة القناة المستعملة. في الأخير تبين النتائج أن نظام الترميز ألبعدي الزمني المرتبط بالترميز المتتالي يحسن بصفة جيدة أداء النظام WiMAX.

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Systèmes Electriques et Télécommunications (LABSET) du département d'Electronique, de l'université Saad Dahlab de Blida (USDB), sous la direction de Monsieur M.BENSEBTI, Professeur au département d'Electronique et responsable de l'équipe de recherche « Radio-mobile » du laboratoire LABSET. Je tiens à le remercier, pour son soutien et sa vision pragmatique des problèmes. En de nombreuses occasions, son recul et sa vision d'ensemble du monde des réseaux de communication mobile se sont avérés essentiels, pour trouver de nouvelles solutions et dégager des perspectives de recherches.

Je remercie vivement Monsieur A.GUESSOUM, Professeur au département d'Electronique, de l'USDB, qui me fait l'honneur de présider le jury.

J'exprime ma profonde gratitude à Messieurs R.AKSAS et M.TRABELSI Professeurs à l'ENP d'Alger, pour leurs efforts et leur disponibilité ainsi que pour avoir accepté, malgré leurs multiples sollicitations, d'examiner ce travail.

J'exprime ma reconnaissance à Madame M.GUERTI, Professeur à l'ENP d'Alger et Monsieur M.BOUNEKHLA, Maître de conférences à l'USDB pour l'honneur qu'ils me font pour leur participation au jury.

Une mention spéciale à tous mes collègues de l'équipe Radio mobile pour avoir su imposer une ambiance toute particulière durant ces dernières années, me permettant ainsi d'effectuer ces travaux de recherches. Un grand merci également à Mademoiselle F.Z REGUIEG, Messieurs M.BENCHERCHALI et M.BERSALI pour leur aide précieuse et leur patience.

Je salue également tous les Doctorants actuels et anciens que j'ai pu côtoyer au cours de ces quelques années. Je remercie également tous ceux qui m'ont accompagné et soutenu, dans cette grande expérience de la vie que constitue une thèse. Et pour finir un grand merci à mes parents et à ma femme, pour leur soutien sans faille, leurs encouragements et sans qui rien n'aurait été possible.

## TABLE DES MATIERES

DEDICACES .....	2
RESUME .....	3
REMERCIEMENTS .....	6
TABLE DES MATIERES.....	7
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX .....	9
INTRODUCTION .....	12
1. ÉVOLUTION ET ARCHITECTURE DE WIMAX .....	16
1.1 Introduction.....	16
1.2 Standard WiMAX .....	17
1.3 Les caractéristiques techniques du réseau WIMAX.....	18
1.4 Rapport avec d'autres technologies sans fil .....	24
1.5 Conclusion .....	27
2. CANAL DE PROPAGATION .....	28
2.1 Introduction.....	28
2.2 Filtres RRC .....	29
2.3 Modèles de canal à évanouissement.....	31
2.4 Implémentation du modèle de canal.....	37
2.5 Modèle de canal I-METRA .....	41
2.6 Conclusion .....	41
3. SYSTEME DE BASE DE WiMAX .....	42
3.1 Introduction.....	42
3.2 Emetteur WiMAX.....	44
3.3 Récepteur WiMAX.....	69
3.4 Conclusion .....	79
4. TECHNIQUE MIMO ET METHODE AMC DANS LE SYSTEME WIMAX .....	80
4.1 Introduction.....	80
4.2 Théorie de la communication MIMO.....	81

4.3 Implémentation MIMO .....	91
4.4 Théorie de la technique AMC .....	95
4.5 Conclusion .....	100
5. RESULTATS DES SIMULATIONS DU SYSTEME WiMAX .....	102
5.1 Introduction.....	102
5.2 Transmission mono-antenne.....	102
5.3 Transmission multi-antennes.....	117
5.4 Conclusion .....	129
CONCLUSION.....	130
APPENDICE.....	133
A. LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS.....	133
B. PROBABILITE D'UN SYSTEME MAX LOG.....	139
C. PROGRAMME MATLAB DE LA CHAINE DE TRANSMISSION WiMAX .....	143
D. DIAGRAMME BLOC DE LA SIMULATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION WIMAX .....	147
REFERENCES .....	148



## LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1. 1: Exemple de possibilités de déploiement de WiMAX.....	17
Figure 1. 2 : Couche Protocolaire de l'IEEE 802.16.....	18
Figure 1. 3: Convergence dans les communications sans fil.....	24
Figure 1. 4: WiMAX remplit l'espace entre WiFi et UMTS.....	25
Figure 2. 1: Phénomènes d'évanouissements.....	28
Figure 2. 2: Forme spectrale et transformée de Fourier inverse de l'impulsion RRC.....	30
Figure 2. 3: Modèle de canal à lignes à retard.....	32
Figure 2. 4 : Exemple de réponse impulsionnelle de canal.....	33
Figure 2. 5: Spectre Doppler.....	36
Figure 2. 6: Modèle de canal à évanouissement de bloc.....	38
Figure 2. 7: Spectre Doppler de Jakes.....	40
Figure 3. 1: Schéma fonctionnel de la couche physique IEEE 802 .16 OFDM.....	43
Figure 3. 2: Émetteur du système de WiMAX.....	44
Figure 3. 3: Codage canal.....	45
Figure 3. 4: Générateur de PRBS.....	46
Figure 3. 5: Vecteur d'initialisation du randomiser en DL.....	46
Figure 3. 6: vecteur d'initialisation du randomiser en UL.....	47
Figure 3. 7: Codage du système WiMAX.....	49
Figure 3. 8: Processus de réduction et poinçonnage du codage $RS$ .....	52
Figure 3. 9: Schéma fonctionnel du codeur Reed-Solomon de WiMAX.....	52
Figure 3. 10: Codeur convolutif avec un taux binaire de $1/2$ .....	54
Figure 3. 11: Constellations des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM.....	58
Figure 3. 12: Schéma du générateur PRBS de la modulation des pilotes.....	59
Figure 3. 13: Structure du préambule, utilisée dans les transmissions DL.....	61
Figure 3. 14: Composants fréquentiels (ou sous porteuses) du symbole OFDM-256.....	61
Figure 3. 15: Effet du facteur $n$ sur l'espacement fréquentiel.....	62
Figure 3. 16: Structure d'une salve OFDM après assemblage.....	63
Figure 3. 17: Structure composée des sous-porteuses de données, de pilotes et de zéros DC.....	64
Figure 3. 18: Structure après avoir ajouté les bandes de garde.....	64
Figure 3. 19: Réarrangement réalisé avant l'exécution de l'opération IFFT.....	65
Figure 3. 20: Structure temporelle du symbole OFDM avec le préfixe cyclique.....	66
Figure 3. 21: Récepteur du système WiMAX.....	69
Figure 3. 22: Exemple de calcul du LLR pour le bit $b_0$ .....	74
Figure 3. 23: Exemple de calcul du LLR pour le bit $b_1$ .....	75
Figure 3. 24: Schéma fonctionnel du processus de décodage.....	75
Figure 3. 25: Schéma fonctionnel du décodeur Reed-Solomon.....	78

Figure 4. 1: Modèle du canal MIMO dans un environnement dispersif. ....	83
Figure 4. 2: Méthode d'Alamouti $2 \times 1$ . ....	85
Figure 4. 3: Méthode d'Alamouti $2 \times N_R$ . ....	87
Figure 4. 4: Système utilisant deux antennes en réception. ....	89
Figure 4. 5: Émetteur MIMO dans WiMAX. ....	91
Figure 4. 6: Utilisation du STC avec l'OFDM. ....	93
Figure 4. 7: Méthode d'application AMC. ....	96
Figure 4. 8: TEB en fonction du SNR et seuils correspondants aux N codages et modulations utilisées par la méthode AMC. ....	97
Figure 4. 9: Mécanisme AMC dans le système WiMAX. ....	98
Figure 4. 10: Courbes du TEB en fonction du SNR pour la méthode AMC. ....	100
Figure 5. 1: Comparaison entre les méthodes de modulation dans le TEB non codé. ....	103
Figure 5. 2: Comparaison entre les différentes méthodes de modulation et de codage en fonction du TEB codé. ....	105
Figure 5. 3: Comparaison entre les différents types d'évanouissements. ....	106
Figure 5. 4: Courbes du TEB en fonction du SNR dans un canal variant dans le temps sans codage pour différentes vitesses. ....	107
Figure 5. 5: Courbes du TEB en fonction du SNR dans un canal variant dans le temps avec codage pour différentes vitesses. ....	107
Figure 5. 6: Démapping et estimation du canal AWGN. ....	109
Figure 5. 7: Comparaison entre les démappings matériel, logiciel et estimation du canal AWGN. ....	110
Figure 5. 8: Démapping matériel et logiciel (Canal à évanouissement de bloc). ....	111
Figure 5.9 : Connaissance parfaite du canal et son estimation LS (Canal à évanouissement de bloc). ....	111
Figure 5. 10: Comparaison entre les résultats obtenus avec et sans emploi de la méthode AMC. ....	113
Figure 5. 11: Influence du TEB seuil sur le mécanisme AMC. ....	114
Figure 5. 12: Résultats de l'AMC pour un canal à évanouissement de blocs variant dans le temps avec différentes vitesses d'utilisation. ....	115
Figure 5. 13: Démapping et estimation du canal utilisant la méthode AMC. ....	116
Figure 5. 14: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK sans application de la technique de réduction des erreurs. ....	117
Figure 5. 15: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK sans application de la technique de réduction des erreurs. ....	118
Figure 5. 16. ....	119
Figure 5. 17: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec application du codage STBC d'Alamouti. ....	119
Figure 5. 18: Rendement du système en utilisant les méthodes de diversité. ....	120
Figure 5. 19: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec application du codage convolutif. ....	121

Figure 5. 20: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec application du codage convolutif.....	122
Figure 5. 21: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage convolutif concaténé au codage Reed-Solomon.....	123
Figure 5. 22: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codage convolutif concaténé au codage Reed-Solomon.....	123
Figure 5. 23: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC 2Tx-1Rx. ....	124
Figure 5. 24: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC 2Tx-2Rx. ....	125
Figure 5. 25: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC d'Alamouti. ....	125
Figure 5. 26: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage RS concaténé au codage CC et cascadié avec le codage STBC d'Alamouti..	126
Figure 5. 27: Système OFDM à codage spatio fréquentiel. ....	127
Figure 5. 28: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage RS concaténé au codage CC dans un système spatio-fréquentiel. ....	128
Figure 5. 29: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codage RS concaténé au codage CC dans un système spatio-fréquentiel. ....	128
Figure 5. 30: Comparaison des différents scénarios du modèle du canal dans un système MIMO. ....	129
Tableau 1. 1: Caractéristiques de la couche MAC 802.16-2004. ....	20
Tableau 1. 2: Caractéristiques de la couche physique 802.16-2004[15]. ....	23
Tableau 1. 3: Normes IEEE 802.16, IEEE 802.16-2004 et IEEE 802.16e. ....	24
Tableau 1. 4: Table comparative entre Wi-Fi, WiMAX et UMTS. ....	25
Tableau 2. 1: Formes de spectre pour des canaux variant dans le temps. ....	40
Tableau 2. 2: Modèles de canaux I-METRA pour WiMAX. ....	41
Tableau 3. 1: Méthodes de modulation et de codage dans WiMAX. ....	50
Tableau 3. 2: Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif. ....	54
Tableau 3. 3: Facteurs de normalisation. ....	56
Tableau 3. 4: Efficacité des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.....	57
Tableau 3. 5: Alphabet de modulation pour la carte de constellation. ....	57
Tableau 3. 6: Durée d'un symbole OFDM. ....	68
Tableau 3. 7 : Valeurs du facteur d'échantillonnage n des profils définis dans WiMAX..	69
Tableau 4. 1 Distribution des pilotes en fonction des symboles.....	92
Tableau 5. 1 : Méthodes de modulation et du taux de codage.....	103
Tableau 5. 2 : AMC en fonction de la gamme du SNR.....	112

## INTRODUCTION

Le vingt unième siècle se révèle comme l'époque où les technologies sans fil règnent sur le monde de la communication. Alors que les connexions haut-débit Internet se font de manière insatiable, les accès ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line ) se multiplient, sans apporter de souplesse au caractère d'une connexion sans-fil. Par ailleurs, le système WiFi (Wireless Fidelity), semblait avoir donné une réponse dans le cas d'une interopérabilité quelconque des équipements utilisés. Ce qui n'a pas été le cas, en raison de sa couverture sur quelques dizaines de mètres autour d'un point d'accès et du partage entre utilisateurs de son débit restreint. Le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est le résultat d'initiatives du consortium européen HiperMAN (High Performance Metropolitan Area Network) de l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et américain IEEE 802.16 de (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [1,2,3] qui permet la convergence d'interopérabilité entre les deux standards de réseaux sans fils, auparavant indépendants.

En effet, le WiMAX étant le prolongement des réseaux cellulaires de troisième génération (3G) UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et WiFi ; il répond non seulement aux attentes connexionnistes sans-fil d'internet à haut-débit, sur des zones couvrant plusieurs kilomètres ; mais représente aussi, une réelle alternative aux systèmes nécessitant des connexions câblées [2,4,5].

Le WiMAX est envisagé à la fois pour les réseaux de transport, de collecte et de desserte. Le cas de la collecte, traduit le backhauling de hotspots, c'est-à-dire la liaison des hotspots WiFi à Internet non pas, par dorsales filaires (ADSL), mais plutôt hertziennes. Tandis que la desserte introduit l'idée des aspects de mobilité, pour le déploiement des hotspots (où hotzones).

A l'instar du WiFi, le WiMAX se subdivise, en plusieurs technologies basées sur la norme 802.16 développée par l'IEEE [2,3,6] :

1. La norme 802.16a : celle-ci traite les transmissions radio dans la bande de 2 à 11 GHz depuis janvier 2003.
2. La norme 802.16revD : validée en juillet 2004, sous le dénominateur 802.16-2004, elle est une extension similaire à celle du 802.16a. Elle prend en compte les transmissions de données en mode indoor (intérieur des bâtiments).
3. La norme 802.16c : celle-ci permet la gestion des transmissions radio dans les bandes de fréquences comprises entre 11 et 66 GHz.
4. La norme 802.16e : celle-ci permet l'extension limitée aux bandes de fréquences de 2 à 6 GHz pour la transmission des données en mobilité atteignant les 100 km/h.

La portée, les débits et surtout la nécessité de visibilité directe ou non de l'antenne émettrice, dépendent de la bande de fréquence utilisée. Les connexions se font en visibilité directe dans la bande des 10-66 GHz LOS (Line Of Sight) et indirecte NLOS (Non Line Of Sight) dans celle des 2-11GHz. Ce qui ouvre la voie à des terminaux d'intérieur, facilement installables par l'utilisateur puisque ne nécessitant pas d'antennes extérieures. Des contraintes techniques telles que les phénomènes de diffusion, de réfraction et de diffraction, modifient la portée des antennes indépendamment des objets se situant le long des trajets de propagation. Ces contraintes induisent à leur tour, des phénomènes d'interférences et d'évanouissement radioélectriques indépendamment du déplacement des utilisateurs [7,8,9].

Le but de cette thèse, est d'évaluer les performances du système WiMAX et de mettre en relief, l'application de toutes les caractéristiques spécifiques de la couche physique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) de WiMAX indiquée dans le standard IEEE 802.16-2004.

Notre thèse s'articule autour de cinq chapitres:

Le premier chapitre, présente les caractéristiques principales du système WiMAX, suivies d'une comparaison avec d'autres systèmes sans fil (WiFi et UMTS).

Le deuxième chapitre est consacré, au canal de transmission sans fil du système WiMAX. Nous présentons quelques notions sur les phénomènes de la propagation, tels que ; l'évanouissement sélectif en fréquence, l'étalement Doppler et les trajets multiples,

nécessaires pour la recherche d'une optimisation de la liaison. Une description des modèles des différents canaux, à évanouissement plats, sélectifs en fréquence et variant dans le temps, est donnée.

La mise en œuvre du canal dans la simulation de la couche physique 802.16 OFDM est présentée pour offrir une vue d'ensemble du modèle I-METRA (Intelligent Multi-Element Transmit and Receive Antennas) utilisé dans les canaux à évanouissement.

Le troisième chapitre fait l'objet de l'étude du fonctionnement général du système émetteur-récepteur WiMAX utilisé dans le cadre des communications numériques. L'émetteur, présenté est celui qui produira le signal devant être envoyé dans le canal avec exécution des opérations de randomisation, de codage de canal (FEC : Forward Error Correction), d'entrelacement, de mapping, de modulation des pilotes, de séquences d'apprentissage et d'assemblage de trames. Avant la transmission des données en symbole OFDM conforme, doivent être introduites respectivement une transformation fréquence-temps IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), et une période de garde. Une redondance temporelle comme préfixe cyclique CP (Cyclic Prefix) est en fin d'opération, ajoutée.

Le récepteur observe le signal reçu et effectue, les opérations inverses de l'émetteur indépendamment d'une estimation qui servira au processus d'égalisation devant résoudre les effets de dégradations, produites par les trajets multiples lors de la propagation. Une comparaison entre les demapping matériels et logiciels, est présentée pour en évaluer les performances.

Le quatrième chapitre présente l'utilisation en émission et/ou en réception d'antennes MIMO (Multi Input Multi Output) ainsi que, la description d'un mécanisme de rétroaction donnant le nouvel état du canal à l'émetteur. Ceci s'effectue, après estimation et analyse de la modulation adaptative et du codage AMC (Adaptive Modulation and Coding), dans le but de maximiser le débit. L'idée de base, est que la configuration du STC (Space-Time Coding) s'accomplisse dans l'émetteur MIMO selon la technique d'Alamouti où le traitement des signaux temporels, dans leur dimension spatiale par l'emploi d'antennes multiples sur les deux extrémités du lien est réalisé. Les répétitions multiples du même signal d'information, sont reçues sur différentes branches suivant la diversité spatio temporelle. Celles-ci sont combinées, suivant la procédure MRC (Maximum Ratio Combining) de façon à maximiser le rapport SNR (Signal-to-Noise Ratio) à la sortie du combineur.

Le cinquième chapitre, présente les résultats obtenus ainsi qu'une interprétation, suite aux simulations des canaux AWGN (Additive White Gaussien Noise) et MIMO. Le traitement obtenu montre non seulement, l'amélioration de la performance du TEB (Taux d'erreur bit) mais également, l'augmentation du débit qui pourrait être réalisé sans nécessité de l'augmentation de la bande passante. Des résultats de l'amélioration du rendement obtenu suivant le mécanisme AMC, sont montrés et analysés.

## **CHAPITRE 1**

### **ÉVOLUTION ET ARCHITECTURE DE WIMAX**

#### 1.1 Introduction

L'utilisation intensive des réseaux numériques a conduit à la conception de nouveaux systèmes de transmission à forte capacité entraînant dans son sillage l'évolution des télécommunications avec proposition d'une variété de service multimédia, telles que les vidéoconférences. Le souhait d'une plus grande qualité de service pour une plus large gestion des réseaux Internet a eu comme conséquence l'induction, dans le cadre de capacité plus élevée, des systèmes de télécommunication sans fil à large bande de grande fiabilité. Ces nouvelles performances ont permis l'explosion de nouvelles normes pour la couverture sans fil [1].

La technologie BWA (Broadband Wireless Access) WiMAX basée sur le standard IEEE 802.16 est le résultat d'un long amendement [1,10] proposé pour y ajouter la mobilité, ce qui a donné le système dit Mobile WiMAX. Un des objectifs majeurs est d'avoir une haute efficacité spectrale, c'est-à-dire une valeur élevée de bit/s/Hz, dans un environnement où cohabitent plusieurs services ayant souvent des contraintes différentes. Ces contraintes peuvent porter sur le débit de données, le délai (moyen, maximal ou autre) et le taux d'erreur de transmission ou encore d'autres paramètres. Le système WiMAX cherche à atteindre cet objectif au prix d'un système proposé relativement complexe et très riche.

Le WiMAX, technologie de mobilophonie conçu pour le WLAN (Wireless Local Area Network), est une norme de gestion de réseau sans fil qui a pour objectif l'adressage et l'interopérabilité des produits basés sur le standard IEEE802.16. WiMAX définit un WMAN (Wireless Local Area Network), un énorme hot-spot qui fournit la connectivité sans fil large bande aux utilisateurs fixes, portatifs et nomades. Elle permet des communications sans visibilité avec raccordement alternatif au câble, au système ADSL et au hot-spot WiFi. De ce fait, il devient une solution de développement de plateformes d'industrie à large bande. De même, des produits peuvent être combinés avec d'autres technologies pour offrir l'accès large



bande sur plusieurs scénarios possibles d'utilisation. La figure 1.1 instruit un exemple de déploiement du dit système.

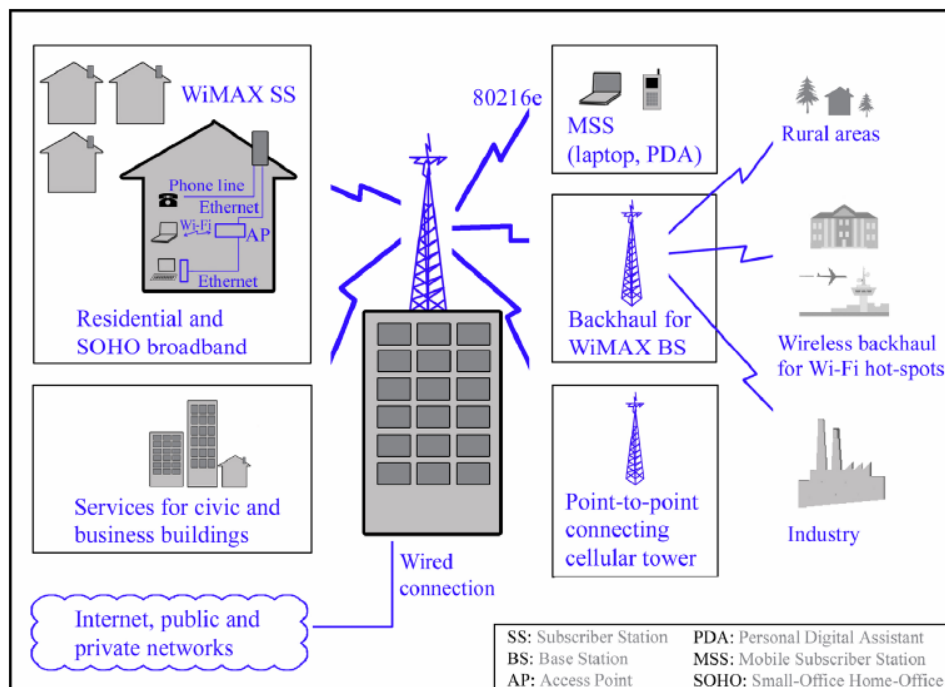


Figure 1. 1: Exemple de possibilités de déploiement de WiMAX [1,62].

Le WiMAX remplacera les autres technologies à large bande concurrençant le même segment pour devenir une excellente solution de dernier kilomètre dans le déploiement des infrastructures à accès difficile aux autres technologies. Le câble ou l'ADSL comme solution de coûts de déploiement et d'entretien ne serait pas rentables. Aussi, le WiMAX relèvera le déficit en reliant des secteurs ruraux dans les pays en voie de développement tel que des services de sous zones métropolitaines tout en étant l'élément potentiel des futurs systèmes cellulaires 4G (Fourth Generation) [10].

## 1.2 Standard WiMAX

La norme IEEE 802.16 a été initialement conçue pour les communications en visibilité directe dans la bande des 10 - 66 GHz. Étant donné que les transmissions en visibilité indirecte sont difficiles pour les communications hautes fréquences, la spécification 802.16a a été conseillée pour travailler dans une bande plus basse couvrant les 2 - 11 GHz. La spécification IEEE 802.16d est une variation de la norme fixe IEEE 802.16a avec pour avantage principal l'optimisation de la puissance consommée des dispositifs mobiles. La dernière spécification

IEEE 802.16-2004 est meilleure [13]. La norme IEEE 802.16e est un amendement de la base des spécifications 802.16-2004 qui vise le marché mobile par l'ajout de la portabilité. Des produits basés sur le standard WiMAX sont conçus pour fonctionner parallèlement avec les normes IEEE 802.16-2004 et IEEE 802.16e.

### 1.3 Les caractéristiques techniques du réseau WIMAX

La norme IEEE 802.16 a été développée selon une architecture en couches au nombre de deux qui sont définies par PHY (physique) et MAC (Media Access Control) du modèle OSI (Open System Interface). La figure 1.2 illustre l'architecture de la norme IEEE 802.16.

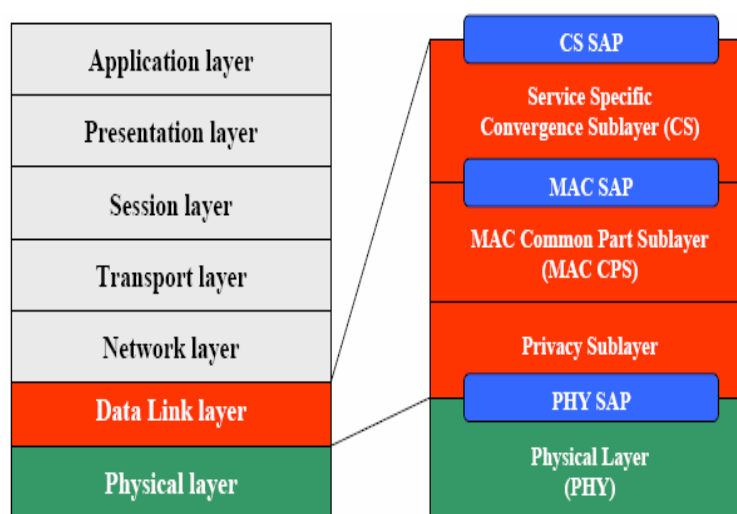


Figure 1. 2 : Couche Protocolaire de l'IEEE 802.16 [1].

#### 1.3.1 La couche MAC

Quelques fonctions incluant les données à transmettre dans les trames et le contrôle d'accès au milieu sans fil partagé sont associées avec le service à fournir aux abonnés. La couche de contrôle du moyen d'accès (MAC) située au-dessus de la couche physique, groupe les fonctions mentionnées.

La couche MAC originale est augmentée pour s'adapter aux multiples caractéristiques et services de la couche physique, satisfaisant les besoins des différents environnements. Elle est généralement conçue pour fonctionner avec les topologies de réseaux point à multipoint, avec une station de base commandant les secteurs indépendants simultanément. Les algorithmes d'allocation d'accès et de bande passante doivent s'adapter à des centaines de terminaux par canal, qui peuvent être partagés par les multiples utilisateurs. Par conséquent,

le protocole de la couche MAC définit comment et quand une station de base BS (Base Station) ou une station d'abonné SS (Subscriber Station) peut initialiser une transmission. Dans la direction descendante DL (DownLink) il y a un émetteur seulement, et le protocole de la couche MAC employant un TDM (Time Division Multiplexing) est fait pour multiplexer les données. Cependant, dans la direction montante UL (Up Link), de multiples stations d'abonnés (SS) se concurrencent pour accéder au milieu. Le protocole de la couche MAC applique la technique d'accès multiple par répartition dans le temps TDMA (Time Division Multiplexing Access), de ce fait fournissant une utilisation efficace de la bande passante.

Dans le but de supporter une variété de services, telle que la voix, les données, la connectivité du Protocol Internet IP (Internet Protocol) et l'IP audio VoIP (Voice over IP), la couche MAC doit adapter les vitesses de données aux besoins de chaque service. En plus, les mécanismes dans la couche MAC prévoient la qualité de service QoS (Quality of Service) selon les besoins des diverses applications. Des questions sur l'efficacité de transport sont également abordées ainsi que des méthodes de modulation et de codage indiquant, dans un profil de salve s'ajustant de manière adaptative à chaque salve sur chaque station d'abonné pour rendre l'utilisation de la bande passante efficace avec fourniture de débits et capacité maximum.

Le mécanisme d'autorisation de demande est conçu pour être graduel, efficace et auto-corrigeable, permettant au système une classification d'une centaine d'utilisateurs. Une autre caractéristique qui améliore la performance de transmission est la demande automatique de correction ARQ (Automatic Retransmission Request). Pouvant supporter la topologie maillée plutôt que celle de point-à-multipoint, la possibilité de travailler permet la communication directe entre SS, augmentant de cette façon la hiérarchie du système. Le standard permet le contrôle automatique de puissance ainsi que les mécanismes de sécurité et de cryptage. Les informations de caractéristiques plus générale de la couche MAC sont données ci-dessous [14,15,62].

Feature	Benefit
TDM/TDMA scheduled uplink/downlink frames	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Efficient bandwidth usage.</li> </ul>
Scalable from one to hundreds of subscribers	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Allows cost effective deployments by supporting enough subscribers to deliver a robust business case.</li> </ul>
Connection-oriented	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Per connection QoS.</li> <li>• Faster packet routing and forwarding.</li> </ul>
QoS support	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Low latency for delay sensitive services (TDM, Voice, VoIP).</li> <li>• Optimal transport for VBIU<sup>3</sup> traffic (video).</li> <li>• Data prioritization.</li> </ul>
Automatic retransmission request (ARQ)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Improves end-to-end performance by hiding RF layer induced errors from upper layer protocols.</li> </ul>
Support for adaptive modulation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Enables highest data rates allowed by channel conditions, exploiting system capacity.</li> </ul>
Security and encryption (TripleDES)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Protects user privacy.</li> </ul>
Automatic power control	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Enables cellular deployments by minimizing self-interference.</li> </ul>

Tableau 1. 1: Caractéristiques de la couche MAC 802.16-2004.

### 1.3.2 Description de la couche physique (PHY)

Les caractéristiques de la couche physique changent en fonction de la fréquence. La norme 802.16-2004 spécifie cinq interfaces radio différentes. Une pour la bande 10-66 GHz où la transmission est de type LOS et quatre pour la bande 2-11 GHz où la transmission est de types NLOS.

#### 1.3.2.1 Couche physique pour les fréquences entre 10 et 66 GHz

C'est dans cette configuration que les performances du WIMAX sont les meilleures. Cette fréquence requiert la propagation en LOS. La couche physique qui est utilisée est encore appelé « Wireless Man-SC ». Elle supporte deux types de duplexage FDD (Frequency Division Duplexing) et TDD (Time Division Duplexing).

#### 1.3.2.2 Couche physique pour les fréquences entre 2 et 11 GHz

Les couches physiques pour ces fréquences sont adaptées à la propagation en NLOS dont il faudra ainsi prévoir la gestion du multitrajet. On distingue quatre types de couches physiques [10] :

- Le Wireless MAN-SC: utilise la modulation SC (Single Carrier) comme technique de transmission. L'accès est fait par la technique TDMA et supporte les duplexages TDD et FDD.
- Le Wireless MAN-OFDM : utilise l'OFDM à 256 sous-porteuses comme technique de transmission. L'accès est fait par TDMA et supporte les duplexages TDD et FDD.
- Le Wireless MAN-OFDMA : utilise un multiplexage orthogonal à division de fréquence d'accès multiple OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) avec 2048 sous porteuses lui permettant de tolérer de multiples récepteurs. L'accès se fait par TDMA et supporte les duplexages TDD et FDD.
- Le Wireless HUMAN (High speed Unlicensed Metropolitan Area Network) : la norme ne spécifie pas une technique de transmission propre à elle puisque n'importe quelle technique de transmission NLOS (SC, OFDM, OFDMA) peut être utilisée. Seul le duplexage TDD est autorisé.

Grâce aux performances, l'OFDM peut assurer l'immunité contre l'effet multi trajets causé par la propagation NLOS, Wireless MAN OFDM est l'interface retenue par le « WIMAX Forum ».

Les principales caractéristiques de WiMAX fixe sont regroupées comme suit :

- L'utilisation d'une modulation OFDM permet la transmission des signaux multiples en utilisant différentes sous-porteuses simultanément [11]. Puisque la forme d'onde OFDM se compose de multiples porteuses orthogonales à bande étroite, l'évanouissement sélectif est localisé sur un sous-ensemble de porteuses et est relativement facile à égaliser [12].
- La conception d'un mécanisme de modulation et de codage adaptative dépend des états du canal et de l'interférence. Il ajuste la méthode de modulation presque instantanément pour un transfert de données optimum, d'où une utilisation efficace de la bande passante.
- Le support de format de duplexage temporel TDD et de division de fréquence FDD, permet au système d'être adapté aux réglementations de différents pays.

- La techniques FEC est utilisée pour détecter et corriger les erreurs en vue d'améliorer le rendement. La mise en application de la méthode se fait avec un codeur de Reed-Solomon concaténé avec un codeur convolutif suivi d'un entrelaceur. Le turbo codage en bloc BTC (Block Turbo Coding) et le turbo codage convolutif CTC (Convolutional Turbo Coding) sont facultatifs.
- L'utilisation des bandes passantes 1.25 à 20 MHz de canal flexibles fournit la flexibilité de fonction dans différentes bandes de fréquence avec les conditions de variabilité du canal.
- Un support facultatif de diversité en transmission et en réception pour augmenter la performance dans des environnements d'évanouissement par la diversité spatiale, permet au système d'en augmenter la capacité. L'implémentation du codage spatio-temporel (STC) en émission pour fournir l'indépendance de source réduit la marge d'évanouissement et d'interférence [16]. Le récepteur emploie, cependant, la combinaison de la technique du rapport maximum (MRC) pour améliorer la disponibilité du système.
- La conception d'un mécanisme dynamique du choix de fréquence DFS (Dynamic Frequency Selection) pour réduire au minimum les interférences.
- Un support facultatif avec des antennes intelligentes, dont les faisceaux peuvent orienter leur foyer dans une direction particulière ou quelconque et s'orientant toujours coté récepteur, permet d'éviter des interférences entre canaux adjacents et d'augmenter la densité spectrale et le SNR. Il existe deux types d'antennes intelligentes, celles ayant des faisceaux multiples (antennes directionnelles) et celles ayant des systèmes adaptatifs ASS (Adaptive Antenna System). Le premier type utilise un nombre fixe de faisceaux, choisissant le plus approprié pour la transmission ou un faisceau de direction à l'antenne désirée. Le deuxième type fonctionne avec des antennes à plusieurs éléments avec un modèle de faisceau variable. Ces antennes sont une alternative intéressante pour des déploiements BWA.

- La mise en œuvre des mesures de qualité de canal aidant dans le choix et l'attribution des profils adaptatifs de salve.
- Un support avec deux formats de multiplexage par division temporelle et fréquentielle TDM et FDM (Frequency Division Multiplexing) permet l'interopérabilité entre les systèmes cellulaires fonctionnant avec la TDM et les systèmes sans fil qui emploient la FDM.

Feature <sup>1</sup>	Benefit
256-point FFT OFDM waveform	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Simple equalization of multipath channels in outdoor LoS and NLoS environments.</li> </ul>
Adaptive modulation and variable error correction encoding per radio frequency (RF) burst	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ensures a robust RF link while maximizing the number of bits per second for each subscriber unit.</li> </ul>
TDD and FDD duplexing support	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Addresses varying worldwide regulations when one or both may be allowed.</li> </ul>
Flexible channel sizes (from 1.25 to 20 MHz)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Provides the necessary flexibility to operate in many different frequency bands with varying requirements around the world.</li> </ul>
DFS support	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Minimizes interference between adjacent channels.</li> </ul>
Designed to support AAS	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Smart antennas are fast becoming more affordable, and as these costs come down, their ability to suppress interference and increase system gain is more important to BWA deployments.</li> </ul>
TDM and FDM support	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Allows interoperability between cellular systems (TDM) and wireless systems (FDM).</li> </ul>
Designed to support multiple-input multiple-output (MIMO) schemes	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Implemented in DL to increase diversity and capacity.</li> <li>• STC algorithms at the transmitter, MRC at the receiver.</li> </ul>

Tableau 1. 2: Caractéristiques de la couche physique 802.16-2004[15,62].

Le WiMAX mobile (IEEE 802.16e) emploie les spécifications de la couche physique OFDMA à 2048 points-FFT (Fast Fourier Transform) [10]. Il fournit une couverture de 1.6 à 5 kilomètres avec des taux de transmission de 5 Mbps dans une bande passante de 5 MHz et, avec une vitesse maximum de mobilité d'un utilisateur inférieure à 100 km/h. Il présente les mêmes spécifications du WiMAX fixes déjà mentionnées. Le transfert intercellulaire est nécessaire pour permettre au MS (Mobile Station) de commuter d'une BS à une autre aux vitesses véhiculaires sans interrompre le raccordement.

Les principales caractéristiques de la norme initiale IEEE 802.16 notée WiMAX 802.16-2004 et du 802.16e fixes et mobiles respectivement sont rappelées dans le tableau suivant :

	802.16	802.16-2004	802.16e
<b>Spectrum</b>	10-66 GHz	< 11 GHz	< 6 GHz
<b>Maximum data rate</b>	32-134 Mbps (28 MHz channel)	up to 70 Mbps (20 MHz channel)	up to 15 Mbps (5 MHz channel)
<b>Alignment</b>	LoS	LoS and NLoS	LoS and NLoS
<b>Coverage range</b>	2-5 km approx.	5-10 km approx. (maximum of 50 km)	2-5 km approx.
<b>Channel bandwidth</b>	20, 25 and 28 MHz	Flexible, from 1.25 up to 20 MHz	Equal to 802.16-2004
<b>Modulation</b>	2-PAM, 4-QAM, 16-QAM, and 64-QAM	OFDM with 256 subcarriers 2-PAM, 4-QAM, 16-QAM, and 64-QAM	OFDMA with 2048 subcarriers 2-PAM, 4-QAM, 16-QAM, and 64-QAM
<b>Mobility</b>	Fixed	Fixed and Pedestrian	Vehicular (20-100 km/h)

Tableau 1. 3: Normes IEEE 802.16, IEEE 802.16-2004 et IEEE 802.16e.

#### 1.4 Rapport avec d'autres technologies sans fil

On s'attend à ce que l'accès sans fil aux réseaux informatiques s'accroît rapidement pour les systèmes de communication mobiles. Le taux important de demande de téléphonie mobile ainsi que l'utilisation du réseau Internet ont induit la naissance des réseaux radio de capacité élevée ainsi, le WiMAX peut être considéré comme la quatrième génération (4G) des systèmes de téléphonie cellulaires. L'accès à Internet et les applications multimédia deviennent un fait réel. La convergence des réseaux sans fil et cellulaires est illustrée par la figure 1.3.

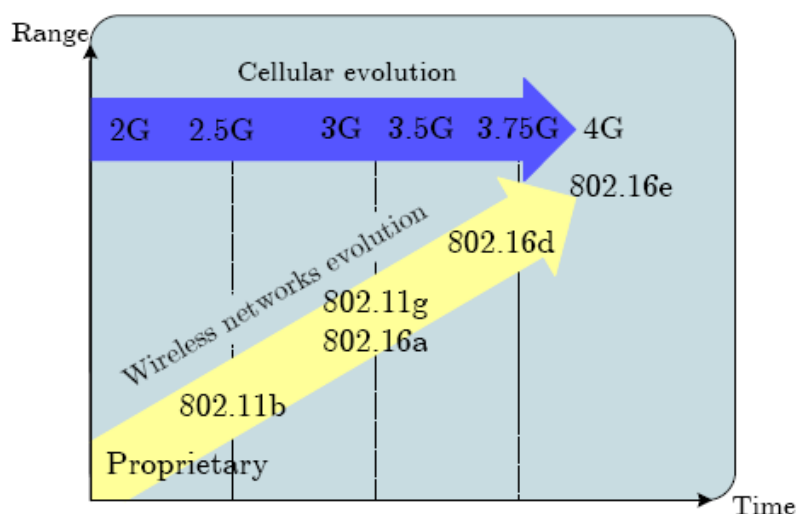


Figure 1. 3: Convergence dans les communications sans fil.



Les applications WLAN et cellulaires mobiles sont largement développées pour offrir l'accès sans fil recherché. Cependant, pour un accès mobile complet à large bande, les difficultés liées aux facteurs de bande passante, zone de couverture et coûts d'infrastructure doivent être dépassés. WiFi fournit un débit élevé sur de courtes distances pour un déplacement lent de l'utilisateur pendant que l'UMTS fait l'opération inverse avec la contrainte d'un coût de déploiement élevé. La figure 1.4 montre le compromis entre les deux systèmes que réalise WiMAX.

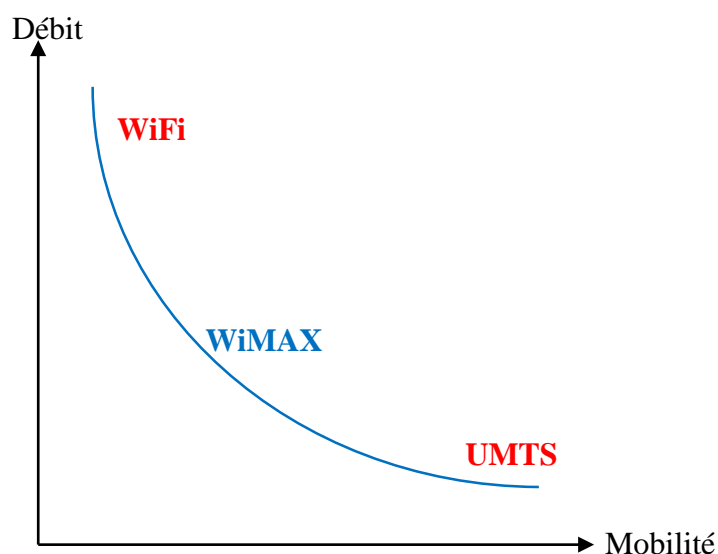


Figure 1. 4: WiMAX remplit l'espace entre WiFi et UMTS.

Le tableau 1.4 donne une comparaison entre WiMAX et ses deux concurrents Wi-Fi, UMTS.

	Wi-Fi	WiMAX		UMTS HSDPA
<b>Standard</b>	IEEE 802.11	IEEE 802.16		IMT2000 <sup>4</sup>
<b>Channel width</b>	Fixed 20 MHz	Variable $\leq 20$ MHz	Variable $\leq 28$ MHz	Fixed 5 MHz
<b>Spectrum</b>	2.4/5.2 GHz	2-11 GHz	10-66 GHz	$\sim 2$ GHz
<b>Data rate</b>	2/54 Mbps	70 Mbps	240 Mbps	1/14 Mbps
<b>Range</b>	100 m	1-7 km	12-15 km	50 km
<b>Multiplexing</b>	TDM	FDM/TDM	FDM/TDM	FDM
<b>Transmission</b>	SS <sup>5</sup> /OFDM	OFDM/OFDMA	SC	WCDMA
<b>Mobility</b>	Pedestrian	Vehicular (802.16e)	No	Vehicular
<b>Advantages</b>	Throughput and costs	Throughput and range		Mobility and range
<b>Disadvantages</b>	Short range	Interference issues?		Low rates and expensive

Tableau 1. 4: Table comparative entre Wi-Fi, WiMAX et UMTS [3,15,62].

#### 1.4.1 Comparaison entre WiMAX et WiFi

Le WiFi ou WLAN est le nom avec lequel le standard IEEE 802.11 a basé ces produits. Il inclut les spécifications 802.11a, capables d'offrir des débits de 54 Mbps fonctionnant dans la bande de fréquence des 5.2 GHz et les spécifications 802.11b, dans la bande de fréquence des 2.4 GHz qui fournit à des utilisateurs des débits de 11 Mbps. Cette technologie a généralement une zone de couverture de la centaine mètres pour une bande passante fixée à 20 MHz [3,13,15,62].

Le WiMAX semble fournir l'accès sans fil pour les réseaux MAN. Il a été conçu pour offrir des services BWA aux zones métropolitaines à des utilisateurs de gammes plus étendues de couverture et de débits élevés. Ce système pourrait traiter des utilisateurs installés dans une zone de 50 kilomètres sous une visibilité directe par rapport à la station de base et de 1 à 7 kilomètres sous aucune visibilité avec des offres de taux de 70 à 240 Mbps.

Le WiMAX ne créant pas de conflit avec le WiFi, il devient donc une technologie complémentaire fournissant à prix réduit un hot-spot pour le WiFi et une prolongation sans fil du dernier kilomètre pour le câble et les infrastructures DSL (Digital Subscriber Line).

#### 1.4.2 Comparaison entre WiMAX et UMTS

L'UMTS est identifié à la troisième génération des réseaux cellulaires normalisés par le 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Les deux bandes de fréquences autorisées sous licence 1.885 à 2.025 GHz et 2.110 à 2.200 GHz emploient l'accès multiple à large bande de division de code WCDMA (Wide-band Code Division Multiple Access) comme méthode de modulation de porteuse et comme solution intégrée pour les données et la voix mobile, sous une large couverture avec des débits décroissants pour des vitesses croissantes. Ce système prévoit des débits théoriques de l'ordre de 384 Kbps dans des situations de grandes mobilités pour atteindre les 2 Mbps dans des environnements stationnaires d'utilisateur et ce pour une largeur de canal de 5 MHz. De plus, la technologie HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) augmente le rendement pour des débits théoriques atteignant les 14 Mbps [4,5,15,62].

### 1.5 Conclusion

Ce chapitre traite les concepts de bases du standard WiMAX, ses caractéristiques techniques ainsi que ses couches MAC et PHY le constituant d'après le modèle OSI. Son rapport avec d'autres technologies sans fil à fait l'objet de comparaison successives entre les standards WiMAX et WiFi ainsi que WiMAX et UMTS.

## CHAPITRE 2 CANAL DE PROPAGATION

### 2.1 Introduction

Lorsque qu'une onde radio se propage dans un environnement donné, la qualité du signal reçu pourrait être altérée par des bruits additifs de nature gaussienne ou de multiples phénomènes vont y participer. En télécommunication, le phénomène d'évanouissement résulte de la forte dégradation du signal à des instants particuliers. La décroissance naturelle de la puissance du signal en raison de l'éloignement et de la présence d'obstacles en constitue les « variations à large échelle » ou « flat fading ». Les diverses diffractions produites par les différents obstacles introduiraient des phénomènes d'évanouissements de manière constructive ou destructive au niveau du récepteur.

Dans le cadre d'une liaison mobile, les différents signaux sont affectés par l'effet Doppler. Les évanouissements dus aux trajets multiples induisent des changements rapides dans les espaces temporels et fréquentiels entraînant ainsi des « variations à petite échelle ». La figure 2.1 montre les signaux respectifs de la réponse impulsionnelle dans le temps d'un canal et de l'évanouissement dans le domaine fréquentiel.

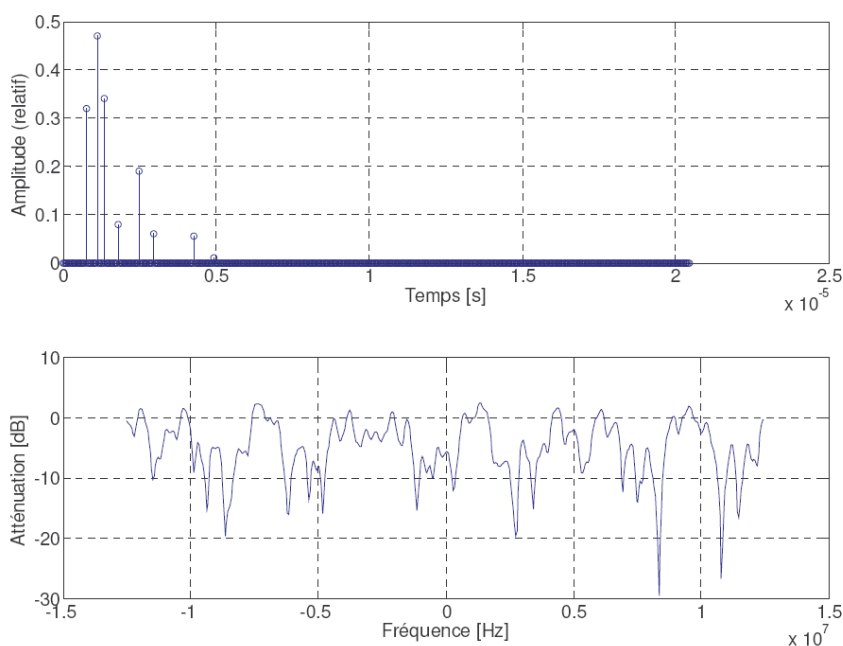


Figure 2. 1: Phénomènes d'évanouissements.

La dispersion temporelle du signal se manifeste par l'étalement des symboles qui modulés conduisent à une interférence inter-symbole ISI (Inter Symbol Interference). Pour palier à cette dernière, le temps du préfixe cyclique doit être choisi plus grand que le maximum du retard de l'étalement du canal dans les systèmes OFDM. En plus, les filtres cosinus surélevés RRC (Root-Raised Cosine) habituellement utilisés pour limiter la bande du signal transmis, sont utilisés comme filtres d'interpolation dans la simulation.

Ce chapitre traite la modélisation, l'analyse et la simulation du canal. Une description des filtres RRC ainsi qu'une brève explication des caractéristiques d'évanouissement est fournie. Comme les résultats dépendent fortement du canal radio, l'emploi de modèles réalistes pour la simulation sont indispensables et ce pour avoir des résultats fiables et tangibles. Dans ce contexte, le modèle du canal d'I-metra est présenté.

## 2.2 Filtres RRC

La transmission de données sur les canaux à bande limités exige une technique de formation d'impulsion en émission, impliquant que des formes fondamentales n'interférant pas entre elles doivent être sollicitées selon des critères évitant la détérioration rapide de l'amplitude en dehors de son intervalle. Un filtre largement répandu à cette fin, est le filtre RRC. En effet, il satisfait aux conditions de premier critère de Nyquist qui fixe les conditions que doit remplir l'impulsion  $p(t)$  transmise pour éviter l'interférence inter symbole ISI. Ce critère spécifie que  $p(t)$  doit prendre la valeur « un » sur l'intervalle d'échantillonnage du symbole désiré et « zéro » pour les autres symboles :

$$p(iT_s - kT_s) = \begin{cases} 1 & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases} \quad (2.1)$$

Cependant, dans des applications pratiques, la réponse globale du spectre cosinus surélevé est également dédoublée entre l'émetteur et le récepteur, de ce fait si le gabarit du filtre RRC est connu, du côté transmission, stimulé par une impulsion, alors la réception présente une forme identique à sa propre réponse impulsionnelle qui maximise le SNR tout en réduisant au minimum l'interférence inter symbole [17,62].

Comme les réponses fréquentielles des filtres de transmission et de réception sont multipliées à la réception, alors le signal a été épuré par une combinaison augmentée de filtre de cosinus:

$$H_T(f)H_R(f) = H_{rc}(f), \quad (2.2)$$

$$|H_T(f)| \cdot |H_R(f)| = H_{rrc}(f). \quad (2.3)$$

$H_{rrc}(f)$  définit la réponse fréquentielle du filtre cosinus surélevé, tandis que  $H_{rc}(f)$  en caractérise le filtrage de son cosinus surélevé. La réponse fréquentielle du filtre RRC est donnée par l'équation 2.4.

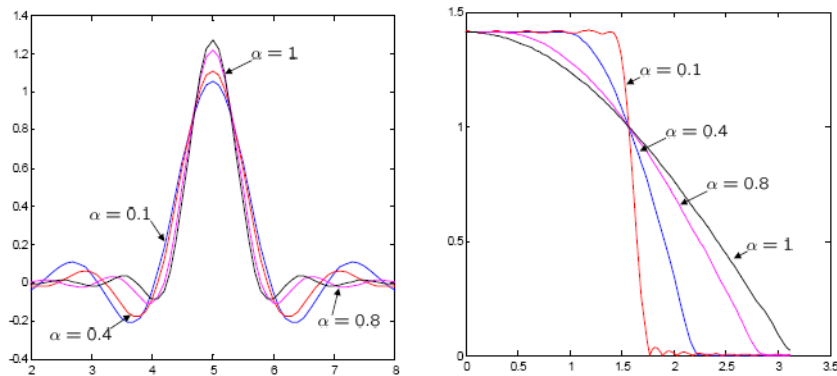
$$H_{rrc}(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq f_N(1 - \alpha) \\ \sqrt{\cos\left(\frac{\pi T_{sym}}{2\alpha}\left(|f| - \frac{1 - \alpha}{2T_{sym}}\right)\right)} & f_N(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N(1 + \alpha) \\ 0 & |f| > f_N(1 + \alpha) \end{cases} \quad (2.4)$$

$f_N$  étant la fréquence de Nyquist définie par :

$$f_N = \frac{1}{2T_{sym}} = \frac{R_{sym}}{2}.$$

où  $T_{sym}$  est la durée de symbole de modulation avec  $R_{sym}$  comme taux associé.

La largeur des fréquences centrales se définit par la réduction du facteur de pente  $\alpha$  établissant non seulement la finesse de la réponse dont les valeurs sont comprises entre 0 et 1 mais précise aussi la bande passante occupée par l'impulsion et le taux d'affaiblissement de ses queues. La figure 2.1 montre la forme rectangulaire de la réponse fréquentielle pour  $\alpha = 0$  signifiant l'étroitesse de la bande passante pour un lent taux d'affaiblissement. Cependant, la réponse fréquentielle devient complètement ronde lorsque  $\alpha = 1$ . Cette rondeur traduit l'avantage supplémentaire d'avoir un affaiblissement rapide des queues comme réponse impulsionnelle.



(a) Réponse impulsionnelle  $h_{rrc}(t)$ .

(b) Réponse fréquentielle  $H_{rrc}(f)$

Figure 2. 2: Forme spectrale et transformée de Fourier inverse de l'impulsion RRC.

La technique de conception utilisée pour ce genre de filtres repose sur la méthode d'échantillonnage fréquentielle dont la réponse associée du filtre est prélevée à intervalles constants pour une transformée de Fourier inverse (IFFT) appliquée aux échantillons de fréquence donnant les coefficients du filtre. La réponse réelle s'adapte à la réponse désirée quand le nombre d'échantillons de fréquence est important. Une réponse fine est obtenue avec un meilleur rejet lorsque plusieurs filtres sont utilisés.

## 2.3 Modèles de canal à évanouissement

### 2.3.1 Modèle statique

Soit  $s(t)$  le signal en bande de base se propageant dans le canal de transmission à évanouissement par trajets multiples. Si les effets AWGN sont supposés inexistant dans ce canal; alors l'expression de sa sortie passe bande est donnée par:

$$r(t) = s(t) \otimes h(t, \tau) \quad (2.5)$$

où  $\otimes$  représente la convolution à temps continu.

La réponse impulsionnelle en bande de base du canal multi-trajets obéit à :

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) e^{j\theta_i} \quad (2.6)$$

où

- $L$  est le nombre de trajets (taps),
- $\tau_i$  est le délai du trajet  $i$ ,
- $\alpha_i$  est l'amplitude du trajet  $i$ ,
- $\theta_i$  est la phase du trajet  $i$ .

Si l'on pose  $\phi_i(t) = \theta_i$ , alors l'équation 2.6 devient :

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(\tau - \tau_l) e^{j\phi_l(t)} \quad (2.7)$$

### 2.3.1.1 Modèle de canal à ligne à retard

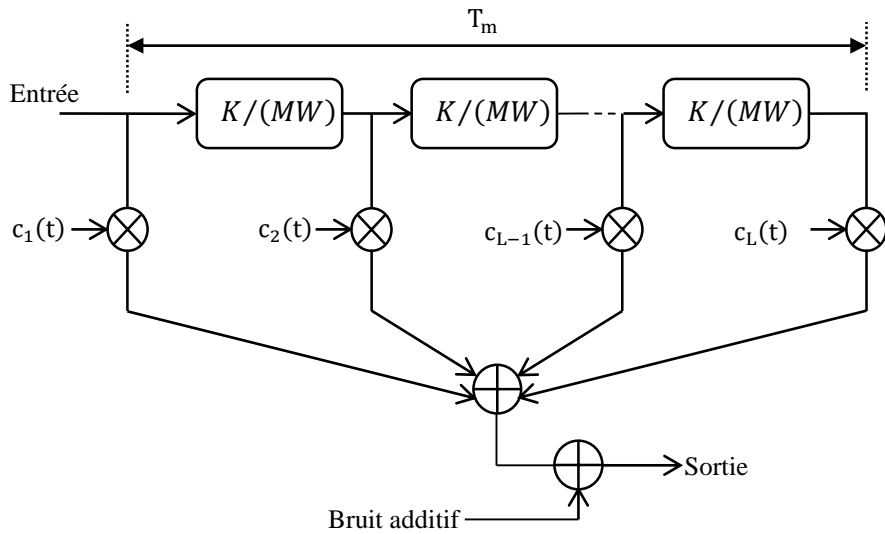


Figure 2. 3: Modèle de canal à lignes à retard.

La figure 2.3, donne une modélisation de canal multitrajet variant dans le temps [18,62], où les grandeurs respectives  $K/(MW)$ ,  $W$ ,  $c_i(t) = \alpha_i(t)e^{j\phi_i(t)}$ ,  $T_m = L/W$ ,  $L$  définissent l'espace entre trajet adjacents avec  $M/K$  comme facteur d'interpolation utilisé, la bande passante du signal transmis par le canal, les coefficients des trajets mutuellement non-corrélés, l'étalement temporel par trajets multiples et le nombre maximum des trajets multiples possibles du signal.

La caractérisation du nombre de trajets, leur délai et leur énergie se définit par le PDP (Power Delay Profile):

$$PDP(\tau) = \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.8)$$

Cette fonction renseigne l'utilisateur sur la puissance des différents trajets avec les délais associés. Généralement, le profil est modélisé par une forme exponentielle décroissante pour reproduire le comportement antagoniste des trajets éloignés dans le temps en fonction de leur puissance.

La figure 2.4 montre un exemple de réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets.



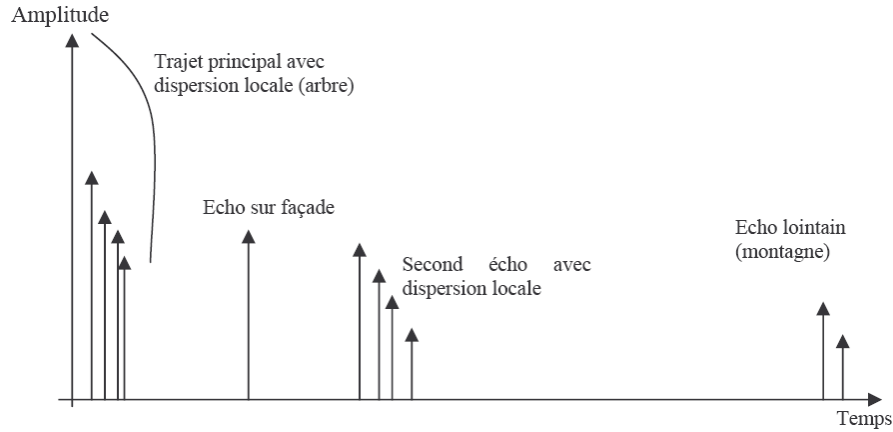


Figure 2. 4 : Exemple de réponse impulsionnelle de canal.

La caractérisation de la pente impose les définitions suivantes de [19]:

- délai maximum (Maximum Excess Delay)  $\tau_{max}$  qui traduit le retard entre le premier et dernier trajet, d'amplitude non négligeable (le délai au-delà duquel la réponse impulsionnelle est négligeable).
- délai moyen (Mean Excess Delay) qui représente le délai relatif moyen de tous les trajets. Cette grandeur, évaluée pour un moment d'ordre 1 du PDP est définie par l'équation :  $\tau_{mean} = \frac{\sum_l \alpha_l^2 (\tau_l - \tau_1)}{\sum_l \alpha_l^2}$ .
- Délai RMS (RMS Delay Spread) de moment d'ordre 2 centré des retards est caractérisé par :  $\tau_{RMS} = \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_l \alpha_l^2 (\tau_l - \tau_m - \tau_1)^2}{\sum_l \alpha_l^2} - (\tau_{mean})^2}$

Le profil de puissance exponentiel s'écrit alors comme :

$$PDP(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{D} \exp\left(-\frac{\tau}{D}\right) & \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.9)$$

où D est le  $\tau_{RMS}$  normalisé par la durée symbole.

### 2.3.1.2 Bande de cohérence

Pour les trois modèles de canaux retenus, on peut constater que la réponse fréquentielle du canal est perturbée quand le délai RMS devient important. La quantification de la perturbation de la réponse fréquentielle du canal a introduit la notion de bande de

cohérence  $B_c$ . En effet, si deux signaux ont une différence de fréquences égale à  $\Delta$  et si  $\Delta > B_c$  alors les signaux seront affectés différemment par le canal. Par contre, si  $\Delta < B_c$  alors les signaux seront affectés d'une façon similaire. La bande de cohérence sera donc la bande pour laquelle la réponse du canal serait considérée comme pratiquement constante. La relation liant la bande de cohérence avec le délai RMS est donnée par :

$$B_c \propto \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (2.10)$$

Généralement, les bandes de cohérence sont définies à 50% et à 90% :

$$B_{c50\%} \cong \frac{1}{5 \times \tau_{rms}} \text{ [Hz]} \quad (2.11)$$

$$B_{c90\%} \cong \frac{1}{50 \times \tau_{rms}} \text{ [Hz]} \quad (2.12)$$

La notion de bande de cohérence induit alors deux appellations. En effet, si  $B$  représente la bande passante d'un signal, alors le canal est dit :

- sélectif en fréquences si  $B \gg B_c$ .
- non sélectif en fréquences si  $B \ll B_c$ .

### 2.3.1.3 Modèles d'évanouissement de Rayleigh et de Rice

Les canaux sans fil sont caractérisés par les coefficients de trajets multiples associés à des variables aléatoires gaussiennes complexes. Dans une transmission NLOS et pour un nombre important de trajets, il est nécessaire d'utiliser l'approximation par le théorème de la centrale limite de la somme des différents trajets, dont les composantes en quadrature I et Q sont de distribution gaussienne par une variable complexe. Il est en résulte une amplitude et une phase uniformes donné par la distribution de Rayleigh:

$$f_{\text{Ray}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} & \text{si } a \geq 0 \\ 0 & \text{si } a < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

où  $\sigma$  est le paramètre le plus probable de Rayleigh. La moyenne et la variance en sont données respectivement par  $\sqrt{2\pi}\sigma$  et  $(1 - \pi)2\sigma^2$ .

Réciproquement, pour modéliser des canaux comportant un trajet d'amplitude importante par rapport aux autres trajets, par exemple celui d'un trajet en ligne directe LOS, la distribution de Rice est utilisée avec pour amplitude d'évanouissement la fonction suivante :

$$f_{\text{Rice}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2 + \rho^2}{2\sigma^2}} J_0\left(\frac{a\rho}{\sigma^2}\right) & \text{si } a \geq 0 \\ 0 & \text{si } a < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

où,  $\rho^2$  représente la puissance de la composante du signal reçu non atténué et  $J_0$  la fonction de Bessel d'ordre zéro associée. La distribution de Rice se caractérise par un facteur  $K$  défini par:

$$K = \frac{\rho^2}{2\sigma^2} \quad (2.15)$$

Pour ce même facteur, les situations LOS ou NLOS peuvent se présenter. En effet,

- Si  $K$  tend vers zéro, alors la distribution de Rice se dégrade en distribution de Rayleigh alors la situation NLOS est induite.
- Par contre, si  $K$  tend vers l'infini, nous sommes alors dans le cas d'une situation LOS dans laquelle un trajet contiendra l'énergie totale du signal.

## 2.3.2 Modèle dynamique

### 2.3.2.1 Etalement Doppler

Si l'environnement, l'émetteur et le récepteur étaient fixes, le canal de transmission serait invariant dans le temps et pourrait être vu comme un filtre figé. Lorsque la transmission s'effectue dans un canal mobile, les trajets changent de façon dynamique. Il faut introduire la

notion de variation temporelle du canal de propagation. La réponse impulsionnelle du filtre change alors en fonction du temps. Dans le domaine fréquentiel, cette variation dynamique du signal due à l'effet Doppler se traduit par un étalement spectral. Pour des cas particuliers (porteuse pure polarisée verticalement, ondes planes et angles d'arrivés uniformément répartis entre 0 et  $2\pi$ ), la forme du spectre résultant s'exprime de la manière suivante [20] :

$$S(f) = 1/(\pi f_d (1 - (f/f_d)^2))^{1/2} \quad (2.16)$$

où  $f_d$  est la fréquence Doppler et  $f$  la fréquence porteuse. Le calcul de  $f_d$  dépend de la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu (environ  $c$  si on prend l'air), de la fréquence  $f$ , de la vitesse  $v$  de déplacement du mobile et de l'angle  $\theta$  que forment la direction du vecteur de déplacement et la direction émetteur-récepteur :

$$f_D = (vf/c) \cos \theta \quad (3.17)$$

La figure 2.5 montre la densité spectrale de puissance du spectre Doppler normalisée par  $f_{dmax}$  calculée d'après (2.16).

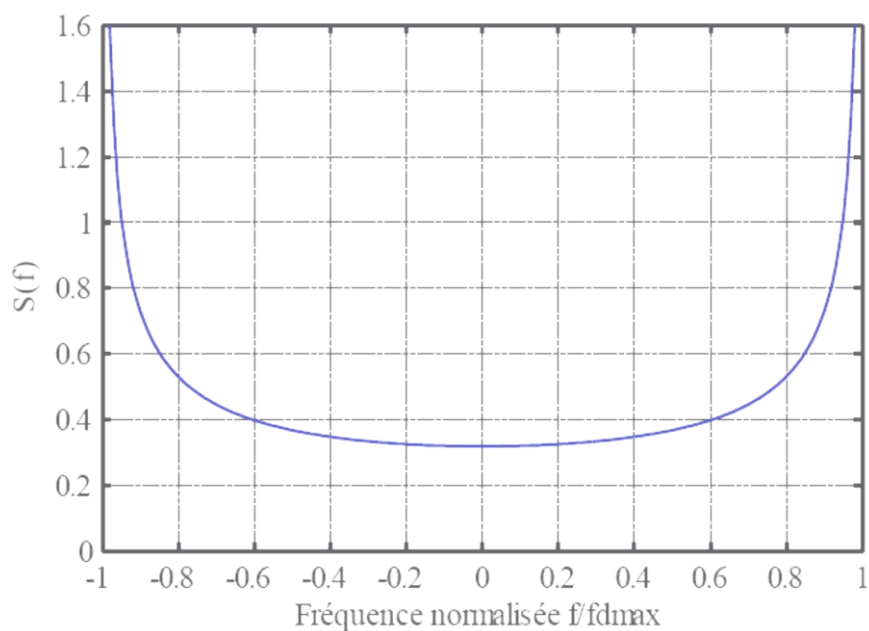


Figure 2. 5: Spectre Doppler [20].

Dans le cas d'une propagation à un seul rayon (rare), on ne parle pas d'étalement Doppler, mais de décalage : le signal reçu est translaté dans le domaine fréquentiel de  $\pm f_d$ , selon le sens de déplacement du mobile. L'effet Doppler va causer dans un environnement multitrajet combiné à un déplacement du mobile une modulation de phase et d'amplitude significative du signal. Cette modulation est appelée « évanouissement rapide ».

L'étalement Doppler  $B_d$  correspond à la largeur de bande où le spectre est essentiellement non nul. Son interprétation se traduit comme la production d'une impulsion de Dirac obtenue par transformée de Fourier d'un signal de type purement sinusoïdal envoyée dans un canal invariant dans le temps. Cette même impulsion couvrira alors une bande de fréquences  $B_d$  si le canal venait à varier.

Différents modèles ont été proposés pour matérialiser ce phénomène. Le plus connu d'entre eux est le modèle de Jakes dont la fonction d'autocorrélation et le spectre Doppler sont donnés par [21]:

$$\begin{aligned} \phi(\Delta t) &= J_0(2\pi f_m \Delta t) \\ S(\lambda) &= \begin{cases} \frac{1}{\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} & \text{si } |f| \leq f_m \\ 0 & \text{si } |f| > f_m \end{cases} \end{aligned} \quad (2.18)$$

où  $J_0$  est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et  $f_m$  la fréquence Doppler maximale. Ces fonctions permettent de constater que l'énergie reste essentiellement localisée aux frontières du spectre.

#### 2.4 Implémentation du modèle de canal

Le but de ce paragraphe est de décrire les différentes étapes permettant l'implémentation du canal pour la simulation. Le signal est en premier lieu sur-échantillonné et filtré à l'aide d'un filtre d'interpolation RRC en émission pour être ré-échantillonné à la fréquence de 100 MHz. Le signal est enfin transmis sur les trois canaux suivants :

- canal à évanouissement de bloc,
- canal variable dans le temps,
- canal à évanouissement de bloc variant dans le temps.

### 2.4.1 Canal à évanouissement de bloc

Le canal à évanouissement de bloc [22] est utilisé pour simuler les canaux à évanouissement qui varient lentement dans le temps. La figure 2.6 montre que le coefficient  $h_i$  du canal, ne change pas durant la transmission d'une trame OFDM,

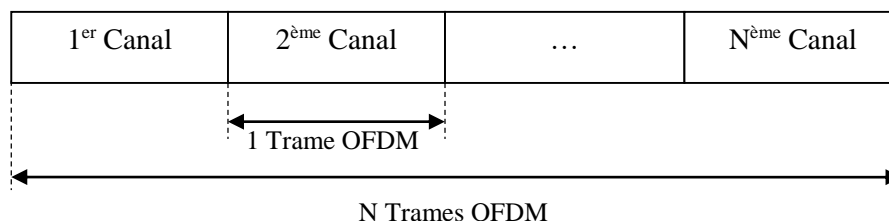


Figure 2. 6: Modèle de canal à évanouissement de bloc.

Dans ce cas, les réalisations de canal pour les trames consécutives sont indépendantes, ce qui est intéressant pour des simulations rapides du TEB mais pas pour celles incorporant la modulation adaptative et codage (AMC).

### 2.4.2 Canal variable dans le temps

La variation de la période du canal sans fil est produite par le déplacement des utilisateurs et de la propagation par trajets multiples. La réponse impulsionnelle des canaux variables dans le temps est caractérisée par un filtre linéaire variant dans le temps  $h(t, \tau)$  avec un décalage de fréquence  $f_d$  apparaissant au niveau du signal reçu et ce quand les utilisateurs sont en mouvement relatif.

Le filtrage variable dans le temps est mis alors en application dans la fonction matlab "tvfilter", qui effectue une convolution de chaque signal transmis avec la réponse impulsionnelle instantanée. Comme l'opération de filtrage est d'une complexité élevée, le modèle "d'évanouissement de bloc variant dans le temps" a alors été implémenté. La fonction "Jakes" utilisant une somme de « sinusoides » a été utilisée pour permettre de générer les caractéristiques du canal à évanouissement variable dans le temps.

Les suppositions de ce modèle sont [23] :

- L'émetteur est fixe et utilise une antenne omnidirectionnelle polarisée verticalement.
- L'incidence de champ en réception se compose d'un paquet de  $N$  ondes planes
- Chacun des paquets ayant une phase et un angle d'arrivée arbitraire suppose que les angles de phase sont uniformément distribués.

- Le paquet présente une amplitude moyenne avec absence de chemin LOS.

Le modèle suppose  $N$  rayons d'égale intensité arrivant à un récepteur mobile sous des angles d'arrivée  $\varphi_n$  uniformément distribués, tels que la  $n^{\text{ième}}$  raie ait subie les modifications fréquentielles  $\omega_n$  du à l'effet Doppler. En effet :

$$\omega_n = \omega_M \cos(\varphi_n) \quad (2.19)$$

La  $k^{\text{ème}}$  forme d'onde d'évanouissement  $T_k(t)$ , d'un système qui a  $M$  formes d'onde à évanouissement indépendantes, dont chacune se compose de  $N$  sinusoïdes peut être exprimé par :

$$T_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_{nk} e^{j(\omega_{nk}t + \phi_{nk})}, \quad (2.20)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$$

où  $C_{nk}$ ,  $\omega_{nk}$  et  $\phi_{nk}$  représentent respectivement l'amplitude, la pulsation et la phase aléatoire uniforme de la  $n^{\text{ième}}$  sinusoïde complexe dans le  $k^{\text{ième}}$  affaiblissement.

Dans ce cas  $\omega_{nk} = \omega_M \cos(\varphi_{nk})$ , où  $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ . et  $\varphi_{nk}$  est le  $n^{\text{ième}}$  angle d'arrivée du  $k^{\text{ième}}$  l'affaiblissement, dépendant de la forme d'onde d'évanouissement et de la sinusoïde.

Le paramètre  $C_{nk}$  peut être réduit à une valeur constante pour considérer un modèle d'antenne à gain uniforme et une puissance incidente uniformément distribuée [24] :

$$C = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (2.21)$$

Différentes formes de spectre sont obtenues selon les valeurs des paramètres  $\phi_{nk}$  et  $\varphi_{nk}$  choisies. En effet, ces formes sont classés sous l'appellation de :

- Spectre plat

Le paramètre  $\varphi_{nk}$  prenant les valeurs  $\pm \pi/2$  qui annulent l'opération  $\cos(\varphi_{nk})$  fait que la forme d'onde d'évanouissement suive l'expression suivante:

$$X_t = e^{j(2\pi f_d t + \phi_{nk})} \quad (2.22)$$

- Spectre de Clarke

Pour ce spectre, la phase de la sinusoïde  $\phi_{nk}$  est nulle et la forme d'onde d'évanouissement est donnée par :

$$X_t = e^{j(2\pi f_d t \cos \phi_{nk})} \quad (2.23)$$

- Spectre de Jakes

Le spectre de Jakes tient compte de tous les paramètres précédemment décrits. La forme d'onde d'évanouissement est donnée par [24,62] :

$$X_t = e^{j(2\pi f_d t \cos \phi_{nk} + \phi_{nk})} \quad (2.24)$$

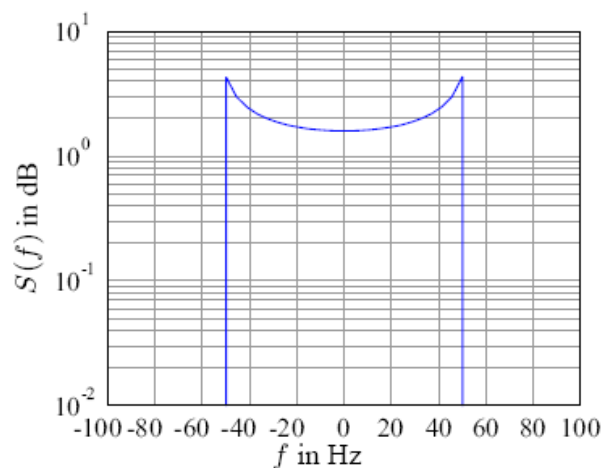


Figure 2. 7: Spectre Doppler de Jakes.

Les valeurs des paramètres des trois types de spectre sont regroupées dans le tableau 2.1.

Spectre	$\phi_{nk}$	$\phi_{nk}$
Plat	$\pm \pi/2$	$\neq 0$
Clarke	$\neq \pm \pi/2$	0
Jakes	$\neq \pm \pi/2$	$\neq 0$

Tableau 2. 1: Formes de spectre pour des canaux variant dans le temps.



### 2.4.3 Canal à évanouissement de bloc variant dans le temps

Ce type de canal est une combinaison du canal à évanouissement de bloc avec celui variant dans le temps. L'opération de filtrage de canal est identique à celle du canal à évanouissement de bloc pour lequel un canal constant est supposé être pendant une trame d'OFDM. Les réponses impulsionnelles du canal produites dans les trames successives changent d'une manière variable dans le temps, c.-à-d. que le canal varie comparé à la durée de trame OFDM pour laquelle doit être pris en compte les simulations AMC.

### 2.5 Modèle de canal I-METRA

Dans ce travail, nous avons choisi les profils de puissance définis par I-METRA [25,26,27] utilisés pour le standard WiMAX [8]. Ce modèle de canal spécifie un taux d'échantillon de 100 MHz pour lequel est supposé un signal de bande passante de 20 MHz sur-échantillonné par un facteur de cinq et pour lequel un nombre maximum de huit chemins est supposé [28,62]. Ces profils sont résumés par le tableau 2.2.

Modèle	Environnement	Dispersion	K (dB)	Délais RMS (ns)
U	Evanouissement plat non corrélé	LOS/NLOS	$\infty$	0
A	Evanouissement plat	LOS/NLOS	$\infty$	0
B	Résidentiel	LOS/NLOS	10	15
C	Résidentiel/petit bureau	LOS/NLOS	3	30
D (A)	Bureau moyen	NLOS	$\infty$	50
E (B)	Grand bureau	NLOS	$\infty$	100
F (C)	Espace ouvert	NLOS	$\infty$	150

Tableau 2. 2: Modèles de canaux I-METRA pour WiMAX.

Les scénarios de A à F sont d'I-METRA, U est un canal à évanouissement plat non-corrélatif simple, et l'AWGN représente un canal qui est seulement affecté par un bruit blanc Gaussien additif, qui a également un évanouissement plat non-corrélatif. Les valeurs pour les scénarios D, E, et F ont été obtenues à partir des modèles de Medbo A, B et C, respectivement [29,62].

### 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les notions de base d'un canal radio. Ainsi qu'une description des filtres RRC suivie d'une brève explication des caractéristiques d'évanouissement associée à un court aperçu des modèles statique et dynamique pour le contexte des simulations faites dans le cadre du canal d'I-METRA.

## **CHAPITRE 3**

### **SYSTEME DE BASE DE WiMAX**

#### 3.1 Introduction

Tout système de communication comprend un émetteur, un canal de transmission et un récepteur. L'émetteur est chargé d'adapter la source, au milieu de transmission alors que le récepteur en effectue l'opération inverse à partir du signal reçu.

Dans le cas des transmissions radioélectriques, l'adaptation du signal électrique au milieu de la propagation, se fait par le biais d'antennes pour le traduire en information électromagnétique. Des opérations duales sont effectuées au niveau du récepteur afin de tenter de retrouver le message d'origine à partir des champs reçus.

En pratique, les signaux considérés à puissance ou à énergie finie, sont agencés dans quatre classes selon leurs caractères discrets ou continus [30]. Deux classes sont employées dans les transmissions analogiques et numériques.

Il faut noter que la distinction ne porte ni sur la nature de la source, ni sur celle du signal porteur d'information. En effet, toute source analogique à bande finie, peut être convertible en une source numérique par la double opération d'échantillonnage et de quantification subordonnée au théorème de Shannon.

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, au fonctionnement général du système WiMAX utilisé dans le cadre des communications numériques et dont le schéma fonctionnel de la couche physique IEEE802.16 OFDM est représenté dans la figure 3.1. On y distingue l'émetteur, le récepteur et enfin le canal de transmission (§ précédent).

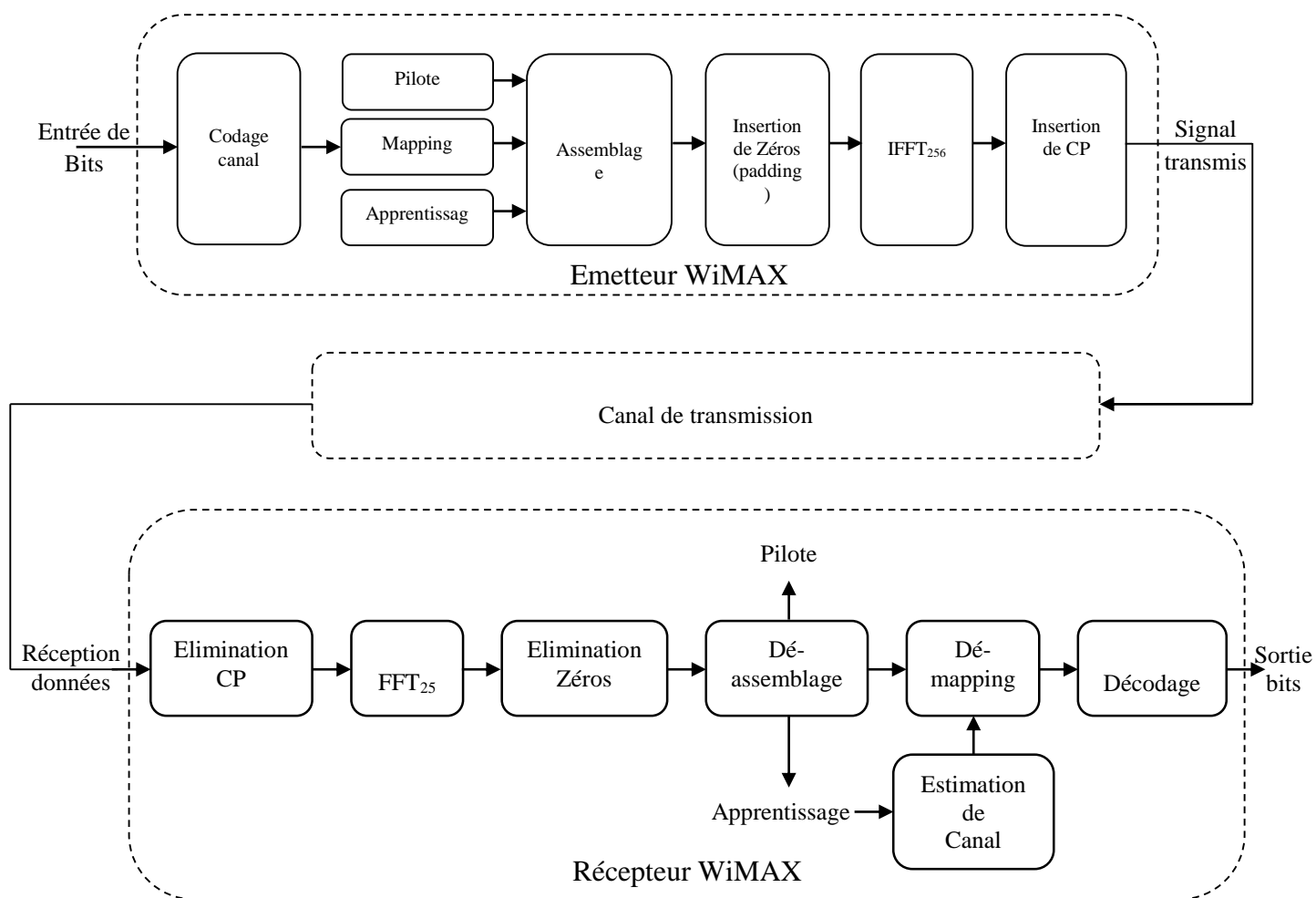


Figure 3. 1: Schéma fonctionnel de la couche physique IEEE 802.16 OFDM

### 3.2 Émetteur WiMAX

Cette partie décrit les différentes opérations devant être exécutées par l'émetteur WiMAX avant la transmission des données. Les différents blocs fonctionnels le constituant sont représentés sur la figure 3.2[62].

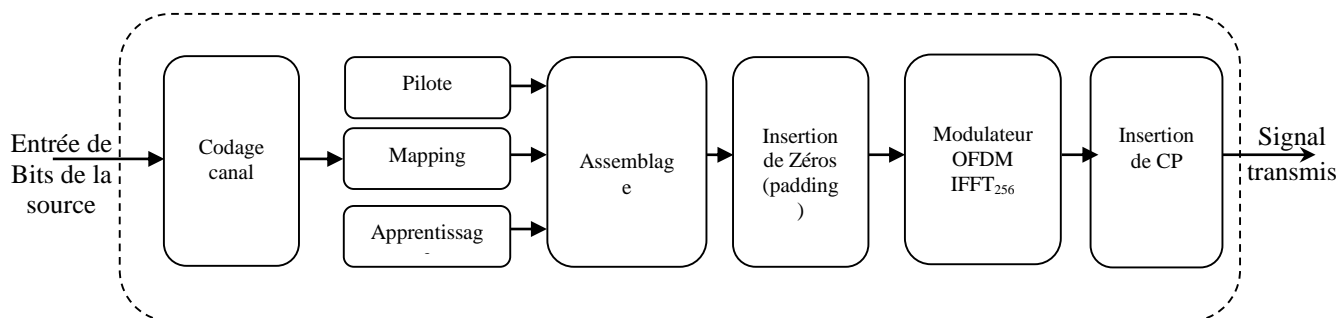


Figure 3. 2: Émetteur du système de WiMAX.

Les données de la source, sont d'abord randomisées pour être codées et mappées en symboles PSK ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Les simulations mises en application dans la thèse, ont été développées pour la couche physique sans fil MAN-OFDM de WiMAX en utilisant le multiplexage par division de fréquence orthogonale (OFDM) avec 256 sous porteuses.

L'OFDM est une technique de modulation pour des liaisons numériques qui, distribue les données à transmettre sur un nombre important de fréquences porteuses [31,32,33,34,35,62]. Chaque sous-porteuse peut être modulée suivant un schéma qui lui est propre (BPSK, QPSK, 16-QAM...). Les principaux avantages de l'OFDM; sont sa haute efficacité spectrale, sa faible sensibilité aux distorsions causées par les trajets multiples ainsi que sa robustesse aux interférences.

Dans un système mono porteur, un évanouissement profond, peut causer la perte totale du signal. En OFDM, les sous porteuses étant modulées individuellement à bas débit, se comportent comme des signaux indépendants à bande étroite. Chaque sous porteuse se propage donc, dans un canal non sélectif en fréquence. Dans un canal à évanouissement, il est possible qu'une partie de l'information soit perdue (évanouissements profonds localisés). Le fait de répartir l'information sur un nombre important de porteuses, assure qu'une partie au moins de l'information sera transmise correctement. Le codage canal, qui introduit de la redondance dans le signal, permet alors, de retrouver les informations perdues à partir des données correctement reçues. Les erreurs de transmission sont ainsi corrigées.

Chaque symbole OFDM se compose de 192 sous porteuses de données; une sous-porteuse zéro DC, 8 sous porteuses pilotes et 55 sous porteuses de garde, pour constituer grâce à un processus d'assemblage de l'ensemble, la construction des symboles. Des préambules de séquences d'apprentissage sont ajoutés au début de chaque salve pour rendre aisée, l'estimation des coefficients du canal à la réception qui se voit, suivis d'une insertion de zéro (padding). Le signal résultant, est alors modulé par l'IFFT en un signal OFDM. Un préfixe cyclique (CP), est ajouté dans le but d'empêcher l'interférence inter-symboles.

### 3.2.1 La Source

La source délivre des symboles puisant leurs valeurs, dans un alphabet fini généralement binaire ne contenant que deux éléments notés, par convention 0 et 1. Si cet alphabet comporte M éléments, on parlera de source M-aire.

La source est caractérisée, par un débit alphabétique exprimé en symboles par seconde (ou Bauds) et un débit d'information en Shannon par seconde (ou bit/s) [36]. Si une source délivre des symboles indépendants, dont les valeurs sont équiprobables, on dira que la source est idéale dans le sens où elle maximise le débit d'information. Aussi, une source binaire idéale, est caractérisée par un débit d'information égal au débit alphabétique. Dans la suite, on traitera le cas de la source binaire.

### 3.2.2 Codage

Comme le montre la figure 3.3, le codage canal est composé de 3 étapes : le brassage (randomizer), le FEC, et l'entrelacement (interleaving).

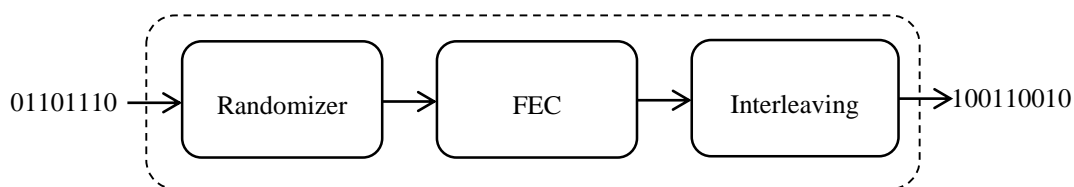


Figure 3. 3: Codage canal.

#### 3.2.2.1 Brassage

D'après la norme IEEE 802.16 [2], les bits d'information doivent être randomisés avant la transmission. La randomisation est appliquée à chaque salve (burst) de données sur la liaison descendante DL et la liaison montante UL ainsi que sur chaque allocation d'un bloc

de données (sous canaux dans le domaine fréquentiel et des symboles OFDM dans le domaine temporel). Dans ce cas, veut répartir l'énergie sur l'ensemble du canal de transmission; en clair, éviter les longues suites de 1 ou 0 qui créeraient une raie à forte énergie dans le spectre. Un signal connu qui possède cette caractéristique, est le bruit qui est aléatoire par nature et donc une énergie uniformément répartie.

Pour rendre notre signal transmis, semblable au bruit, nous allons le multiplier par la sortie d'un générateur pseudo aléatoire (Figure 3.4). C'est un dispositif simple, formé de 15 registres à décalage et d'un OU exclusif (XOR) qui génèrent une séquence aléatoire PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) utilisée, dans le brassage des données. La sortie de ce générateur, doit être égale à  $1+X^{14}+X^{15}$  (la séquence de randomisation est appliquée seulement aux bits informations).

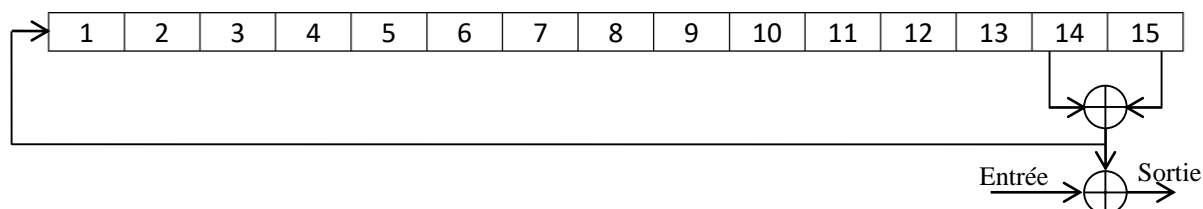


Figure 3. 4: Générateur de PRBS

Dans le sens DL, le randomiser doit être réinitialisé au début de chaque trame avec la séquence « 100101010000000 ». Le randomiser ne doit pas être initialisé au début de la première salve, mais pour les salves qui suivent. Il doit être initialisé au début de chaque salve, avec le vecteur illustré dans la Figure 3.5.

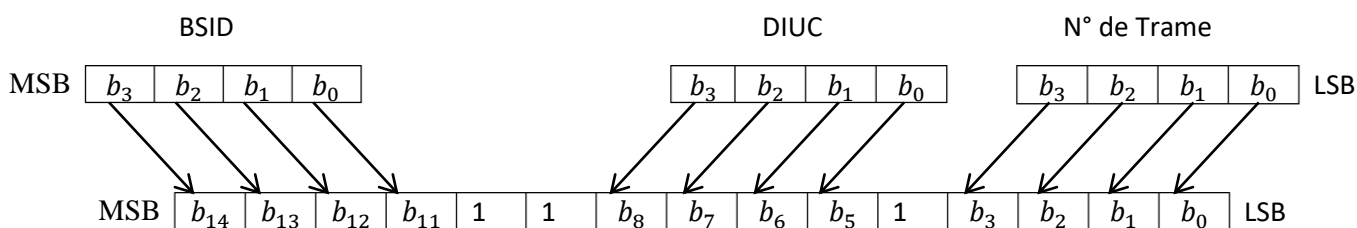


Figure 3. 5: Vecteur d'initialisation du randomiser en DL.

Pour le sens UL, le randomiser est initialisé au début de chaque salve, avec le vecteur illustré dans la figure 3.6.

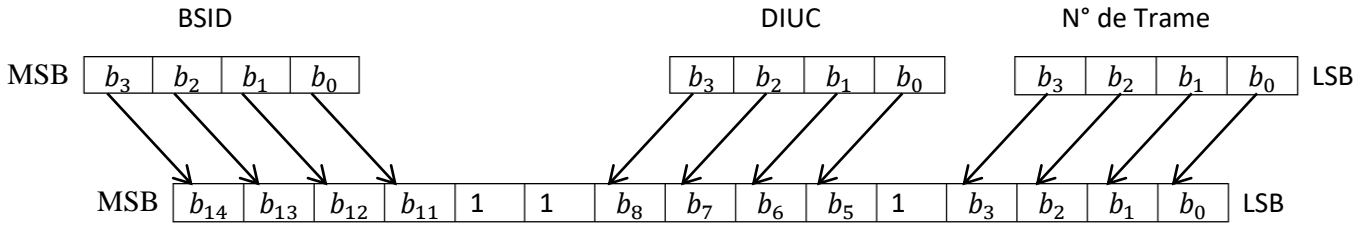


Figure 3. 6: vecteur d'initialisation du randomiser en UL.

La norme ne donne pas de précision concernant les 4 bits du BSID. D'après la figure ci-dessus, il s'agit des 4 bits de poids le plus fort du BSID. Nous donnons les définitions des éléments cités dans les figures 3.5 et 3.6.

- BSID (Base Station identifier) : c'est un champ de 48 bits identifiant la BS. La norme précise que ce champ, doit être programmable de sorte que les 24 bits de poids le plus fort, soient utilisés comme identificateur de l'opérateur.
- DIUC (DL Interval Usage Code) : il s'agit d'un code, à 4 bits, identifiant une salve profile particulière utilisée dans la transmission DL.
- UIUC (UL Interval Usage Code) : il s'agit d'un code, à 4 bits, identifiant une salve profile particulière utilisée dans la transmission UL.

Dans le cas étudié, au lieu d'exécuter un processus de randomisation directement, une source binaire qui produit des séquences aléatoires de bits est utilisée. Le nombre de bits généré est spécifié pour constituer une trame de base et est calculé, à partir de la taille du paquet exigée pour chaque situation. La taille de ce paquet, dépend du nombre de symboles OFDM transmis, de la cadence globale du codage du système et de, l'alphabet de modulation.

L'équation 3.1 donne le nombre de symboles OFDM transmis dans une trame qui dépend du nombre total de symboles  $N_{Tsym}$  transmis en incluant ceux utilisés par le préambule noté  $N_{train}$  :

$$N_{OFDM} = N_{Tsym} - N_{train} \quad (3.1)$$

Le nombre de symboles transmis est défini par :

$$N_{\text{Tsym}} = \frac{T_{\text{frame}}}{T_{\text{sym}}} \quad (3.2)$$

où  $T_{\text{sym}}$  et  $T_{\text{frame}}$  caractérisent respectivement, le temps du symbole OFDM et la durée de la trame.

Une fois le nombre de symboles OFDM connu, le nombre de bits à envoyer par la source est évalué par la relation :

$$S_{\text{packet}} = N_{\text{OFDM}} \cdot R \cdot N_{\text{data}} \cdot M_a \quad (3.3)$$

avec  $R$  représentant le taux global du codage;  $N_{\text{data}}$  le nombre de sous porteuses de données utilisées et  $M_a$ , l'alphabet de modulation qui est indiqué par le nombre de bits transmis par symbole.

### 3.2.2.2 FEC (Forward Error Correction)

Le codage du canal introduit de la redondance afin de rendre la transmission plus robuste. En effet, cette redondance pourra être utilisée en réception, pour faire face aux différentes sources de bruit et d'interférence afin de, détecter, voire corriger les erreurs commises. Afin de quantifier cette redondance, on définit le rendement du code, c'est à dire le rapport entre le nombre d'éléments binaires en entrée et, le nombre d'éléments binaires en sortie. Cette valeur est donc toujours inférieure ou égale à 1 (le cas particulier d'une valeur égale à 1, signifie qu'il n'y a pas de codage, c'est à dire aucune redondance). Il existe deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs; les codes en bloc et les codes convolutifs [37]. Les codes en bloc, étudiés pour la première fois par Hamming en 1950 [38], où les blocs de sortie sont indépendants les uns des autres (pas d'effet de mémoire), sont plus efficaces dans le cas d'erreurs par paquets. A l'inverse, les codes convolutifs, étudiés pour la première fois par Elias 1955 [38], engendrent un effet de mémoire qui les rend au contraire plus efficaces contre des erreurs indépendantes. Pour certains types de canaux dits à mémoire, les erreurs de transmission sont corrélées et arrivent par paquets. Afin d'améliorer le pouvoir correctif des codes, il est possible de modifier les statistiques d'apparition par des techniques



d'entrelacement/désentrelacement en blocs ou convolutives. On peut aussi envisager la concaténation, en série ou en parallèle, de différents codes.

Les codes RC (Reed-Solomon) et CC basés sur ce principe, ont permis d'atteindre des performances jusqu'alors inégalées avec une complexité acceptable [39,40]. Plus récemment, en 1998, les codes temps-espace [38,41] adaptés aux communications sans fil multi-antennes et leurs critères de construction, ont fait leur apparition avec, en particulier les travaux, de Tarock et Alamouti. Ceux-ci permettent d'obtenir un gain de codage et/ou un gain de diversité spatiale [42]. Ceci fera l'objet du prochain chapitre.

La figure 3.7 montre le processus d'encodage, qui se compose d'un enchaînement d'un code externe RS et d'un code, convolutif interne CC (adapté au débit), comme méthode FEC obligatoire pour la norme WiMAX, appliqué dans les 2 sens UL et DL. L'utilisation des codages du type BTC et CTC est optionnelle.

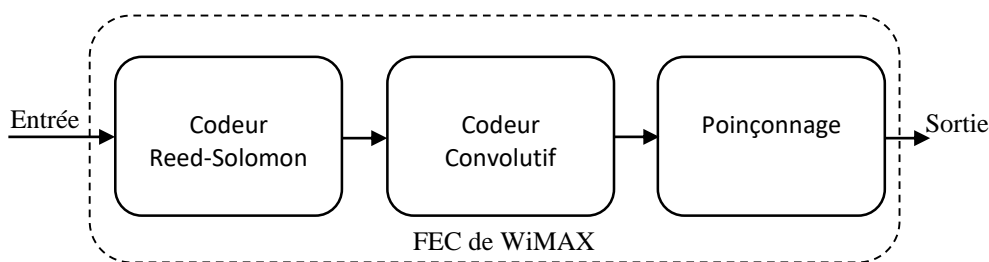


Figure 3. 7: Codage du système WiMAX.

Les données sont en premier, codées en RS et par la suite, codées en CC. C'est une programmation flexible due au poinçonnage du signal, qui permet différentes cadences du codage. La dernière partie du codeur, est un processus d'entrelacement qui évite de longs salves d'erreur.

Une méthode de codage à taux variable, qui dépend des conditions du canal est conçue pour offrir un niveau de protection optimum des erreurs aux utilisateurs. Les options de FEC sont associées avec plusieurs méthodes de modulation, pour former des profils de salves avec des efficacités et des robustesses variables. Le tableau 3.1 donne les longueurs et les taux de codage de blocs utilisés pour les différentes modulations.

AMC	Modulation	Code RS	taux de codage CC	taux de codage global
1	BPSK	(12,12,0)	1/2	1/2
2	4-QAM	(32,24,4)	2/3	1/2
3	4-QAM	(40,36,2)	5/6	3/4
4	16-QAM	(64,48,4)	2/3	1/2
5	16-QAM	(80,72,4)	5/6	3/4
6	64-QAM	(108,96,6)	3/4	2/3
7	64-QAM	(120,108,6)	5/6	3/4

Tableau 3. 1: Méthodes de modulation et de codage dans WiMAX.

Les utilisateurs transcrivent l'état actuel du canal à la station de base (BS). Basé sur cet état, un taux spécifique du codage, est choisi pour les transmissions de données de la liaison descendante. Ainsi, les utilisateurs qui constatent un "mauvais" état du canal, c'est à dire, une faible valeur du SNR à un moment donné, seront équipés de la meilleure correction d'erreurs pour réaliser de "bons" états du canal en même temps. Ce processus s'appelle la modulation adaptative et le codage AMC (§ 4). Dans les prochaines sections, une description complète de tous les blocs est faite.

#### 3.2.2.2a Codeur Reed-Solomon

Les propriétés des codes Reed-Solomon sont appropriées aux erreurs d'applications qui se produisent dans les salves [49,62]. La correction d'erreurs de Reed-Solomon est une méthode de codage, qui fonctionne par une construction d'abord, d'un polynôme des symboles de données à transmettre et l'envoi, de l'excédent d'échantillons au lieu des symboles initiaux. Un code de Reed-Solomon est spécifié par  $RS(n, k, t)$  avec  $l$ -bit de symboles. Le codeur prend  $k$  symboles de chaque  $l$ -bits de données et ajoute  $2t$  symboles de parité pour construire  $n$  mots du code des symboles. Ainsi  $n$ ,  $k$  et  $t$  peuvent être définis comme:

- $n$  : le nombre de bits après le codage,
- $k$  : le nombre de bits de donnés avant le codage,
- $t$  : le nombre de bits de donnés qui peuvent être codés.

La capacité de correction d'erreurs de n'importe quel code  $RS$  est déterminée par  $(n - k)$ , qui représente la mesure de la redondance dans le bloc. Si l'emplacement des symboles incorrects

n'est pas connu à l'avance, alors un code de Reed-Solomon peut corriger jusqu'à  $t$  symboles, où  $t$  peut être exprimé comme  $t = (n - k)/2$ .

D'après la norme spécifique de WiMAX, les paramètres du code Reed-Solomon systématique, sont  $RS(n = 255, k = 239, t = 8)$  en utilisant un champ de Galois adéquat  $GF(2^8)$ . Le polynôme primitif et le polynôme générateur utilisés sont:

- Le polynôme primitif :

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (3.4)$$

- Le polynôme générateur :

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \cdots (x + \lambda^{2t-1}) \quad (3.5)$$

Le polynôme primitif est utilisé pour construire le champ de symboles et peut également être, nommé comme polynôme générateur de champ. Le polynôme générateur de codes, est employé pour calculer les symboles de parité avec  $\lambda$ , l'élément primitif du champ de Galois [43,44].

Pour rendre le codage  $RS$  flexible, il faut tenir compte alors des longueurs de blocs variables et des capacités variables de correction; le bloc doit être réduit et poinçonné. Quand un bloc est réduit à  $k$  octets, 239  $k$  octets nuls sont ajoutés comme un préfixe après le processus d'encodage. Les 239  $k$  octets nuls encodés, sont rejetés. Une fois que le processus de réduction est réalisé, le nombre de symboles entrants et sortants du codeur  $RS$ , change ainsi que le nombre de symboles  $t$  qui peuvent être corrigés. Avec le poinçonnage, seulement les premiers  $2t$  octets de parité seront utilisés sur un total de 16. Les octets de parité, sont calculés à partir du code  $RS(255,239,8)$  systématique. La figure 3.8 montre, les opérations de réduction et de poinçonnage du codage  $RS$ .

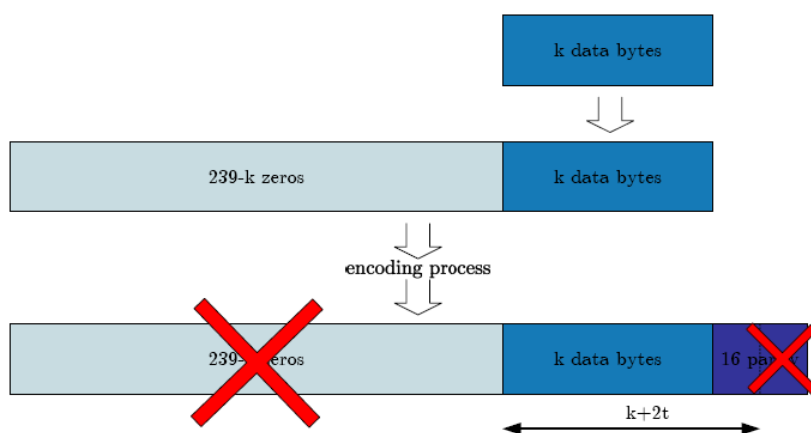


Figure 3. 8: Processus de réduction et poinçonnage du codage *RS*.

L'entrée du bloc codeur *RS* défini par Simulink, est un vecteur dont la longueur est un multiple entier de  $lk$ ;  $l$  étant la longueur des séquences binaires correspondant aux éléments du champ de Galois  $GF(2^l)$ , et la sortie est un vecteur dont la longueur est un nombre entier multiple de  $ln$ . Par conséquent, la première étape à implémenter, est de diviser le vecteur de données sur un certain nombre de blocs dont la longueur se conforme à la condition citée ci-dessus. En même temps, nous devons prendre en considération le nombre d'octets de données  $k$ , avant le codage; le nombre d'octets  $n$  après codage et le nombre d'octets  $t$  de données qui, peuvent être corrigés. Le tableau 3.1 indique ces valeurs qui peuvent changer, en fonction de la méthode de modulation. Ainsi, le nombre de blocs utilisés dans le codeur Reed-Solomon est calculé comme suit:

$$N_{RS} = \frac{S_{\text{packet}}}{8k} \quad (3.6)$$

où  $N_{RS}$  est le nombre de blocs utilisés dans le codeur *RS* et,  $S_{\text{packet}}$  représente celui des bits envoyés par la source.

Le schéma fonctionnel du codeur Reed-Solomon mis en application dans Simulink de Matlab est décrit par la figure 3.9 [62].

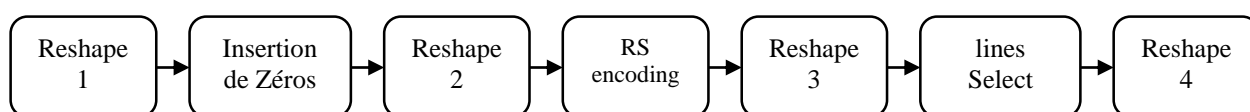


Figure 3. 9: Schéma fonctionnel du codeur Reed-Solomon de WiMAX.

Le bloc "Reshape 1" (bloc matlab) ordonne les données d'entrée du codeur RS sous une forme matricielle, où le nombre de lignes correspondant, est calculé à partir de la longueur des blocs  $k$  avant le codage. Le nombre de blocs **RS** calculés par l'équation 3.6, détermine le nombre de colonnes. Le remplissage par des zéros (padding) le long des colonnes, est exécuté au début du traitement, pour réaliser une longueur de 239 octets pour chaque bloc. Le bloc "Reshape 2" transforme la structure matricielle en un vecteur. Une fois que les données ont traversé le codeur, le bloc "Reshape 3" distribue le vecteur de la sortie du codeur dans une matrice de dimensions  $255 \times N_{RS}$ . Le bloc "line Select" (bloc matlab) sélectionne les octets corrects, après le processus du codage. Ainsi, le préfixe zéro est rejeté et les données, sont poinçonnées pour prendre uniquement les  $2t$  premiers octets sur l'ensemble des octets de parité. Finalement le bloc "Reshape 4" réarrange les données de la matrice en un vecteur colonne, préparant ainsi le codage convolutif.

#### 3.2.2.2b Codeur convolutif

Après le processus du codage RS, les bits de données sont encore codés par un codeur convolutif binaire, qui a un taux de  $1/2$  et une longueur de contrainte égale à 7. Les polynômes générateurs utilisés pour dériver les bits du codage des deux sorties X et Y, sont donnés par les expressions suivantes :

$$G_1 = 171_{oct} \text{ pour X,} \quad (3.7)$$

$$G_2 = 133_{oct} \text{ pour Y.} \quad (3.8)$$

Un codeur convolutif, accepte des messages de longueur  $k_0$  bits et produit des mots de code de  $n_0$  bits. Généralement, il se compose d'un registre à décalage de  $L$  segments, où  $L$  est la longueur de contrainte du codeur.

Le codeur convolutif binaire implémenté est décrit sur la figure 3.10 :

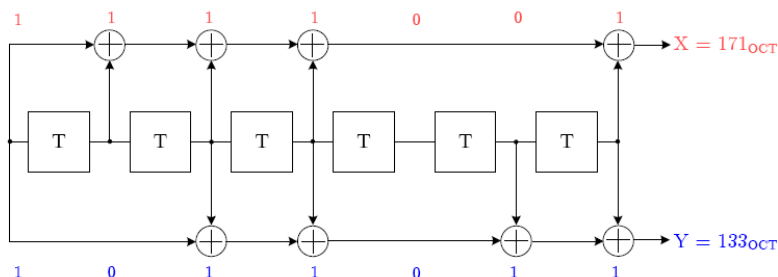


Figure 3. 10: Codeur convolutif avec un taux binaire de  $\frac{1}{2}$  [62,66].

### 3.2.3 Poinçonnage

Le processus de poinçonnage consiste à éliminer systématiquement, les bits du flux à faible taux de la sortie du codeur, afin de réduire la quantité de données à transmettre. Ceci conduit à un code à taux élevé. Les bits sont effacés selon une matrice de poinçonnage, où la moyenne du bit rejeté s'annule.

Le processus du poinçonnage est employé, pour créer les taux variables du codage requis pour fournir divers niveaux de protection d'erreur aux utilisateurs du système. Les différents taux qui peuvent être utilisés, sont  $\frac{1}{2}$ ,  $\frac{2}{3}$ ,  $\frac{3}{4}$  et  $\frac{5}{6}$ . Les vecteurs de poinçonnage pour ces taux, sont donnés dans le tableau 3.2 [62,66].

Taux	Vecteur de poinçonnage
$\frac{1}{2}$	[1]
$\frac{2}{3}$	[1 1 1 0]
$\frac{3}{4}$	[1 1 0 1 1 0]
$\frac{5}{6}$	[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0]

Tableau 3. 2: Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif.

Le codage convolutif et le poinçonnage, sont directement intégrés par Simulink, dans un même bloc.

### 3.2.2.4 Entrelacement

L'entrelacement de données est généralement utilisé, pour disperser les salves d'erreur et ainsi, réduire la concentration d'erreur à corriger, en vue d'augmenter l'efficacité de FEC par l'étalement des salves d'erreurs introduites, par le canal de transmission pour une longue période. Nous répartissons alors, à l'émission, les bits adjacents d'une manière convenable.

La taille d'un entrelacement, est égale au nombre des bits codés que les sous porteuses d'un symbole OFDM peuvent supporter.

L'entrelacement est mis en œuvre, par l'utilisation d'une matrice tampon bidimensionnelle, telle que les données sont écrites sur les lignes de cette matrice. Nous effectuons par la suite, une lecture sur les colonnes, qui spécifie le nombre de niveaux d'entrelacement. Il en résulte, qu'une salve d'erreurs dans le canal après l'entrelacement, devient à peine espacée d'erreurs facilement corrigibles.

Le WiMAX utilise un entrelaceur qui combine les données, en utilisant 12 niveaux d'entrelacement. L'effet de ce processus, peut être explicité, comme un étalement des bits des différents symboles; combinés pour obtenir de nouveaux symboles (même taille et bits réarrangés).

Dans le cas de notre méthodologie, l'entrelaceur simulé a été réalisé en deux étapes. Tout d'abord, les données traversent un entrelaceur de matrice qui réalise un entrelacement par bloc, en remplissant une matrice de symboles ligne par ligne. Nous envoyons ensuite, le contenu de cette matrice colonne par colonne. Les paramètres utilisés pour ce bloc, sont le nombre de lignes et celui des colonnes qui composent la matrice:

$$N_{\text{rows}} = 12, \quad N_{\text{columns}} = \frac{N_{\text{tcb}}}{N_{\text{rows}}}.$$

La deuxième étape se compose d'un entrelaceur de blocs. Elle permet de réarranger les éléments d'entrée selon un vecteur d'index. Ce vecteur est défini comme suit :

$$I = \sum_{i=0}^{N_{\text{tcb}}-1} \left( s \left[ \frac{i}{s} \right] + \text{mod} \left( i + N_{\text{tcb}} - \left[ \frac{i N_{\text{rows}}}{N_{\text{tcb}}} \right], s \right) + 1 \right) \quad (3.9)$$

où :

- $N_{\text{tcb}}$  est le nombre total de bits codés :  $N_{\text{tcb}} = N_{\text{cpc}} N_{\text{tx-data}}$ ,
- $N_{\text{cpc}}$  est le nombre de bits codés par sous-porteuse identique avec l'alphabet de modulation  $M_a$ ,
- $N_{\text{tx-data}}$  est le nombre total de symboles transmis:  $N_{\text{tx-data}} = N_{\text{data}} N_{\text{OFDM}}$ ,
- $s = \left\lfloor \frac{N_{\text{cpc}}}{2} \right\rfloor$

### 3.2.3 Modulation numérique

Après l'entrelaceur, les bits de données entrent en série dans le modulateur numérique. Tous les systèmes de transmission sans fil, utilisent une méthode de modulation pour représenter les bits codés sous une certaine forme qui peut être, effectivement transmise sur un canal de transmission. Ainsi, les bits des sous porteuses, sont représentés par une amplitude et une phase, données par un vecteur complexe en phase et en quadrature de phase (Q.I.). La représentation graphique de Q.I, montre le vecteur transmis pour toutes les combinaisons de mots contenant les données de la modulation. Le codage de Gray, est une méthode pertinente pour cette allocation, puisque les points adjacents dans la constellation, diffèrent seulement par un simple bit. Ce codage aide à réduire au minimum, le taux global d'erreur des bits comme il réduit les erreurs multiples occurrentes, d'une erreur simple des symboles.

Le Wireless MAN OFDM du standard IEEE802.16-2004 supporte les modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM (illustrées dans la figure 3.11). Pour réaliser une puissance moyenne identique pour tous les symboles, les constellations doivent être normalisées. Cette normalisation est faite alors, en multipliant les symboles par le facteur de normalisation  $C_m$ . Le tableau 3.3, indique ces valeurs[62,66] .

Modulation	Constante de normalisation pour une puissance moyenne unité
BPSK	$C_m = 1$
QPSK	$C_m = 1/\sqrt{2}$
16-QAM	$C_m = 1/\sqrt{10}$
64-QAM	$C_m = 1/\sqrt{42}$

Tableau 3. 3: Facteurs de normalisation.

Le nombre de bits par symbole pour chaque type de modulation, est donné par le tableau 3.4 :



Type de modulation	Valence d'amplitude	Valence de phase	Nombre total des valences	Efficacité (bit/symbole)
BPSK	1	2	2	1
QPSK	1	4	4	2
16-QAM	2	8	16	4
64-QAM	4	16	64	6

Tableau 3. 4: Efficacité des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM

Les données sont alors prêtes pour attaquer le modulateur OFDM.

La représentation de la modulation est établie, dans la simulation. L'alphabet des symboles  $A_s$ , représente les points du même rang dans la carte de constellation et est défini, dans le tableau 3.5 [62,66].

Modulation	L'alphabet de symbole $A_s$
BPSK	$A_s = (1, -1)$
QPSK	$A_s = (1 + j, 1 - j, -1 + j, -1 - j)$
16-QAM	$A = (j, 3j, -j, -3j)$ $A_s = (A + j, A + 3, A - 1, A - 3)$
64-QAM	$A = (j, 3j, 5j, 7j, -j, -3j, -5j, -7j)$ $A_s = (A + 1, A + 3, A + 5, A + 7, A - 1, A - 3, A - 5, A - 7)$

Tableau 3. 5: Alphabet de modulation pour la carte de constellation.

En outre, une modulation adaptative et un mécanisme de codage, sont supportés par la liaison descendante en vue de permettre, au nombre de bits transmis par symbole, d'être adaptés aux conditions du canal (cf. § 4).

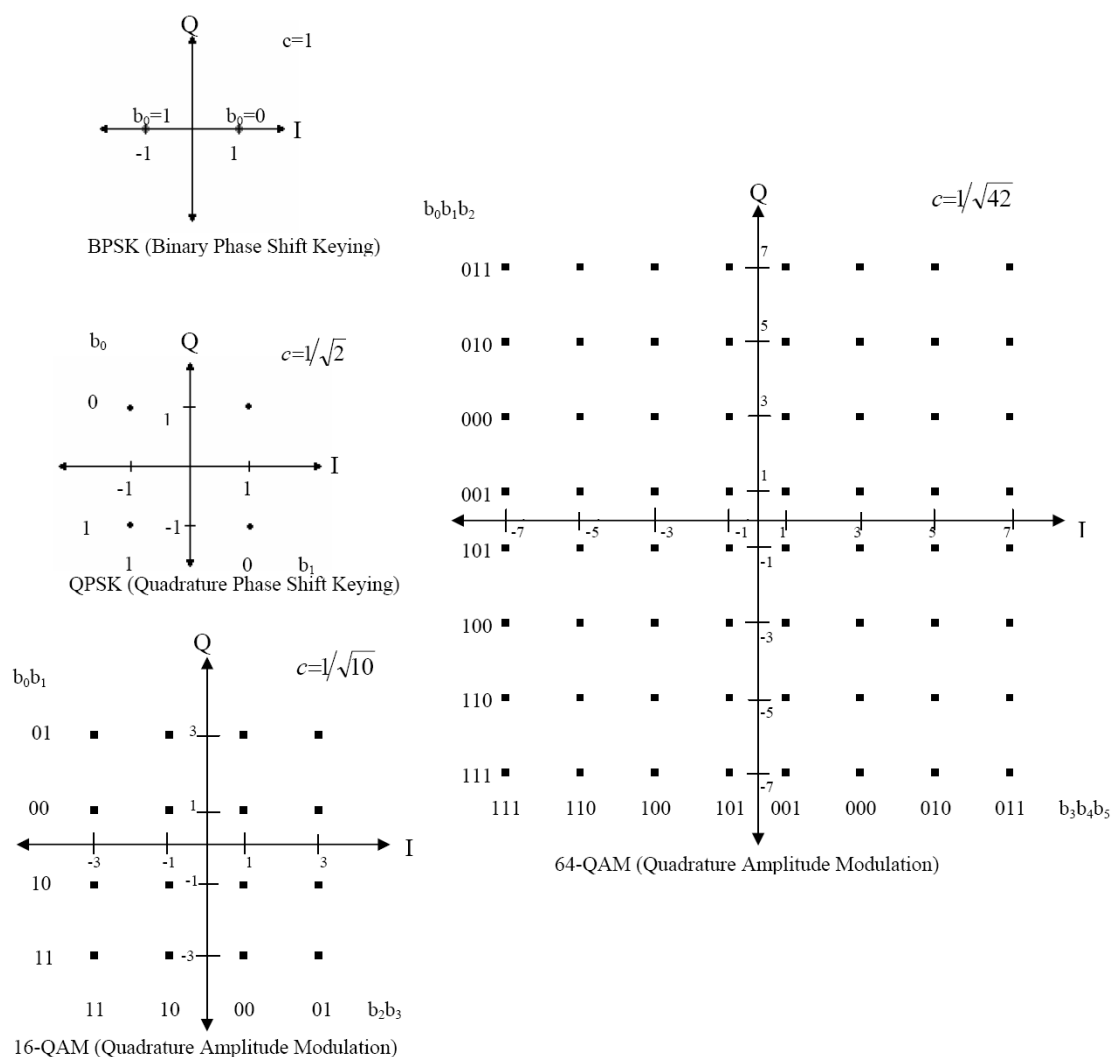


Figure 3. 11: Constellations des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM.

### 3.2.4 Modulation des pilotes

Les sous porteuses pilotes, sont insérées entre les porteuses de données dans chaque symbole, du fait qu'elles permettent la synchronisation et l'estimation du canal [45,62,66]. Chaque symbole OFDM-256 doit contenir 8 pilotes, portés par les porteuses d'indice d'offset : -88,-63, -38, -13, 13, 38, 63, 88. Ces pilotes sont obtenus par un générateur PRBS (illustré par la figure 3.12), basé sur le polynôme  $x^{11} + x^9 + 1$  qui produit une séquence  $w_k$  de longueur de 11 bits (donc on a  $2^{11-1}$  possibilités). Cette séquence est identique, pour toutes les BS. Le générateur aléatoire est réinitialisé à chaque trame, suivant la séquence d'initialisation. Dans la DL, nous utilisons une séquence différente de celle utilisée en UL. Les deux séquences sont illustrées par la figure 3.12.

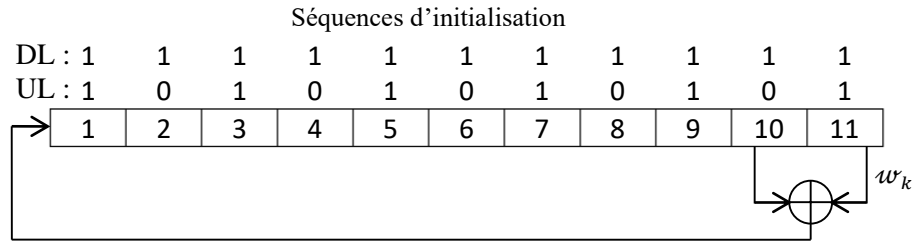


Figure 3. 12: Schéma du générateur PRBS de la modulation des pilotes.

Des symboles pilotes peuvent être employés pour une compensation de fréquence à la réception. De plus, les résultats de [11] peuvent être utilisés pour l'estimation du canal dans des canaux rapides variant dans le temps. Les symboles pilotes, assignent les sous-porteuses spécifiques dans tous les symboles des données OFDM. Ces pilotes sont obtenus par un générateur binaire pseudo-aléatoire de la séquence (PRBS), basée sur le polynôme  $x^{11} + x^9 + 1$ . Ils sont, d'ailleurs modulés en BPSK. Ce genre de mapping est donné par les opérations  $1 - w_k$  et  $1 - \bar{w}_k$ , où  $w_k$  est la séquence produite par le générateur PRBS et  $\bar{w}_k$  dénote l'inversion binaire. Les indices représentent les numéros des sous-porteuses où les pilotes vont être insérés. Pour chaque pilote (indiqué par son indice d'offset), la modulation BPSK doit dériver des équations suivantes :

$$\text{DL: } p_{-88} = p_{-38} = p_{63} = p_{88} = 1 - 2w_k,$$

$$\text{UL: } p_{-68} = p_{-13} = p_{13} = p_{38} = 1 - 2\bar{w}_k.$$

Les séquences d'initialisation pour le générateur de PRBS changent selon la direction de la transmission, c'est-à-dire suivant le sens de la liaison descendante ou montante. Une séquence de "un" est utilisée dans la liaison descendante tandis qu'une séquence alternée de "un" et de "zéros" est utilisée dans la liaison montante, dont le premier bit étant à "un".

### 3.2.5 Séquences d'apprentissage

Dans un système WiMAX, des séquences d'apprentissage sont utilisées pour les liaisons descendantes DL et montantes UL. Bien que trois types de séquences d'apprentissage soient indiqués, ils sont dérivés de la même séquence dans le domaine fréquentiel. Cette séquence, nommée  $P_{\text{ALL}}$  a une longueur de 201 sous-porteuses [1].

Pour les transmissions DL, le premier préambule de repérage se compose de deux symboles consécutifs OFDM. Le premier symbole est une séquence d'apprentissage courte  $P_{\text{SHORT}}$ ,

utilisée pour la synchronisation. C'est une séquence qui utilise seulement les sous-porteuses  $P_{ALL}$  dont les indices sont un multiple de 4; les autres sous-porteuses sont constituées de "zéros". Ainsi, dans le domaine temporel la séquence, se compose de quatre répétitions d'un fragment de 64 échantillons. Elle est donnée le dans domaine fréquentiel pour le premier préambule DL par l'équation 3.10.

$$P_{SHORT}(k) = \begin{cases} \sqrt{2}\sqrt{2}\text{conj}(P_{ALL}(k)) & k \bmod 4 = 0 \\ 0 & k \bmod 4 \neq 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Le deuxième symbole OFDM, utilise une longue séquence d'apprentissage, nécessaire pour l'estimation du canal pendant la réception. La longue séquence d'apprentissage est construite identiquement au premier symbole, en utilisant un sous-ensemble des sous-porteuses  $P_{ALL}$ . Dans ce cas-ci, la longue séquence d'apprentissage  $P_{EVEN}$ , utilise seulement, les sous-porteuses paires dont la forme d'onde du domaine temporel, se compose de deux répétitions d'un fragment de 128 échantillons. L'équation 3.11 définit la séquence dans le domaine fréquentiel.

$$P_{EVEN}(k) = \begin{cases} \sqrt{2}\text{conj}(P_{ALL}(k)) & k \bmod 2 = 0 \\ 0 & k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Dans les deux équations 3.10 et 3.11, une amplification de 3dB apparaît par le facteur  $\sqrt{2}$ . En outre, le facteur supplémentaire de  $\sqrt{2}$  dans  $P_{SHORT}$  a pour but, l'égalisation de la puissance moyenne quadratique RMS avec la puissance des symboles de données.

Une autre séquence d'apprentissage est utilisée, lorsqu'une transmission avec le codage spatio-temporel (STC) des salves de la liaison descendante, est effectuée. Puisque la méthode STC réalise la diversité par la transmission sur deux antennes, un préambule doit être transmis sur les deux antennes d'émission simultanément. Ainsi, la première antenne transmet un préambule, en utilisant  $P_{EVEN}$  et la deuxième antenne transmet un préambule, en utilisant la séquence  $P_{ODD}$ . Comme  $P_{EVEN}$  est dérivée de la séquence  $P_{ALL}$ , nous utilisons dans ce cas, un sous-ensemble de sous-porteuses impaires.

$$P_{ODD}(k) = \begin{cases} 0 & k \bmod 2 = 0 \\ \sqrt{2}\text{conj}(P_{ALL}(k)) & k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

La structure dans le domaine temporel du préambule, décrit comme un long préambule, est montrée par la figure suivante :

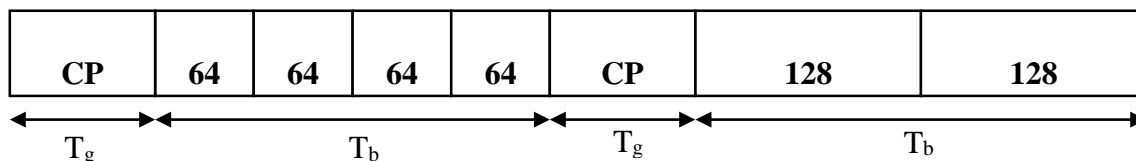


Figure 3. 13: Structure du préambule, utilisée dans les transmissions DL.

De plus, le long préambule est suivi par le FCH, qui contient l'information décodée de la station de l'abonné (type de modulation et les FEC codant chaque profil de la salve DL ou UL). Dans la simulation WiMAX, nous supposons que le FCH (Frame Control Header) est rempli de données factices (la réception connaît parfaitement toute l'information FCH). Les données de l'utilisateur qui suivent le FCH, contiennent plusieurs symboles OFDM de données utiles.

### 3.2.6 Assemblage

Le WiMAX utilise l'OFDM à 256 porteuses. Les symboles sortant de la constellation, attaquent le bloc IFFT. Le premier symbole qui sort de la modulation numérique, doit être porté par la sous porteuse de données ayant le plus petit indice d'offset. Chaque sous porteuse est référenciée par un indice d'offset indiquant sa position dans le symbole (entre -128 et +127). Nous distinguons 3 types de sous porteuses montrées sur la figure 3.14 :

- sous porteuses de données (192 sous porteuses),
- sous porteuses pilotes: pour des buts d'estimation (8 sous porteuses),
- sous porteuses nulles: (56 sous porteuses). Dans ce cas, il n'y a pas de transmission, pour les bandes de garde (55 sous porteuses), et la sous porteuse DC.

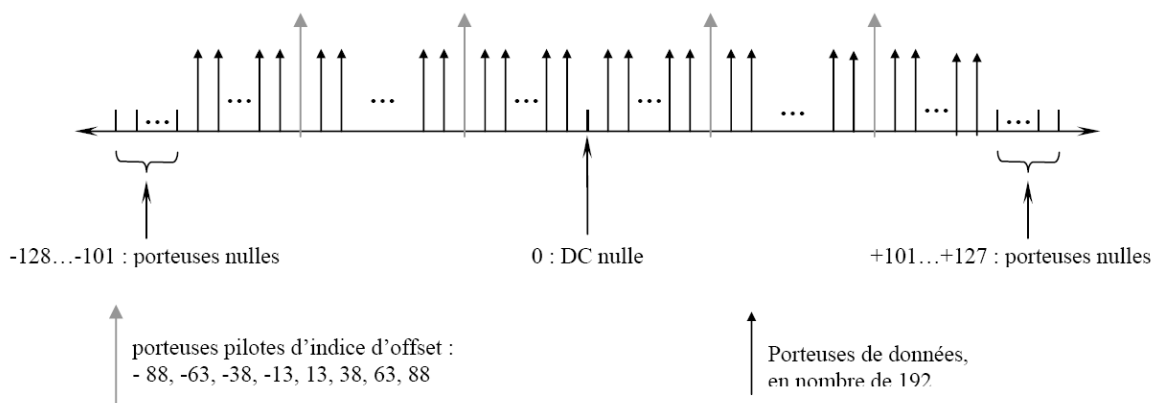


Figure 3. 14: Composants fréquentiels (ou sous porteuses) du symbole OFDM-256.

La trame contient donc 256 sous porteuses. Le DC est la fréquence du signal portant le symbole OFDM, d'indice d'offset égal à 0. Les sous porteuses de la bande de garde sont des porteuses nulles insérées des deux côtés du symbole OFDM, qui permettent de lutter contre le phénomène CCI (Carrier to Carrier Interference).

Le symbole OFDM occupe une bande de fréquence égale à  $F_s$ , qui diffère de la largeur du canal utilisé BW (Band Width) donnée par la relation [1]:

$$F_s = \text{floor} \left( \frac{BW \times n}{8000} \right) \times 8000 \quad (3.13)$$

D'après cette formule, nous pouvons conclure que la fréquence d'échantillonnage doit être un multiple de 8 KHz.

La plus petite unité d'allocation des ressources est le PS, qui a une durée égale à  $4/F_s$ , ( $F_s$  : fréquence d'échantillonnage). La trame utilisée dans le Wireless MAN-OFDM est d'une durée fixe (cette durée doit correspondre à un nombre entier des PS). Comme la durée des PS est déterminée par la fréquence d'échantillonnage, il est nécessaire de choisir les fréquences d'échantillonnage qui donnent un nombre entier des PS pour toutes les durées de trames possibles. C'est pour cela que  $F_s$ , doit être un multiple de 8 KHz [46].

Dans le cas où  $(BW \times n/8000)$  est un entier,  $F_s = n \times BW$ , cette équation conduit à un sur échantillonnage de la bande de fréquence grâce à l'utilisation du facteur  $n$  (nommé facteur d'échantillonnage) qui a une valeur plus grande que 1. Ce paramètre est utilisé pour augmenter l'espacement ( $\Delta f$ ) entre 2 fréquences porteuses adjacentes:  $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$ .

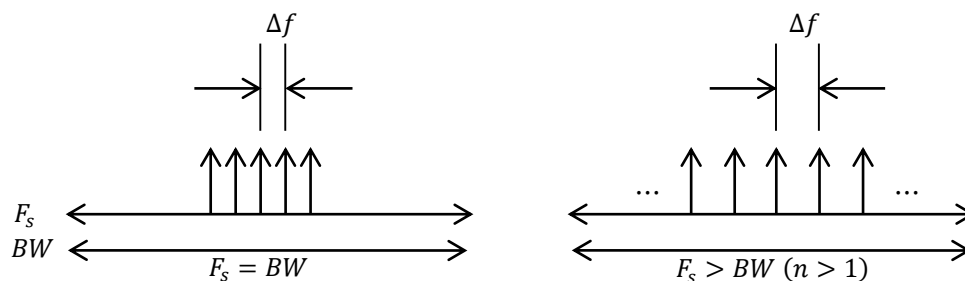


Figure 3. 15: Effet du facteur  $n$  sur l'espacement fréquentiel.

Un autre avantage de ce paramètre, apparaît dans l'augmentation de l'efficacité de la bande de fréquence utilisée.

$$BW_{efficiency} = \frac{F_s}{BW} \times \frac{(N_{used} + 1)}{N_{FFT}} = \frac{\Delta f \times (N_{used} + 1)}{BW} \quad (3.14)$$

Comme  $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}} = \frac{BW \times n}{256}$  alors l'équation 3.14 devient :

$$BW_{efficiency} = \frac{n \times (N_{used} + 1)}{256} \quad (3.15)$$

où :

- $N_{used}$  indique le nombre des porteuses de données et le nombre des pilotes,
- la valeur 1 représente la fréquence DC.

Dans le but de construire un symbole OFDM, un processus pour réarranger les porteuses est nécessaire. Pour cette raison, le bloc d'assemblage est inséré pour la simulation. Il effectue cette opération en deux étapes :

- la première étape, consiste à insérer les tonalités pilotes et la sous-porteuse zéro DC, entre les données avec un processus de concaténation verticale,
- la seconde étape, insère les symboles d'apprentissage au début de chaque salve d'une manière horizontale, comme illustrés par la figure 3.16.

Nous remarquons que la première étape, exécute une concaténation dans le domaine fréquentiel et, la deuxième étape effectue l'insertion dans le domaine temporel.

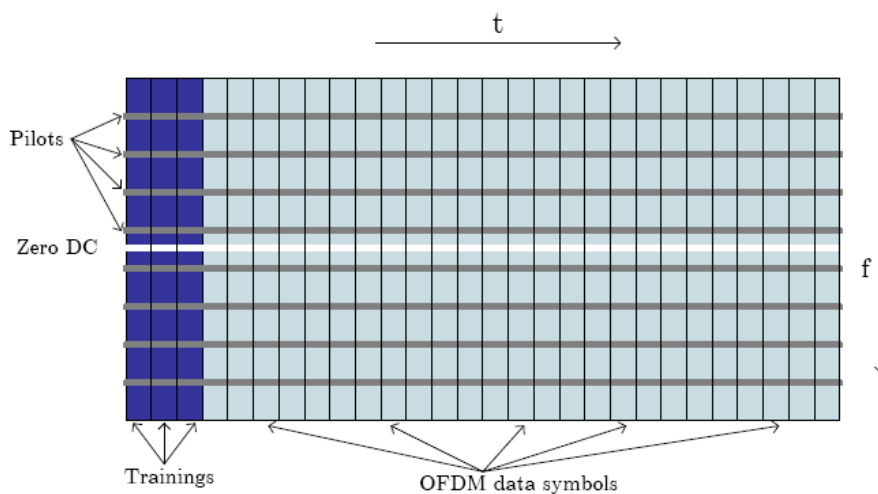


Figure 3. 16: Structure d'une salve OFDM après assemblage [62].

Les indices de fréquence sont définis dans la norme de l'indice -127 à l'indice 128. Cependant, Matlab permet seulement des indices positifs, et ainsi, un décalage sur ces valeurs d'indice, est nécessaire dans la simulation. Par conséquent, les sous-porteuses pilotes sont insérées avec les indices d'offset de fréquences, 13, 38, 63, 88, 114, 139, 164, et 189. La même action est réalisée avec le DC nul, situé dans la sous-porteuse centrale qui est, dans ce cas indexée à 101.

Après cette première concaténation, les symboles d'apprentissage sont ajoutés au début de chaque salve.

### 3.2.7 Bande de garde

La couche physique OFDM de la norme IEEE 802.16-2004 spécifie que la transmission doit être effectuée en utilisant 256 sous-porteuses de fréquences. Le nombre total de sous-porteuses utilisé, est déterminé par le nombre de points IFFT. Après le processus d'assemblage, seulement 201 des sous-porteuses sur les 256, sont utilisées. Les 55 sous-porteuses restantes, sont celles des sous-porteuses zéro ajoutées à l'extrémité de la structure citée. La bande de garde a pour but, de permettre naturellement l'affaiblissement du signal. Ces bandes de garde sont utilisées pour diminuer les émissions dans des canaux de fréquence adjacents.

Les figures 3.17 et 3.18 montrent la structure des sous-porteuses avant et après l'ajout des bandes de garde [62,64].

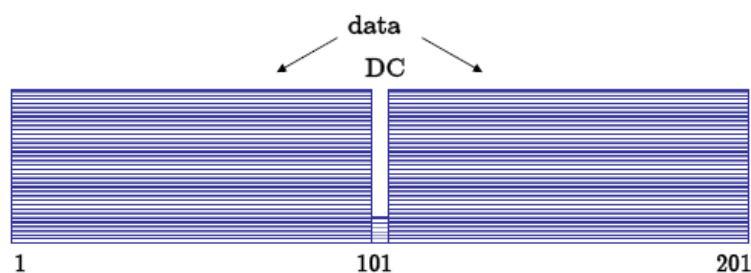


Figure 3. 17: Structure composée des sous-porteuses de données, de pilotes et de zéros DC.

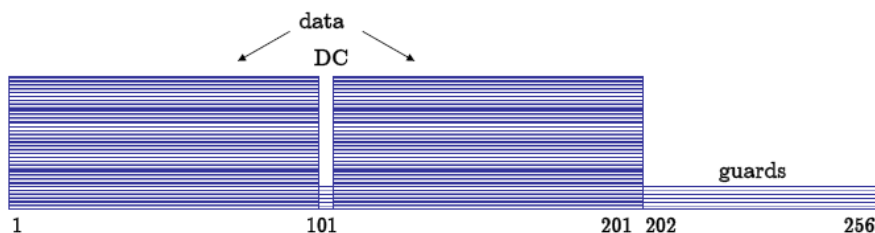


Figure 3. 18: Structure après avoir ajouté les bandes de garde.



### 3.2.8 Modulateur OFDM (IFFT)

L'IFFT est utilisée pour produire un signal dans le domaine temporel. Les symboles obtenus après modulation peuvent être considérés, comme les amplitudes d'un certain intervalle des sinusoides. Chacun des échantillons discrets, avant l'application de l'algorithme IFFT, correspond à une sous-porteuse unique. En assurant l'orthogonalité des sous-porteuses OFDM, l'IFFT représente également une voie rapide pour moduler ces sous-porteuses en parallèle. L'utilisation de multiples modulateurs et démodulateurs, permet d'éviter le gaspillage du temps.

Avant l'exécution de l'opération IFFT dans la simulation, les sous-porteuses sont réarrangées. La figure 3.19 montre la structure de la sous-porteuse à l'entrée du bloc IFFT, après réalisation du réarrangement cité [62,64].

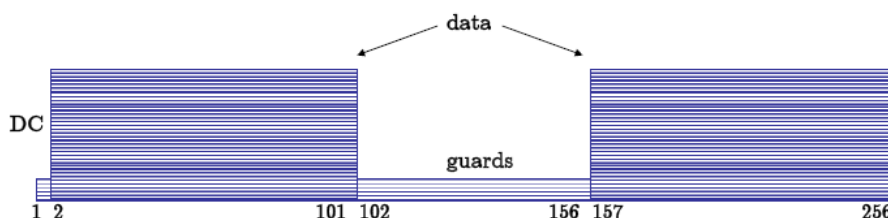


Figure 3. 19: Réarrangement réalisé avant l'exécution de l'opération IFFT.

Nous constatons que les sous-porteuses nulles de garde, sont maintenues dans le centre de la structure. En outre, le FFT (ou IFFT) devrait être de longueur  $2^r$  (où  $r$  est un nombre entier) pour faciliter la réalisation de l'algorithme. Pour cette raison, la longueur de FFT est donnée par l'équation:

$$N_{\text{FFT}} = 2^{\lceil \log_2(N_{\text{data}}) \rceil} \quad (3.13)$$

### 3.2.9 Préfixe cyclique

La durée du symbole OFDM sortant de l'IFFT, est représentée par le temps utile  $T_b$ . A cette durée, on ajoute de la redondance temporelle, où on copie la dernière partie du symbole OFDM de durée  $T_g$  (temps de garde, exprimé en facteur de  $T_b$ ) et on l'insère au début du symbole. Cette redondance nommée CP (Cyclic Prefix), est représentée par la figure 3.20 [62,64].

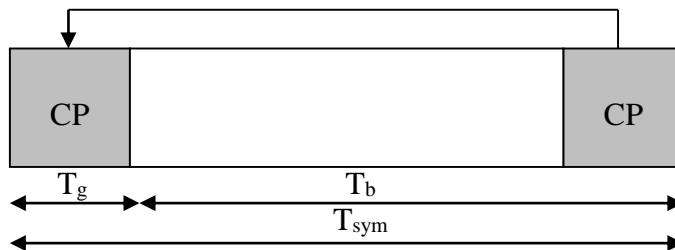


Figure 3. 20: Structure temporelle du symbole OFDM avec le préfixe cyclique.

Ainsi, toute la longueur du symbole est :

$$T_{\text{sym}} = T_b + T_g \quad (3.15)$$

où :

- $T_{\text{sym}}$  : est le temps du symbole OFDM,
- $T_b$  : est le temps utile du symbole,
- $T_g$  : représente le temps du CP.

De cette façon, on peut lutter contre l'effet multi trajets, car si un symbole d'une précédente transmission arrive en retard, il entre en collision avec le CP du symbole actuel. Au fur et à mesure que la taille du CP est suffisante, cette collision ne peut pas affecter le reste du symbole, où il y a les informations utiles.

En utilisant une extension cyclique, les échantillons nécessaires pour réaliser la FFT au récepteur, peuvent être pris de n'importe quel endroit du symbole étendu. Cela fournit, une tolérance pour l'erreur de synchronisation temporelle, aussi bien qu'une immunité contre les effets de la transmission multi trajets.

Le paramètre  $G$  définit, le rapport du temps de garde sur le temps utile du symbole. En éliminant l'interférence inter symboles ISI, on doit prendre en considération que le CP doit être plus long que la dispersion du canal. D'ailleurs, il devrait être plus petit que possible, puisqu'il coûte de l'énergie à l'émetteur. Pour ces raisons,  $G$  est habituellement inférieur à  $1/4$  :

$$G = \frac{T_g}{T_b} \quad (3.16)$$

### 3.2.9.1 Critère de choix de G

Grâce à l'utilisation des pilotes dans le symbole OFDM, qui sont des symboles connus a priori (modulation BPSK, indices d'offset connus), la BS peut estimer le délai maximal du canal, et choisir la longueur de CP suffisante à couvrir ce délai [47].

Dans une cellule WiMAX donnée, la BS utilise le même CP pour toutes les SS. Durant l'initialisation, une SS doit chercher toutes les valeurs possibles de CP, jusqu'à ce qu'elle trouve le CP utilisé par la BS. La SS doit utiliser le même CP dans le sens UL. Une fois que la valeur de CP (par suite G) est choisie par la BS, cette valeur ne doit pas être changée.

Un changement du CP, oblige toutes les SS à se synchroniser à la BS de nouveau [1] (à noter que la norme, ne spécifie pas à quel moment la BS fait changer le CP).

Les effets d'un CP relativement grand sont les suivants :

- baisse du SNR : l'énergie du transmetteur croît avec la longueur de CP (proportionnelle à  $T_g + T_b$ ), tandis que l'énergie du récepteur est proportionnelle à  $T_b$  seulement (l'extension de CP est enlevée). Il y a alors, une perte dans  $E_b/N_0$  égale à :

$$\text{Perte} = 10 \log \left( 1 - \frac{T_g}{T_g + T_b} \right) \text{ dB} \quad (3.17)$$

- débit utile plus faible : le nombre de symboles OFDM transmis pendant une seconde est :

$$\frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_b + T_g} \quad (3.18)$$

Un CP relativement grand ( $T_g$  grand) conduit donc, à un nombre de symboles OFDM par seconde plus faible, et par conséquent à un débit utile plus faible.

Les critères du choix de G sont donc basés, sur les considérations suivantes :

1. G est très petit, alors la réduction du débit aussi bien que celle du SNR, sont très faibles, mais le risque de l'interférence entre symboles (ISI) est grand,
2. G est très grand, on a alors une bonne résolution du problème ISI, mais une réduction remarquable du débit et du rapport SNR.

Le CP doit être suffisamment long, pour couvrir le délai créé par l'aspect multi trajets du canal. Pour une bonne utilisation des ressources, il faut choisir la plus petite longueur de CP

suffisante à couvrir le délai du canal. La norme spécifie 4 valeurs pour  $G$  [1]: 1/4, 1/8, 1/16, 1/32.

### 3.2.9.2 Durée d'un symbole OFDM

La durée d'un symbole OFDM, dépend de la largeur du canal utilisé ( $BW$ ), du facteur d'échantillonnage  $n$  et du temps de garde utilisé ( $T_g$ ).

Le temps utile du symbole OFDM ( $T_b$ ) est égal à :

$$T_b = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.19)$$

où  $\Delta f$  est l'espacement fréquentiel entre 2 porteuses adjacentes. Comme  $F_s = \Delta f \times N_{FFT}$  donc  $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}} = \frac{BW \times n}{N_{FFT}}$ , l'équation (3.19) devient :

$$T_b = \frac{N_{FFT}}{BW \times n} \quad (3.20)$$

Dans le cas de WMAN-OFDM,  $N_{FFT} = 256$ , on a alors  $T_b = \frac{256}{BW \times n}$ .

Alors le temps total du symbole OFDM est :

$$T_s = T_b + T_g = T_b(1 + G) = \frac{256}{BW \times n} (1 + G).$$

Un exemple des durées d'un symbole OFDM est donné sur le tableau 3.6 pour  $n = 8/7$ .

BW (MHz)	$\Delta f$ (KHz)	$T_b$ ( $\mu s$ )	$(T_g; T_g)$ ( $\mu s$ )			
			$G = 1/32$	$G = 1/16$	$G = 1/8$	$G = 1/4$
1,75	7,8125	128	(4;123)	(8 ;136)	(16 ;144)	(32 ;160)
3.5	15,625	64	(2;66)	(4 ;68)	(8 ;72)	(16 ;80)
7	31,25	32	(1;33)	(2 ;34)	(4 ;36)	(8 ;40)
14	62,5	16	(0,5 ;16,5)	(1 ;17)	(2 ;18)	(4 ;20)
28	125	8	(0,25;8,25)	(0,5 ;8,05)	(1 ;9)	(2 ;10)

Tableau 3. 6: Durée d'un symbole OFDM.

Pour les profils définis dans WiMAX, les valeurs du facteur d'échantillonnage  $n$  sont donnés dans le tableau 3.7.

Bande de fréquence	Duplexage	Largeur du canal	n
3,5GHz	TDD ou FDD	3,5MHz	8/7
3,5GHz	TDD ou FDD	7MHz	8/7
5,8GHz	TDD	10MHz	144/125

Tableau 3. 7 : Valeurs du facteur d'échantillonnage n des profils définis dans WiMAX.

Le signal émis, se propage ensuite à travers le milieu de transmission ce qui a pour effet, d'introduire des distorsions et du bruit.

### 3.3 Récepteur WiMAX

Comme illustré par la figure 3.21, les opérations effectuées lors de la réception, sont les duales des opérations effectuées à l'émission. Une estimation du canal, est nécessaire pour indiquer les coefficients inconnus. Cette section, explique les différentes étapes exécutées par le récepteur pour reconstruire les bits transmis [4,62].

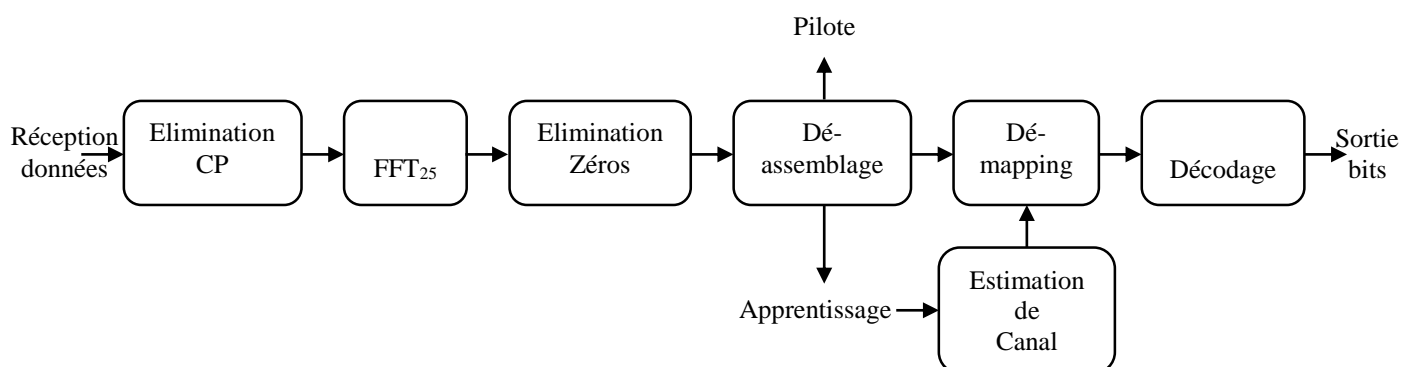


Figure 3. 21: Récepteur du système WiMAX.

Premièrement, le CP est enlevé et le signal reçu est converti au domaine fréquentiel en utilisant, dans ce cas-ci, l'algorithme de FFT. Un symbole d'OFDM se compose par des données pilotes, une sous-porteuse zéro de DC et certaines bandes de garde. Ainsi, un processus de séparation de toutes ces sous-porteuses, est nécessaire. D'abord, les bandes de garde sont enlevées puis, un désassemblage est effectué pour obtenir les pilotes, les données et les séquences d'apprentissage. L'apprentissage est utilisé dans l'estimateur du canal, qui calcule les coefficients. Les coefficients estimés, peuvent être employés dans le demapper, pour exécuter une égalisation des données, et ainsi, compenser l'évanouissement sélectif de fréquence du canal par trajets multiples de propagation. Une fois que les données ont été demappée, elles sont introduites dans le bloc décodeur.

### 3.3.1 Démodulateur OFDM (FFT)

L'algorithme IFFT représente une manière rapide pour moduler un groupe de sous-porteuse en parallèle. La FFT ou l'IFFT est une paire linéaire du processus. L'algorithme FFT, est nécessaire pour convertir le signal au domaine fréquentiel (Se rappeler que les symboles de données, à l'origine dans le domaine fréquentiel, ont été convertis au domaine temporelle dans l'émetteur en utilisant l'IFFT). Le nombre de points employés pour exécuter l'opération FFT, est décrit dans le paragraphe 3.2.8.

### 3.3.2 Elimination des bandes de garde

En enlevant les sous-porteuses correspondant aux bandes gardes, la structure de fréquence doit être prise en considération. Bien que la bande de remplissage zéro (padding) agissant comme bande de garde soit ajoutée à l'extrémité de la structure de sous-porteuses à l'émetteur, une remise en ordre de ces sous-porteuses, est exécutée pour réaliser l'opération IFFT (figure 3.13). Ainsi, les bandes de garde sont enlevées du centre du symbole OFDM, où elles sont allouées après le processus d'arrangement.

### 3.3.3 Désassemblage

Le désassembleur a pour tâche, de séparer le signal dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel, d'obtenir les données, la séquence d'apprentissage et les pilotes. Ces trois flux différents de symbole, forment la sortie du désassembleur.

### 3.3.4 Estimation du canal

Le message envoyé par l'émetteur est modifié, lorsqu'il traverse le canal; dans ce cas, un certain bruit est ajouté au signal transmis. En outre, si le canal est un canal sans fil, le signal reçu est en plus affecté par les réflexions multiples dues à la transmission par trajets multiples. Ainsi, la réception doit déterminer, à partir du signal reçu, lesquels de tous les messages possibles, étaient transmis. D'autre part, les algorithmes de détection à la réception, exigent la connaissance de la réponse impulsionnelle du canal CIR (Channel Impulse Response). Cette connaissance peut être fournie par l'exécution de l'estimation du canal. Habituellement, l'estimation du canal est basée sur des séquences connues de bits, qui sont uniques à l'émetteur et sont répétés dans chaque salve de transmission. De cette façon, l'estimateur du canal est en mesure d'estimer le CIR pour chaque salve séparément, par l'exploitation des bits transmis connus et des échantillons reçus correspondants. Dans notre cas, l'estimation du canal est

basée sur la technique des moindres carrés LS (least squares) et est exécutée en utilisant un symbole d'apprentissage par porteuse [48,49,62].

Le signal reçu sur  $k$ -th sous-porteuse  $y_k$  peut être exprimé comme suit :

$$y_k = p_k h_k + n_k \quad (3.21)$$

Où :  $h_k$  est le coefficient du canal pour la  $k$ -th sous-porteuse,

$p_k$  est le symbole d'apprentissage, et  $n_k$  est le symbole du bruit.

Les estimations du canal LS, peuvent être obtenues en trouvant l'erreur carrée minimum:

$$\hat{h}_k = \arg \min_{h_k} |y_k - p_k h_k|. \quad (3.22)$$

Si un bruit blanc gaussien est généré, les résultats de l'équation 3.22 deviennent:

$$\hat{h}_{k,LS} = (p_k^* p_k)^{-1} p_k^* y_k, \quad (3.23)$$

où les expressions  $(.)^*$  et  $(.)^{-1}$  dénotent l'opération conjuguée inverse, respectivement. Cet estimateur est mis en application pour toutes les sous-porteuses, où le pilote symbole différent de zéro est transmis.

Dans la simulation, l'estimation du canal est mise en application, en utilisant les symboles d'apprentissage court ou longs ou les deux. L'utilisation d'une séquence d'apprentissage ou d'une autre, dépend des valeurs des paramètres de la moyenne.

Le long apprentissage utilisé pour l'estimation du canal est  $P_{EVEN}$ . Comme décrit dans l'équation 3.11, il possède des valeurs nulles pour les indices impairs. Si seulement la longue séquence d'apprentissage est employée pour l'estimation du canal, les résultats de l'équation 3.23 donnent :

$$\hat{h}_{k,LS} = 0.25 p_k^* y_k \quad (3.24)$$

L'apprentissage court a des valeurs différentes de zéro seulement pour les indices qui sont multiples de 4 (comme défini dans l'équation 3.10). Dans ce cas, l'équation 3.23 se réduit à l'expression :

$$\hat{h}_{k,LS} = 0.125p_k^*y_k \quad (3.25)$$

Une meilleure estimation du canal peut être réalisée, si la moyenne dans le domaine fréquentiel est exécutée. De cette façon, le paramètre de la moyenne définit combien de sous-porteuses sont prises en considération. Tandis que les petits facteurs de la moyenne, améliorent la performance dans les canaux fortement sélectifs en fréquence, les grands facteurs de la moyenne, améliorent la performance dans les canaux à évanouissement plats.

Les deux paramètres définissant les facteurs de la moyenne décrits, s'appellent *LongAveraging* et *ShortAveraging*, et peuvent être nuls ou positifs. Une valeur des moyennes est de "zéro", lorsqu'aucun excédent de la moyenne correspondant à la séquence d'apprentissage n'est exécuté, et ainsi, le symbole d'apprentissage correspondant n'est pas utilisé pour l'estimation du canal. De cette façon, on peut également déterminer si seulement les séquences d'apprentissage (courte ou longue), la séquence ou les deux séquences d'apprentissage sont employées pour l'estimation du canal.

### 3.3.5 Démapping

À la fin de la réception de la liaison, le démapper fournit l'interface entre le canal de transmission et les fonctions qui calculent et fournissent les estimations des bits de données transmis à l'utilisateur. En outre, le démapper opérant sur la forme d'onde qui est reçue dans chaque intervalle du symbole de transmission, produit un nombre ou un ensemble de nombres. Cela représente une estimation d'un symbole transmis binaire ou M-ary. Ainsi, les méthodes de démapping sont utilisées, pour la métrique de décision (prendre une décision si le bit, est de "zéro" ou de "un", a été transmis). Cette décision métrique peut être une simple décision matérielle, ou une décision logicielle plus sophistiquée.

La sortie de la méthode du démapping matériel, donne une décision matérielle en fonction de l'entrée. Cette fonction est une application dépendante. Cependant, les sorties démapping logicielles, donnent un nombre réel, sous forme de rapport de log/vraisemblance. C'est le logarithme du rapport entre la vraisemblance que l'objectif a produit à l'entrée et la vraisemblance qu'un non objectif a produit à la sortie. En revanche, cette forme de sortie est une application indépendante, dans le sens où le rapport de vraisemblance, peut théoriquement être employé pour prendre des décisions optimales pour tout objectif donné.



### 3.3.5.1 Démapping matériel

Le Démapping matériel, se base sur les distances euclidiennes minimum entre le symbole reçu et tous les points de la constellation. Cette méthode implique, de calculer toutes les distances citées et de choisir comme le symbole reçu, le point dans la carte de constellation avec la plus petite distance euclidienne [48,49,62,64].

L'équation 3.26 donne, la formule qui permet de calculer la distance euclidienne à partir de laquelle la décision métrique est obtenue. Comme on peut le voir, la connaissance des coefficients du canal, ou ses estimations, est nécessaire pour mettre en application le démapping matériel :

$$d_E = |y - h_s|. \quad (3.26)$$

$d_E$  est la distance euclidienne,

$y$  dénote le symbole reçu,  $h$  le représente les coefficients du canal, et  $s$  est employé pour dénoter les symboles transmis.

Ainsi, la décision métrique est calculée comme suit :

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} d_E = \underset{s}{\operatorname{argmin}} |y - h_s|. \quad (3.27)$$

### 3.3.5.2 Démapping logiciel

Le Démapping logiciel utilise les rapports de log-vraisemblance [48,49,62,64] pour proposer une décision métrique. Les rapports de ce log-vraisemblance, sont calculés pour chaque bit du symbole. La méthode indique des probabilités de recevoir un bit ou pas. Ces probabilités peuvent être utilisées, pour améliorer la performance du décodeur de Viterbi ( le simulateur max-log-MAP a été mis en application).

Le rapport de log-vraisemblance LLR (Log-Likelihood Ratio) de la décision  $\hat{b}_k$  est défini dans l'équation 3.28:

$$\text{LLR}(b_k) = \ln \frac{\sum_{s|b_k=1} p(y|s)}{\sum_{s|b_k=0} p(y|s)} \quad (3.28)$$

La PDF (Log-Likelihood Ratio) conditionnelle du bit reçu, qui est une fonction gaussienne complexe, est définie comme suit :

$$p(y|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)$$

Où  $\sigma_v^2$  est la variance de bruit du signal, et  $\sigma_v$  l'écart type. Ainsi, l'équation 3.28 devient:

$$\text{LLR}(b_k) = \ln \frac{\sum_{s|b_k=1} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)}{\sum_{s|b_k=0} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)} \quad (3.29)$$

Puisque le calcul de l'équation 3.24 est d'une complexité très élevée, une approximation de log-sum est utilisée. Cette approximation est indiquée par la relation:  $\ln \sum_j z_j \approx \max_j \ln z_j$ . Ainsi, la complexité de calcul est réduite, ce qui permet de calculer le LLR par l'équation 3.30:

$$\text{LLR}(b_k) \approx \ln \frac{\max_{s|b_k=1} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)}{\max_{s|b_k=0} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{|h_s - y|^2}{\sigma_v^2}\right)} \quad (3.30)$$

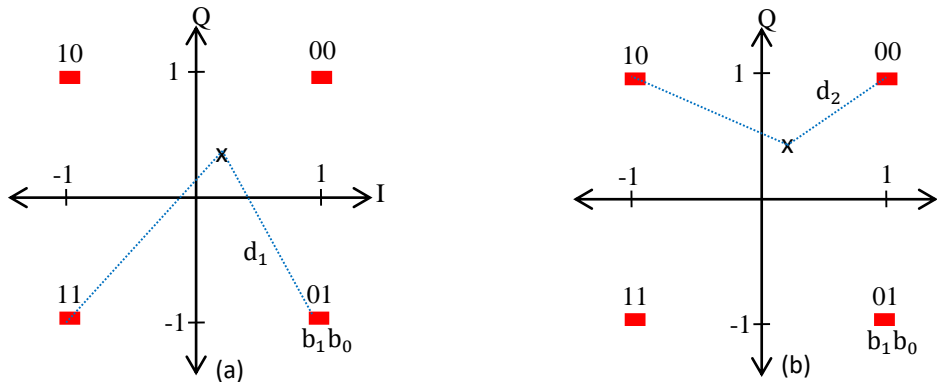
À la fin, l'algorithme consiste, à calculer la distance minimum entre le symbole reçu et tous les symboles de la constellation, où le bit  $b_k$  est égal à "un"; ainsi que, la distance minimum entre le symbole reçu et les points de constellation où le bit  $b_k$  est égal à "zéro". La différence est ensuite prise entre les deux distances :

$$\text{LLR}(b_k) = \min_{s|b_k=1} |h_s - y|^2 - \min_{s|b_k=0} |h_s - y|^2. \quad (3.31)$$

Un LLR positif correspond à un "zéro", et un LLR négatif correspond à un "un". Par conséquent, plus le LLR est grand en valeur absolue, plus la probabilité qu'un "zéro" ou "un" a été transmise.

La figure 3.22, montre le principe de calcul du LLR. L'exemple utilise une constellation 4-QAM, et le symbole reçu est représenté avec un "x" (les coefficients du canal sont supposés égaux à "un").

L'exemple commence par le calcul du LLR pour le bit  $b_0$ , situé du côté droit.



(a) la distance minimum entre le bit reçu et  $b_0 = 1$  est calculée. (b) On effectue le même calcul pour  $b_0 = 0$ .

Figure 3. 22: Exemple de calcul du LLR pour le bit  $b_0$ .

$d_1$  est la distance minimum entre le bit reçu et les points de la constellation qui ont un bit égal à "un" dans la position du bit  $b_0$ . La même opération est effectuée pour le bit  $b_0$  égal à "zéro", donnant la distance  $d_2$ . Les valeurs numériques pour ces distances sont  $d_1=1.56$  et  $d_2=0.92$ . Le LLR peut être calculé comme la différence entre les deux distances :  $LLR = d_1 - d_2$ . Ainsi, en remplaçant les valeurs numériques, on obtient un résultat de 0.64 pour  $LLR(b_0)$ .

Les mêmes étapes doivent être suivies, pour obtenir la valeur de  $LLR$  pour le bit  $b_1$ . Ce processus est décrit par la figure 3.23. Dans ce cas  $d_1=1.43$ ,  $d_2=0.92$  et  $LLR(b_1) = 0.51$ .

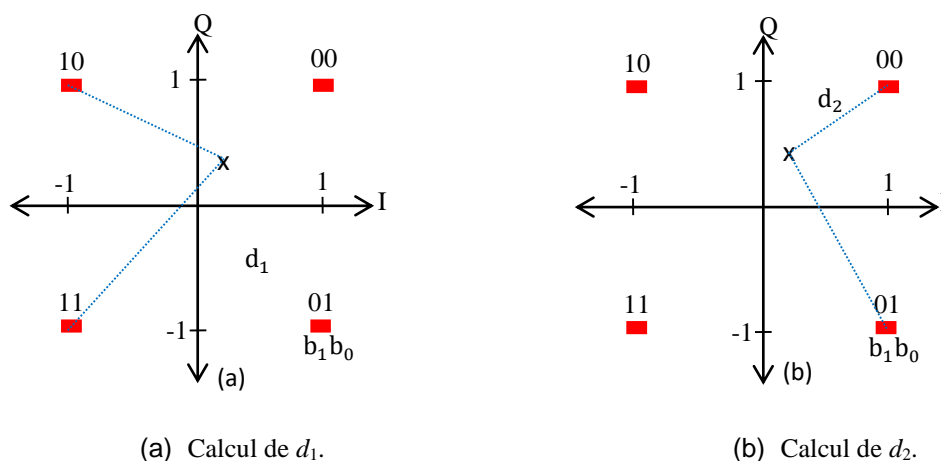


Figure 3. 23: Exemple de calcul du LLR pour le bit  $b_1$ .

$LLR(b_0)$  et  $LLR(b_1)$  ont des valeurs positives. Par conséquent, on peut conclure que le symbole "00" a été transmis avec la probabilité la plus élevée.

### 3.3.6 Décodeur

L'étape finale de traitement du récepteur, est le décodeur. Un schéma fonctionnel du décodeur est décrit dans la figure 3.24 [49,62].

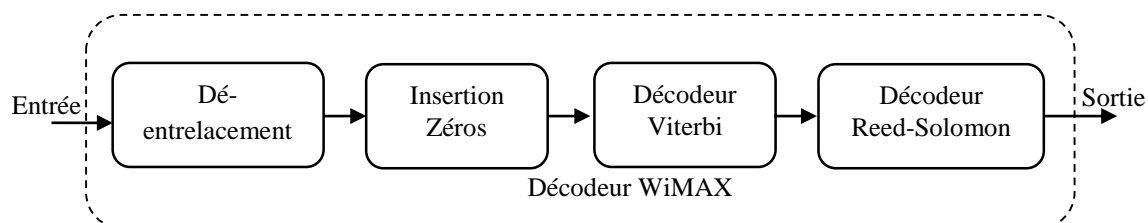


Figure 3. 24: Schéma fonctionnel du processus de décodage.

Le décodeur accepte la séquence de bits ou LLR du démapper. Selon la méthode du codage employée, le décodeur essaye de reproduire l'information produite par la à l'origine source. Comme dans le bloc du codeur, le décodeur se compose également de quatre étapes, qui effectuent des diverses opérations dans le but d'inverser le processus fait par le codeur.

#### 3.3.6.1 Désentrelacement

Le désentrelacement réarrange les bits de chaque salve, d'une manière correcte par ordonnancement consécutive, comme avant le procédé d'entrelacement. Il se compose de deux blocs; un bloc général de désentrelacement et d'un bloc, de désentrelacement de matrice. Ces blocs fonctionnent identiquement comme l'entrelaceur utilisé dans l'émission. Le désentrelacement général du bloc, réarrange les éléments de son entrée selon un vecteur d'index. Le désentrelaceur matriciel, remplit la matrice de symboles d'entrées, colonne par colonne et renvoie son contenu vers la sortie, ligne par ligne. Les paramètres utilisés dans les deux des blocs, sont identiques à ceux utilisés dans le procédé d'entrelacement (Paragraphe 3.2.2.4).

#### 3.3.6.2 Insertion des zéros

Le bloc "insertion de zéros " inverse le processus effectué par le bloc de "poinçonnage" en émission. La réception ne connaît pas la valeur des bits supprimés, mais elle peut connaître leur position à partir du vecteur de poinçonnage. Ainsi, des zéros sont employés pour remplir les vides correspondant au flux afin d'obtenir le même taux de codage, avant d'effectuer le processus de poinçonnage. Les zéros insérés, peuvent également être vus comme des effacements par le canal. Ils n'ont aucune influence, sur le calcul métrique du décodeur de Viterbi décrit dans le paragraphe suivant.

#### 3.3.6.3 Décodeur de Viterbi

L'algorithme de Viterbi, réduit le volume des calculs, en tirant profit de la structure spéciale du code de treillis. Un autre avantage est sa complexité, qui n'est pas une fonction du nombre de symboles qui composent la séquence de mots du code. L'algorithme de Viterbi, exécute un décodage par vraisemblance maximum approximative. Il mesure la distance entre le signal reçu au temps  $t_i$ , et tous les chemins de treillis, écrivant chaque état en même temps. L'algorithme commence en premier, par enlever des chemins de treillis les candidats qui ne

pourraient probablement pas appartenir au choix maximum de vraisemblance. Quand deux chemins écrivent le même état, celui qui a le meilleur métrique est choisi comme le chemin de "survie". Le choix des différents chemins de "survie", est effectué pour tous les états. Le décodeur continue ainsi, dans le treillis jusqu'à prendre des décisions et éliminer les chemins moins probables. Le rejet tôt des chemins peu probables, est le fait qui permette la réduction de la complexité. Le but de choisir le chemin optimum, peut être exprimé d'une manière équivalente, comme choisissant le mot du code avec la vraisemblance de métrique maximum, ou choisissant le mot du code, avec la distance métrique minimum.

En outre, le retard introduit dans le processus de décodage, doit être pris en considération. Le rejet des chemins possibles, ne commence vraiment que jusqu'à la troisième étape dans la représentation du diagramme de treillis. C'est dû au fait, que deux branches ne peuvent pas convergées dans un état, et ainsi, aucune décision ne peut être faite. Cet effet de retard, est considéré dans un paramètre appelé « trace back depth », qui indique combien de symboles peuvent précéder le commencement de l'algorithme. Pour des taux de codage de 1/2, une valeur typique pour « trace back depth » est environ cinq fois la longueur de contrainte du code.

D'autres paramètres du bloc du décodeur de Viterbi de Simulink, sont la structure du treillis utilisée dans le codeur convolutif, la décision type du décodage et le mode opération. Ils sont définis comme suit :

- Le type des signaux que peut supporter le décodeur de Viterbi, est basé sur le paramètre de décision. Ce paramètre peut être non quantifié, une décision matérielle ou logicielle. Comme le procédé de décision a été mis en application dans le démapper, la dernière décision, qui est "non quantifiée", est celle utilisée dans notre simulation. Celle-ci accepte des nombres réels comme, entrées pour le bloc du décodeur. Les nombres positifs sont interprétés comme des zéros logiques, et les nombres négatifs comme des uns logiques. Cependant, quand ce paramètre est placé comme "décision-logicielle", les entrées de ce bloc sont des nombres entiers entre 0 (la plupart de décision est confiante pour 'zéro' logique) et  $2^b$  (la plupart de décision est confiante pour 'un' logique, b étant le nombre de bits de la décision logicielle).
- Les commandes des paramètres du mode opérationnel, que le décodeur, utilise pour la transition entre les trames successives sont basées sur la nature du mode. Le mode

"tronqué", dans lequel chaque trame est traitée indépendamment où, le paramètre « trace back depth » commence avec la meilleure métrique et aux extrémités de tous les états correspondant aux zéros ; correspond au mode opérationnel utilisé. D'autres modes peuvent être utilisés tels que, les modes "continu" et "terminé"[49].

#### 3.3.6.4 Décodeur Reed-Solomon

La dernière étape du processus de décodage, est le décodeur Reed-Solomon. Elle effectue les opérations nécessaires pour décoder le signal, et pour recevoir, à l'extrémité, le message original envoyé par la source. Comme dans tous les blocs de réception, le décodeur RS inverse les différentes étapes exécutées par son bloc de codage, correspondant (p. 2.2.1). Ainsi, le décodeur RS prend des mots du code de longueur  $n$ , et, après le décodage du signal, il renvoie des messages de longueur  $k$  ( $n = 255$  et  $k = 239$ ), comme ceux décrits dans le codeur de RS [49,62].

Le schéma fonctionnel du décodeur de RS est illustré par la figure 3.25.

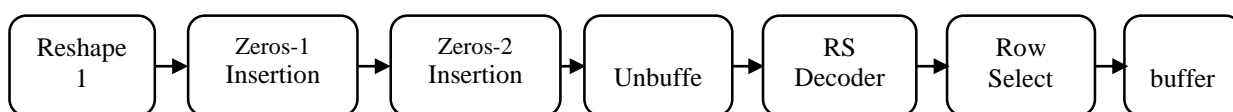


Figure 3. 25: Schéma fonctionnel du décodeur Reed-Solomon.

L'entrée du bloc du décodeur RS de Simulink accepte des vecteurs, avec une longueur entière multiple de  $ln$ . Sa sortie est, dans ce cas, un vecteur avec une longueur identique, multiple du nombre entier  $lk$ . Par conséquent, pour obtenir la quantité correcte d'octets à l'entrée du bloc décodeur RS, le processus de réarrangement de ces octets, doit être effectué en premier.

Après le processus de codage, un bloc de données avec la taille  $(k+2t) \times N_{RS}$  est obtenu (comme on peut l'apprécier par la figure 3.4). Néanmoins, la structure à l'entrée du bloc du décodeur doit être identique à celle de la sortie du bloc du codeur, avant l'écartement des octets correspondant ajoutés par le processus de diminution et le processus de poinçonnage. "Reshape 1" a pour tâche de réarranger les données sous forme matricielle, avec la taille indiquée  $(k+2t) \times N_{RS}$  (les paramètres de  $k$  et  $t$  sont énumérés dans le tableau 3.1). Le bloc des "Insert zeros 1" ajoute 239-  $k$  octets nuls au début de la structure, dans le but de construire le préfixe zéro. Les  $16-2k$  octets de parité, sont obtenus à partir du bloc "Insert zeros 2". "Unbuffer" arrange les données de la structure matricielle, dans un vecteur ligne. On doit prendre en considération que ce bloc, introduit un retard égal à une trame dans le

système. Le bloc " Row select " a pour tâche de sélectionner uniquement les octets de données originales de longueur  $k$ . Le bloc "Buffer", redistribue ses échantillons d'entrée dans une nouvelle taille de trame  $kN_{RS}$ .

### 3.4 Conclusion

Le système WiMAX a fait l'objet de ce chapitre. L'émetteur a été développé, dans l'intention spécifique de présenter la longueur du préfixe cyclique, la méthode du codage, l'alphabet de modulation, la bande passante de canal, et la durée de la trame. Ceci facilite alors, le choix des paramètres de simulation. Le récepteur a été détaillé pour la particularité des algorithmes et de ses méthodes de démapping et d'estimation du canal. En effet, l'information fournie par le démapper, peut contenir non seulement le message démodulé (sortie matérielle), mais également le degré de confiance d'une décision (sortie logicielle). L'opération de calcul exacte au niveau de la métrique du bit dans un démapper logiciel, avec un algorithme MAP est un travail ardu. Dans le but de réduire la complexité de l'algorithme MAP pour le calcul de LLR, la substitution de la fonction logarithmique de l'expression LLR avec l'approximation max-log-MAP a été nécessaire.

## **CHAPITRE 4**

### **TECHNIQUE MIMO ET METHODE AMC DANS LE SYSTEME WIMAX**

#### 4.1 Introduction

Dans le cas d'un évanouissement plat ou sélectif en fréquence, l'utilisation d'antennes multiples aux deux extrémités d'un système de communication permet d'améliorer les performances d'un canal de transmission sans fil et ce, pour des points de vue de capacité et de rendement, particulièrement lorsque l'environnement fournit une riche dispersion.

Les systèmes MIMO à entrées et sorties multiples, ont des matrices MEA (Multi-Element Antenna) en émission et réception. Lorsque de telles structures sont mises en jeu, des débits élevés sont obtenus sans modification de la bande passante ou de la puissance de transmission. De plus, l'utilisation d'antennes multiples en émission et en réception fournit un avantage par rapport à la diversité, se traduisant, par exemple, par une augmentation significative de la capacité et donc par l'amélioration du SNR et par voie de conséquence du TEB à la réception [50,51,62].

La demande croissante de différents types de services hypermédias, a conduit à la conception de systèmes de communication souples, intelligents et aptes à fournir un accès spectral efficace avec un débit flexible. Pour atteindre les limites de la capacité théorique du canal sans fil, ces systèmes peuvent adapter et ajuster les paramètres de transmission, basés sur la qualité du lien, et ce en améliorant l'efficacité spectrale.

La modulation adaptative avec son codage (AMC), représente une technique intéressante permettant de répondre aux conditions citées ci dessus. Elle est conçue pour traquer les changements du canal, afin d'obtenir un rendement significatif qui favorise la transmission à des taux élevés d'informations.

A cet effet, ce chapitre présentera les fondements théoriques des techniques MIMO et AMC.



Le codage spatio-temporel (STC) ainsi que la technique de combinaison à gain maximal, MRC sont présentés comme solutions de mises en application permettant d'exécuter la transmission et la réception dans le cadre MIMO. Quant à la technique AMC, une explication théorique est exposée, dans le but d'appréhender les principales opérations de la modulation adaptative et du codage. Une analyse de performance de la dite méthode est simulée pour conclure.

#### 4.2 Théorie de la communication MIMO

La liaison à travers un canal sans fil, souffre des actions combinées d'atténuation et d'évanouissement des signaux, et ce en raison des trajets multiples rendant ainsi difficile, la réception des informations. Pour améliorer la sensibilité de réception, les techniques de diversité, puisent leurs performances à partir des caractéristiques par trajets multiples. Contrairement au système MIMO qui fait appel, à plusieurs antennes en émission et en réception, la caractérisation d'un système SISO (Single Input Single Output) se fait par utilisation d'une antenne unique en émission et en réception. Dans la structure SIMO (Single Input Multi Output), une seule antenne en émission et plusieurs en réception, sont utilisées contrairement au système MISO (Multi Input Single Output) [52].

Les avantages exclusifs offerts par les canaux MIMO, par rapport à ceux traditionnels ou SISO, sont les gains de diversité et de multiplexage, car n'existant pas dans les canaux SIMO et MISO [53].

Le gain de matrice représente l'amélioration du SINR (Signal to Interference-plus-Noise Ratio) obtenu par combinaison cohérente des signaux sur les dimensions des multiples émetteurs ou récepteurs.

Le gain de diversité traduit l'amélioration de la fiabilité du lien, obtenue lors de la réception des reproductions du signal de l'information par des liens indépendants, des branchements, ou des dimensions d'évanouissement. Il se manifeste par une augmentation de la pente de la courbe du TEB dans sa région basse.

Les formes principales de la diversité, exploitées dans les systèmes de transmission sans fil, sont au nombre de trois : la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale.

Il est plus difficile d'exploiter la diversité à l'émission qu'à la réception depuis que la modulation spatiale et les méthodes de codage sont utilisées (c.-à-d. le codage espace-temps). Il faut noter toutefois, que la diversité à la réception a besoin des dimensions multiples de réception pour s'évanouir indépendamment sans contrainte d'une modulation spécifique ou d'une méthode de codage.

#### 4.2.1 Modèle du canal MIMO

Le modèle du signal pour un canal MIMO, composé de  $N_T$  émetteurs et  $N_R$  récepteurs est de la forme :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

où :

- $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$  est le vecteur transmis,
- $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  est la matrice du canal,
- $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  est le vecteur reçu et,
- $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  est le vecteur bruit.

Ce modèle représente une transmission ordinaire.

Dans le cas d'une transmission multiple, les signaux dépendants du temps, sont affectés d'indices qui traduisent leurs discrétisations temporelles. Comme  $\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$ , le canal considéré variable dans le temps est aussi définie par  $\mathbf{H}(t)$ .

La figure 4.1 représente un scénario MIMO avec  $N_T$  antennes émettrices et  $N_R$  antennes réceptrices. Les signaux de la matrice d'antenne, sont associés au vecteur  $\mathbf{S}(t) = [s_{1(t)}, s_{2(t)}, \dots, s_{N_T(t)}]^T$  pour l'émission, et au vecteur  $\mathbf{y}(t) = [y_{1(t)}, y_{2(t)}, \dots, y_{N_R(t)}]^T$  pour la réception.

où :

- $(.)^T$  indiquant l'opération de transposition de  $(.)$ ,
- les éléments  $s_m(t)$  et  $y_m(t)$  sont respectivement les  $m^{\text{ièmes}}$  antennes émettrices et réceptrices.

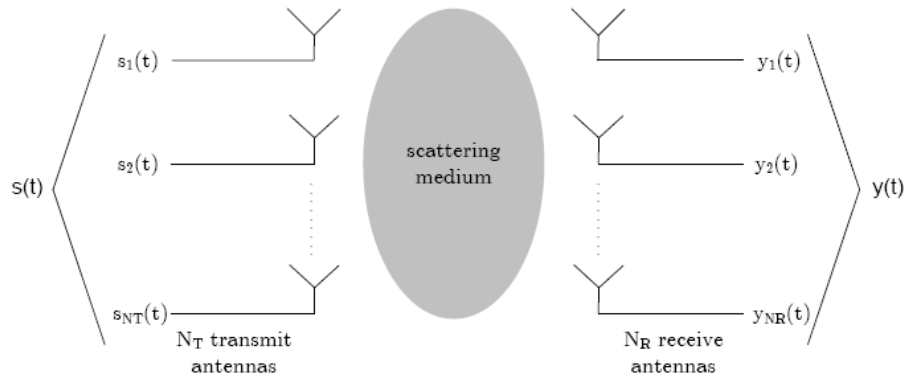


Figure 4. 1: Modèle du canal MIMO dans un environnement dispersif [52,53,62].

Le canal radio MIMO associé à la liaison entre l'émetteur et le récepteur s'exprime comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1N_T} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \cdots & \alpha_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N_R1} & \alpha_{N_R2} & \cdots & \alpha_{N_RN_T} \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

Où :  $\alpha_{nm}$  est le coefficient complexe transmis par l'antenne  $m$  vers l'antenne réceptrice  $n$ .

Etant donné que les gains de chemin  $\{\alpha_{ij}\}$  seront corrélés selon l'environnement de propagation, la polarisation des éléments et leurs espacements, la relation entre les vecteurs  $s(t)$  et  $y(t)$  se traduit alors par :

$$y(t) = \mathbf{H}(t)s(t) + n(t) \quad (4.3)$$

La corrélation du canal ayant un impact important sur la performance réalisable du système, impose la considération de deux modèles spatiaux.

#### 4.2.1.1 Canal spatial non-corrélé

Dans ce type de canal, les éléments d'antenne sont éloignés les uns des autres. Aussi, les entrées de la matrice du canal  $\mathbf{H}$ , peuvent être considérées comme des variables aléatoires gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d); circulairement symétriques complexes avec une moyenne nulle et une variance unité :

$$\mathbf{H} \sim \mathcal{N}_c^{N_T \times N_R}(0,1) \quad (4.4)$$

#### 4.2.1.2 Canal spatial corrélé

Pour les canaux spatiaux corrélés, le modèle utilisé le plus répandu, est celui de Kronecker [54]. La modélisation de ce genre de canal, passe par les matrices de corrélation  $\mathbf{R}_T$  et  $\mathbf{R}_R$  de transmission et de réception ainsi qu'une matrice gaussienne complexe **i.i.d**  $\mathbf{G} \sim \mathcal{N}_c^{N_T \times N_R}$ :

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G} \left( \mathbf{R}_T^{1/2} \right)^T \quad (4.5)$$

Les matrices de corrélation  $\mathbf{R}_R$  et  $\mathbf{R}_T$  selon le modèle I-METRA développées dans le paragraphe 2.5 présentent la forme analytique suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_R &= E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} \\ \mathbf{R}_T &= E\{\mathbf{H}^H\mathbf{H}\}. \end{aligned}$$

Leurs normalisations i.i.d. s'obtient par :  $E\{tr(\mathbf{H}^H\mathbf{H})\} = \mathbf{N}_R\mathbf{N}_T$

#### 4.2.2 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel (STC) est une approche qui permet d'exploiter l'importante diversité produite par le système MIMO. Il est employé afin d'obtenir des gains de diversité proportionnel au nombre d'antennes émettrices et réceptrices et d'exploiter, les effets par trajets multiples pour réaliser des efficacités spectrales très élevées. Une représentation usuelle de ces codes, est faite sur la base de la méthode d'Alamouti associée à une antenne en réception et deux en émission [10]. Afin de concevoir des matrices bidimensionnelles du signal à transmettre pendant une période de temps indiquée sur un certain nombre d'antennes et introduire, une redondance spatio-temporelle par l'ajout d'antennes multiples par le codage du canal, il devient possible d'exploiter la diversité dans sa dimension spatiale pour un gain de codage désiré. La conséquence, étant le jeu de la diversité

à l'émission dans la conception STC, rendant le codage spatio-temporel comme principal objectif.

#### 4.2.2.1 Concept du codage spatio-temporel d'Alamouti

Présenté pour permettre des transmissions sur deux antennes avec le même débit comme sur une antenne simple, et augmentant la diversité à la réception de un à deux dans un canal à évanouissement plat; ce concept résumé par la figure 4.2, utilise une méthode de codage spatio-temporel en bloc STBC (Space-Time Block Coding). L'algorithme d'Alamouti [11,55,62] utilise le domaine spatial et temporel, pour encoder les données et augmenter la performance du système par le codage des signaux sur différentes branches de l'émetteur. Ainsi, se réalise la diversité de deux avec un plein débit pour la transmission de deux symboles dans deux intervalles.

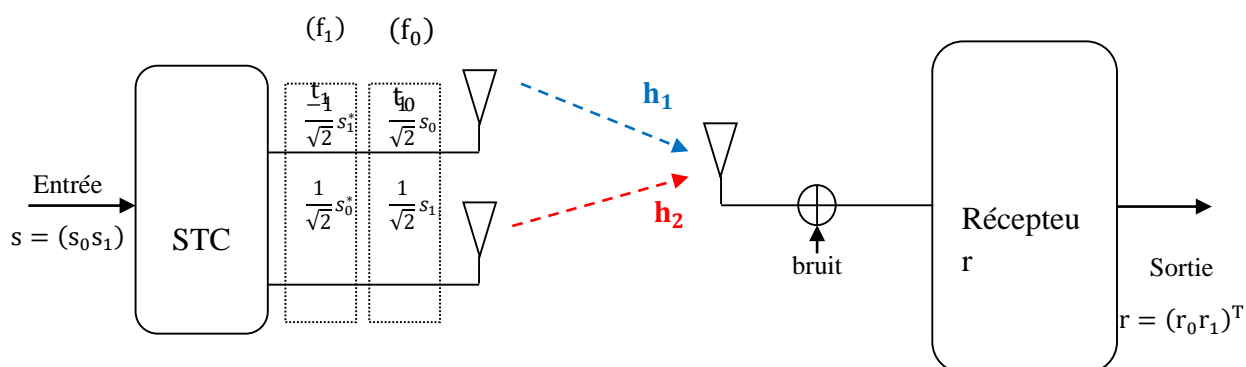


Figure 4. 2: Méthode d'Alamouti  $2 \times 1$ .

Dans le premier intervalle de temps, les antennes émettrices  $T_{x1}$  et  $T_{x2}$  envoient respectivement les symboles  $s_0$  et  $s_1$  tandis que les symboles  $-s_1^*$  et  $s_0^*$  sont transmis dans le second.  $(.)^*$  dénote le complexe conjugué de  $(.)$ .

Chaque symbole, multiplié par un radical de deux, permet d'obtenir une puissance moyenne transmise égale à un dans chaque intervalle de temps. Cette opération suppose que le canal, a des coefficients de transmission  $h_1$  et  $h_2$  constants et que sa fréquence reste plate sur les deux intervalles de temps consécutifs.

Le vecteur  $r$  reçu, est formé par la superposition des deux échantillons de données consécutifs reçus dans le temps, et dont le résultat est :

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{s} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (4.6)$$

où  $\mathbf{r} = [r_0, r_1]^T$  représente le vecteur reçu,  $\mathbf{h} = [h_1, h_2]^T$  est le vecteur complexe du canal,  $\mathbf{n} = [n_0, n_1]^T$  est le vecteur bruit à la réception et  $\mathbf{s}$  définit la matrice STC:

$$\mathbf{s} = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ s_1^* & -s_0^* \end{pmatrix}$$

L'équation 4.6 du vecteur reçu peut être décomposée sous les formes suivantes :

$$r_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} s_0 h_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} s_1 h_2 + n_0 \quad (4.7)$$

$$r_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}} s_1^* h_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} s_0^* h_2 + n_1 \quad (4.8)$$

À la réception, le vecteur  $\mathbf{y}$  du signal reçu présente la structure  $\mathbf{y} = [r_0, r_1^*]^T$ , qui est équivalente à :

$$r_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} s_0 h_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} s_1 h_2 + n_0 \quad (4.9)$$

$$r_1^* = \frac{1}{\sqrt{2}} s_0 h_2^* - \frac{1}{\sqrt{2}} s_1 h_1^* + n_1^* \quad (4.10)$$

Ces deux équations peuvent être mises sous forme matricielle comme :

$$\begin{pmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

La représentation réduite de ce système est donnée par :

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{H}_v \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.12)$$

où  $\tilde{\mathbf{n}}$  définit le nouveau vecteur de bruit obtenu après avoir effectué la conjugaison de la deuxième équation,  $\tilde{\mathbf{n}} = [n_0, n_1^*]^T$ .

La matrice virtuelle ( $2 \times 2$ ) du canal résultant  $\mathbf{H}_v$  est orthogonale, c-à-d:

$$\mathbf{H}_v^H \mathbf{H}_v = \mathbf{H}_v \mathbf{H}_v^H = h^2 \mathbf{I}_2$$

où  $(.)^H$  représente l'opération hermitienne de  $(.)$ ,  $\mathbf{I}_2$  la matrice identité  $2 \times 2$  et  $h^2$  le gain de puissance du canal, avec  $h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2$ . En raison de cette orthogonalité, la méthode d'Alamouti découple le canal MISO en deux canaux virtuels indépendants avec un gain de canal  $h^2$  et une diversité  $d = 2$ . Le gain de canal mentionné, induit l'équation 4.13. Comme le résultat souhaité est de multiplier les signaux reçus par l'hermitien de la matrice virtuelle du canal, les symboles transmis peuvent être estimés à la réception.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}_v^H \mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{2}} h^2 \mathbf{s} + \mathbf{H}_v^H \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.13)$$

Après avoir effectué les opérations correspondantes, il en résulte un signal avec un gain  $h^2$  augmenté d'un certain bruit modifié.

#### 4.2.2.2 Méthode d'Alamouti avec un nombre arbitraire d'antennes réceptrices

Un système constitué de deux antennes d'émission et un nombre arbitraire en réception [56,62], est schématisé par la figure 4.3. Son analyse passe par les étapes précédemment expliquées avec prise en compte de l'application sur chacune des antennes réceptrices, des signaux respectifs  $r_0$  et  $r_1$  reçus pendant le premier et deuxième intervalle de temps.

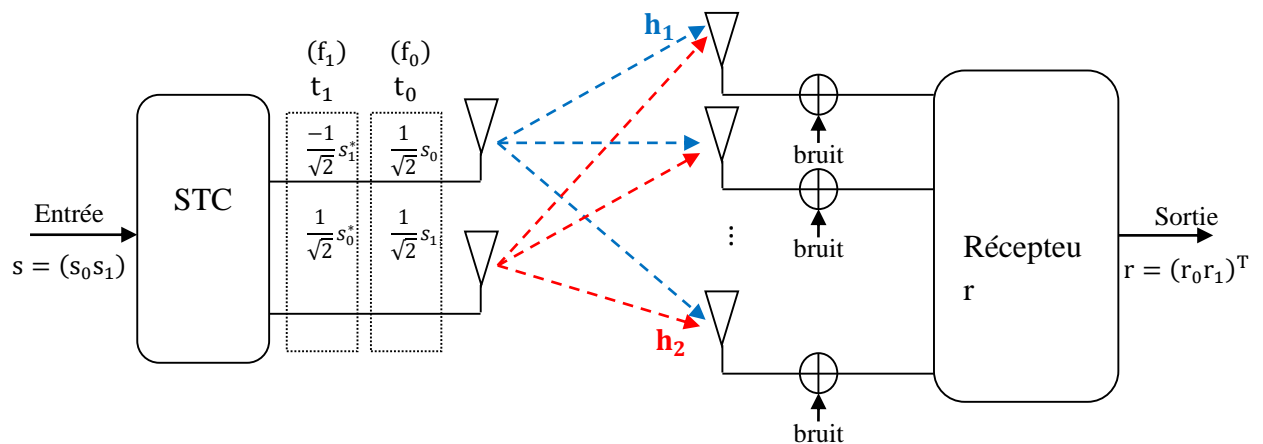


Figure 4. 3: Méthode d'Alamouti  $2 \times N_R$

Les vecteurs  $h_1 = [h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1N_R}]^T$  et  $h_2 = [h_{21}, h_{22}, \dots, h_{2N_R}]^T$  contiennent les coefficients du canal correspondant à la transmission des antennes réceptrices  $T_{x1}$  et  $T_{x2}$ .

Comme indiqué plus haut, l'équation (4.11) devient :

$$\begin{pmatrix} y_0 \\ y_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

où  $n_0$  et  $n_1$  sont les vecteurs associés au bruit supplémentaire produit dans chacune des branches du récepteur.

En suivant les étapes identiques à la méthode d'Alamouti  $2 \times 1$ , l'estimation des symboles transmis à la réception est donnée par :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}_v^H \mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{2}} h^2 \mathbf{s} + \mathbf{H}_v^H \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.15)$$

Comme le gain de puissance du canal correspond à  $h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2$ , il devient possible de réaliser un ordre de diversité de l'ordre de  $2N_R$ .

De même, pour deux antennes réceptrices  $R_{x1}$  et  $R_{x2}$ , les signaux reçus sont de la forme :

$$r_0 = [r_0(1)r_0(2)]^T \quad (4.15\text{bis})$$

$$r_1 = [r_1(1)r_1(2)]^T$$

Où, les couples de symboles  $(r_0(1), r_1(1))$  et  $(r_0(2), r_1(2))$  sont reçus par les antennes  $R_{x1}$  et  $R_{x2}$  durant les intervalles de temps respectifs  $t_0$  et  $t_1$ . Par conséquent, le signal reçu présente la forme  $y = [r_0 r_1^*]^T$ :

$$\begin{pmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_0(1) \\ r_0(2) \\ r_1^*(1) \\ r_1^*(2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0(1) \\ n_0(2) \\ n_1^*(1) \\ n_1^*(2) \end{pmatrix} \quad (4.16)$$



Dans ce cas le gain de puissance du canal est  $h^2 = |h_1|_2^2 + |h_2|_2^2$  et un ordre de diversité de 4 est réalisé.

#### 4.2.3 Algorithmes de combinaisons des répliques à la réception

La multiplicité d'antennes à la réception permet l'utilisation des techniques de combinaison des répliques pour combattre, les distorsions et l'évanouissement subis par le signal lors de la transmission [58]. Utilisées pour combiner toute ou une partie des signaux reçus sur les antennes, les techniques suivantes sont en fait une source de diversité linéaire.

En effet, la combinaison :

- par sélection SC (Selection Combining), ne prend en compte que l'observation possédant le meilleur rapport signal sur bruit, ou bien en se basant sur le module de la réponse fréquentielle du canal,
- à gain égal EGC (Equal Gain Combining), utilise simplement la somme des différentes répliques du signal acquises par les antennes réceptrices,
- à gain maximal MRC, considérée comme la technique de combinaison linéaire optimale, elle utilise des coefficients de pondération des répliques déterminés de façon à maximiser le rapport entre l'énergie instantanée du signal et la densité spectrale de puissance du bruit.

##### 4.2.3.1 Combinaison à gain maximal MRC

Cette méthode matérialisée par la figure 4.4, est utilisée dans le cadre de notre travail pour son efficacité dans la pratique. En effet, son principe consiste à pondérer les symboles reçus par toutes les antennes réceptrices sur chaque branche [56,62].

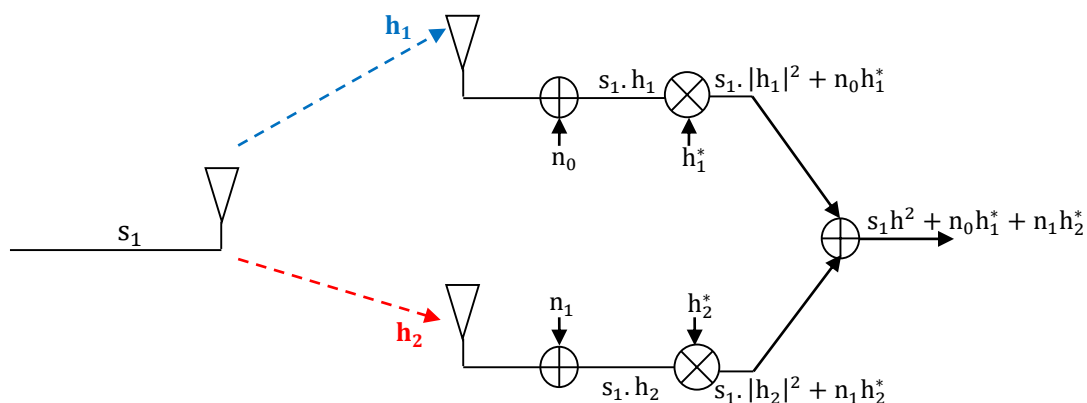


Figure 4. 4: Système utilisant deux antennes en réception.

Le facteur de pondération correspond au coefficient conjugué complexe du canal de chaque branche du récepteur. Le rapport maximum MRC [55,58] est une forme spéciale de la diversité où les multiples copies du même signal, reçues sur les différentes branches de diversité, sont combinées afin de maximiser le SNR instantané à la sortie du combineur. Avant d'additionner les signaux reçus sur chaque branche, le signal reçu sur chaque antenne est donné par :

$$y_i = h_i s + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N_R \quad (4.17)$$

où  $h_i$  et  $n_i$  sont les coefficients du canal et le bruit reçu par l' $i^{\text{ème}}$  antenne, respectivement,  $s$  est le signal transmis, et  $N_R$  le nombre d'antennes réceptrices. On considère de plus, que les antennes sont suffisamment éloignées l'une de l'autre pour supposer les coefficients du canal, affectés par l'évanouissement, comme indépendants.

La combinaison pondérée traduisant la prise en compte des antennes d'entrées, s'exprime par :

$$y = \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i y_i = s \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i + \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i n_i \quad (4.18)$$

De cette combinaison, est déduit le SNR du canal donné par :

$$\text{SNR}(h_1, h_2, \dots, h_{N_R}) = \frac{E |s \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i|^2}{E |\sum_{i=1}^{N_R} \beta_i n_i|^2} = \frac{|s \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i|^2}{|\sum_{i=1}^{N_R} \beta_i n_i|^2} \quad (4.19)$$

La maximisation du SNR, passant par l'application de l'inégalité de Schwartz, induit que  $\beta_i = h_i^*$ . Cette valeur injectée dans l'équation 4.19, donne l'extremum correspondant:

$$\text{SNR}(h_1, h_2, \dots, h_{N_R}) = \text{SNR} \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \quad (4.20)$$

Le processus décrit ci-dessus, illustré par la figure 4.4, présente un exemple de réception avec une diversité duale d'antenne. En effet, le signal étant envoyé sur le canal avec des coefficients de transmission  $h_1$  et  $h_2$ , atteint les deux antennes réceptrices avec un certain bruit

supplémentaire. Le processus consiste alors, à multiplier le signal de chacune des branches réceptrices par le coefficient conjugué correspondant. Ce qui a pour effet d'additionner les signaux des deux branches à l'extrémité. On remarquera que le signal reçu, semblable à celui estimé par la méthode d'Alamouti (équation 4.13) présente une meilleure performance, si un symbole est transmis seulement dans un intervalle pour une puissance moyenne unité. Par conséquent, le signal résultant n'étant plus proportionnel au facteur  $\sqrt{1/2}$ , un gain en puissance de 3 dB est obtenu.

### 4.3 Implémentation MIMO

Ce paragraphe introduit l'implémentation du système MIMO, avec les détails des changements respectifs à exécuter dans l'émetteur et le récepteur.

#### 4.3.1 Emetteur MIMO dans WiMAX

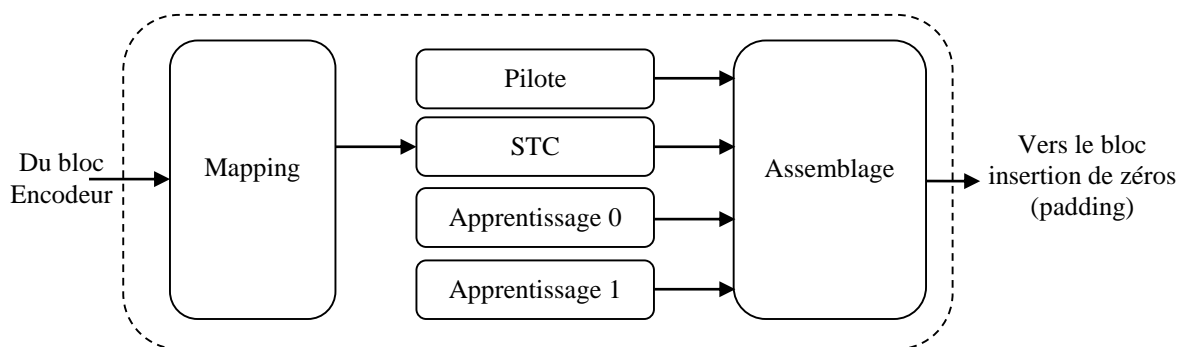


Figure 4. 5: Émetteur MIMO dans WiMAX [28,62].

Les aspects essentiels à considérer pour mettre en application l'émetteur MIMO, se focalisent sur l'application de l'algorithme STC dans les deux symboles OFDM et les sous-porteuses pilotes, ainsi que dans le processus d'assemblage. Deux longues séquences d'apprentissage sont utilisées.

##### 4.3.1.1 Bloc STC

Ce bloc exécutant l'algorithme d'Alamouti, se base sur la transmission de deux symboles complexes  $s_0$  et  $s_1$ , à l'aide du canal MISO (entrées multiples et simple sortie) avec les valeurs du vecteur de canal  $h_1$  et  $h_2$ . Pendant le premier intervalle de temps, le canal

utilise l'antenne  $T_{x1}$  pour transmettre le symbole  $s_0$  et l'antenne  $T_{x2}$  pour transmettre le symbole  $s_1$ . Dans l'intervalle contiguë de temps, les symboles  $-s_1^*$  et  $s_0^*$  sont transmis respectivement sur les antennes  $T_{x1}$  et  $T_{x2}$ .

#### 4.3.1.2 Bloc pilote

Sur une sous-porteuse pilote donnée, le même symbole est utilisé dans le bloc STC. Le symbole  $p_s$  pour la sous-porteuse pilote "s" obtenue par modulation BPSK et les symboles OFDM entrant dans le bloc STC, sont associés aux indices "k" et "k+1". Comme la norme WiMAX spécifie que la modulation de la sous-porteuse pilote "s" pendant la transmission du symbole "k" et  $p_s$ , doit se faire simultanément sur les deux antennes d'émission, alors, lorsque le symbole "k+1" est traité, il faudra opérer sur l'antenne 1, le changement de signe de la sous-porteuse pilote  $p_s$  par  $-p_s$ , est laissé tel quel celui de l'antenne 2 [3]. Ce qui se résume par le tableau ci-dessous:

Symbole	Antenne 1	Antenne 2
	Pilote	Pilote
$k$	$p_s$	$p_s$
$k+1$	$-p_s$	$p_s$

Tableau 4. 1 Distribution des pilotes en fonction des symboles

#### 4.3.1.3 Préambules de trame

Deux longues séquences d'apprentissage sont nécessaires, lors d'une transmission MIMO. Les préambules utilisés (dans une transmission DL) se composent de trois symboles OFDM consécutifs. Le premier, noté  $P_{SHORT}$  est défini pour l'apprentissage court afin de servir à la synchronisation. Le deuxième, employant une longue séquence d'apprentissage est nécessaire à l'estimation du canal lors de la réception.

La première antenne, transmet la séquence  $P_{EVEN}$  comme séquence d'apprentissage longue tandis que la deuxième, transmet la séquence  $P_{ODD}$ . Comme dans le cas de SISO, le dernier symbole du préambule, est le FCH.

Les expressions traduisant ce concept, sont données par :

$$Antenne\ 1 = P_{SHORT} + P_{EVEN} + FCH$$

$$Antenne\ 2 = P_{SHORT} + P_{ODD} + FCH$$

#### 4.3.1.4 Assemblage de trame MIMO

Le processus d'assemblage pour le système MIMO est similaire à la transmission SISO. La figure 4.6 illustre l'utilisation du STC avec les symboles OFDM. Pendant le premier intervalle de temps, les symboles  $s_0$  et  $s_1$  sont envoyés simultanément sur les antennes une et deux, respectivement. Les symboles OFDM  $-s_1^*$  et  $s_0^*$  sont envoyés pendant l'étape temporelle suivante, selon l'algorithme d'Alamouti. Pour les chronologies qui suivent, les mêmes opérations sont reprises. Ainsi, la paire de symboles  $(s_2, s_3)$  par exemple, est envoyée pendant les temps  $t_2$  et  $t_3$ , et ainsi de suite. Simultanément, les symboles pilotes s'insèrent automatiquement entre les symboles OFDM. La première antenne transmet  $p_s$  et  $-p_s^*$  durant les intervalles de temps  $t_0$  et  $t_1$ . Par contre, seulement  $p_s$  est transmis par la deuxième antenne pendant les deux intervalles de temps identiques.

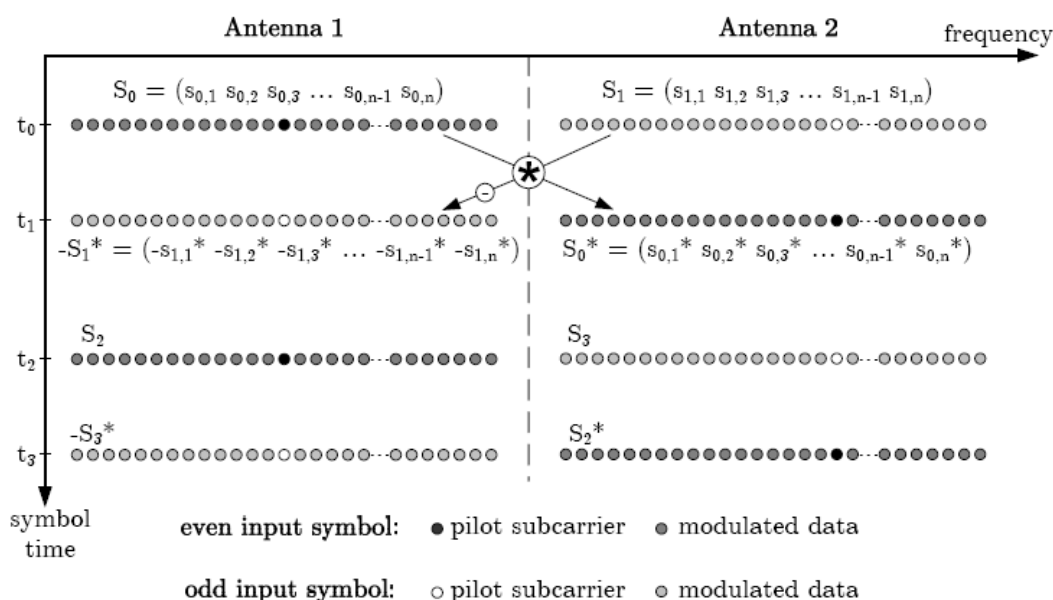


Figure 4. 6: Utilisation du STC avec l'OFDM [52].

#### 4.3.2 Récepteur MIMO dans WiMAX

Le récepteur décrit dans le chapitre 3, doit être modifié pour permettre la détection des signaux codés selon la procédure d'Alamouti.

##### 4.3.2.1 Désassemblage

L'application du désassemblage MIMO, nécessite la considération suivante. Sur les différentes antennes, deux symboles OFDM sont transmis à chaque intervalle de temps où

chaque symbole est vue comme une matrice, dont les éléments s'associent à une sous-porteuse. Le processus de désassemblage consiste à séparer, dans un premier temps, les deux symboles OFDM transmis, puis par la suite, à effectuer la séparation des séquences d'apprentissage des sous-porteuses pilotes et de la sous-porteuse DC des sous-porteuses originales de données, dans un second temps.

#### 4.3.2.2 Estimation du canal MIMO

Les coefficients du canal estimé, sont calculés pour chaque antenne réceptrice pour lesquelles deux longues séquences d'apprentissage,  $P_{EVEN}$  et  $P_{ODD}$ , sont utilisées lors de la transmission MIMO. Dans le cas d'utilisation d'une antenne unique en émission, l'estimation du canal serait effectuée la séquence  $P_{EVEN}$ . Cependant, si deux antennes d'émission sont utilisées, alors la deuxième doit estimer les coefficients du canal avec  $P_{ODD}$ . Ceci est rendu possible, parce que  $P_{EVEN}$  et  $P_{ODD}$  utilisent seulement les sous-porteuses paires et impaires, pour lesquelles se vérifient l'orthogonalité des symboles OFDM.

#### 4.3.2.3 Démapping MIMO

Le but du démapping, est de déterminer lequel des symboles a été transmis. Des algorithmes métriques de décision ont été développés. Les démappings, matériel et logiciel sont mis en application selon la description faite au niveau du paragraphe 3.5. Toutefois, l'estimation du signal reçu, doit être d'abord évaluée par la méthode de diversité et calculée ensuite, en fonction du nombre d'antennes en émission de façon différente; alors dans le cas d'utilisation de deux antennes d'émission et une seule en réception, les estimations de réception sont calculées en vertu de l'équation 4.13. De plus, si sont utilisées, une antenne en émission et deux en réception, l'estimation du signal reçu s'obtient par la formule MRC:

$$\hat{s} = s_1 h^2 + n_0 h_1^* + n_1 h_2^*, \text{ où } h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2.$$

Finalement, quand deux antennes s'utilisent aux deux extrémités du système de communication, l'estimation est alors exécutée à partir de l'équation 4.15.

## 4.4 Théorie de la technique AMC

### 4.4.1 Introduction aux mécanismes de transmission adaptatifs

La croissance des services pour les dispositifs sans fil a conduit à l'amélioration de l'efficacité spectrale pour des taux élevés d'informations. Dans les systèmes de communication traditionnels, la transmission est conçue pour un scénario faisant face aux variations du canal, pour fournir un taux d'erreur au-dessous d'une limite spécifique. Des méthodes adaptatives de transmission, ont été élaborées pour rechercher une bonne qualité du canal par l'adaptation de son rendement, afin de tirer profit de sa variabilité dans le temps en ajustant le niveau de puissance transmis, le taux de symbole, la méthode de codage, la taille de la constellation, ou n'importe quelle combinaison de ces paramètres, pour optimiser l'efficacité spectrale moyenne du lien. Ceci se traduit par le nombre de bits d'information transmis par seconde par bande passante et par fréquence utilisées.

Comme la technique AMC représente un outil prometteur, pour augmenter l'efficacité spectrale des canaux sans fil variable dans le temps tout en maintenant un TEB prévisible [59], l'ordre de modulation ainsi que le FEC sont changés par ajustement de leur taux de codage sur les variations du canal de transmission. Dans le cas d'un évanouissement élevé par exemple, soit un SNR faible, la taille de la constellation du signal est réduite afin d'améliorer la fidélité donc une transmission plus robuste pour un SNR efficace. Réciproquement, en période d'évanouissement faible ou d'un gain élevé, la taille de la constellation du signal est augmentée afin de permettre d'importants débits de modulation avec une faible probabilité d'erreur, ce qui sanctionne instantanément le SNR.

Un exemple général d'utilisation de la méthode AMC est illustré dans la figure 4.7, traduisant le cas d'une augmentation de la gamme lorsque le système évolue vers le bas par une modulation inférieure. Or, au plus près de la station de base, des modulations d'ordre supérieures peuvent être employées pour un rendement accru [60].

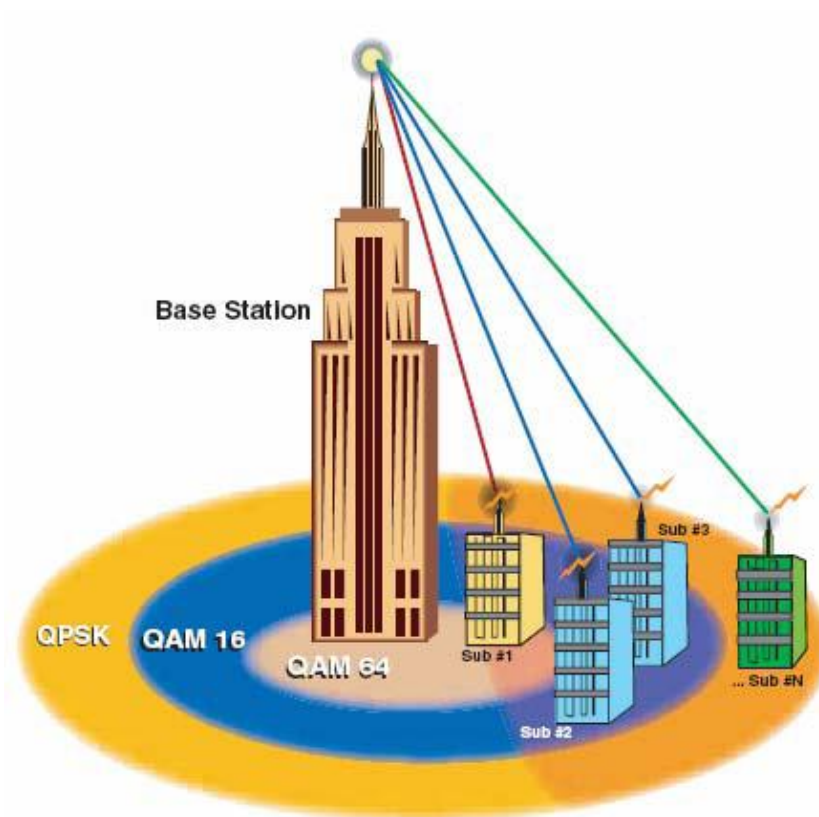


Figure 4. 7: Méthode d'application AMC.

#### 4.4.2 Performance de la méthode AMC

Une bonne performance de la méthode AMC, passe par l'estimation précise du canal à la réception et un chemin fiable de rétroaction entre cet estimateur et l'émetteur sur lesquels la réception rapporte l'information de l'état de canal (CSI) à l'émetteur. Dans le but d'exécuter un traitement adéquat, les étapes suivantes doivent être opérées :

##### 4.4.2.1 Estimation de la qualité du canal

L'émetteur exige une estimation des conditions prévues du canal pour le prochain intervalle de transmission. Le système adaptatif ne peut fonctionner efficacement dans un environnement avec les conditions relatives à une variation faible du canal, que si la connaissance n'est acquise que par la prévision des estimations précédentes de la qualité du canal [61]. Par conséquent, tout retard entre l'estimation de la qualité de la transmission réelle par rapport à la fréquence maximale Doppler du canal devient crucial, pour compenser la faible performance du système si l'estimation du canal est antérieure à l'instant de la transmission.



#### 4.4.2.2 Adaptation de paramètre

Le choix du mode approprié de la modulation et du codage à utiliser, lors d'une nouvelle transmission se fait au niveau de l'émetteur en s'appuyant sur la prévision des conditions du canal. Un seuil de SNR garantit un TEB au-dessous d'une valeur limite  $TEB_0$ , qui est défini par le système pour chaque méthode à chaque fois que le SNR est au-dessus du seuil [62].

À partir du TEB, les seuils de SNR sont obtenus en fonction de leurs caractéristiques pour un mode de modulation sur un canal AWGN. Comme décrit par la figure 4.8, cette méthode consiste en un découpage de la gamme SNR en  $N+1$  sous régions, par  $N+2$  seuils que nous traduisons par :

$$\{\gamma\}_{n=0}^{N+1}, \text{ avec } \gamma_0 = 0 \text{ et } \gamma_{N+1} = \infty. \gamma_n \leq \gamma \leq \gamma_{n+1}.$$

Chacune des  $N$  méthodes est alors sollicitée, pour fonctionner dans une zone particulière du SNR. Quand le SNR  $\gamma$  fait partie de la région  $\gamma_n \leq \gamma \leq \gamma_{n+1}$ , l'information associée à l'état du canal est envoyée de nouveau à l'émetteur. L'émetteur adapte alors le taux de transmission, le codage et la méthode de modulation en garantissant un TEB au-dessous de son seuil  $TEB_0$ . Ceci permet au système de transmettre le SNR avec une efficacité spectrale élevée quand il est élevé, et le réduit quand il est faible.

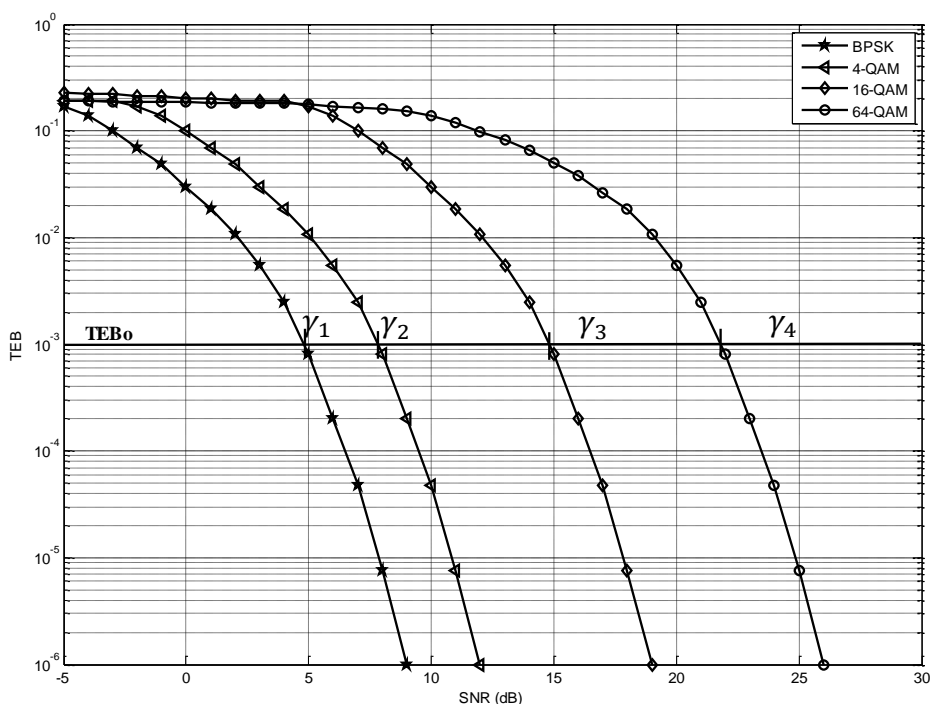


Figure 4. 8: TEB en fonction du SNR et seuils correspondants aux  $N$  codages et modulations utilisées par la méthode AMC [62].

#### 4.4.2.3 Mécanisme de rétroaction

Une fois que la réception a estimé le SNR du canal, elle le convertit en information de TEB pour chaque mode par rapport à un TEB de référence, qui donne le meilleur rendement. Il doit retourner le mode choisi à l'émetteur pour que l'adaptation puisse être effectuée. Cependant, le défi associé à la modulation adaptative et le codage, est que le canal mobile est variable dans le temps et ainsi la rétroaction d'information du canal devient un facteur limitateur. La conséquence, est telle que l'acceptation d'une variation faible comme un canal fiable de rétroaction devient nécessaire dans le but de réaliser un objectif précis de performance par la méthode AMC [59,62]. De cette façon, aucun retard ou erreur de transmission, ne pourrait se produire dans le canal de rétroaction de manière à ce qu'aucune anomalie entre le SNR prévu et réel de la prochaine trame n'apparaisse. Il est à noter d'ailleurs, que la réception doit également être au courant de l'identité des paramètres du démodulateur et du décodage à utiliser pour le prochain paquet reçu.

#### 4.4.3 Implémentation de la technique AMC

Ce paragraphe expose la méthode de modulation adaptative et de codage afin de statuer sur la modulation et le mode de codage à envoyer à l'émetteur, sans compter uniquement les coefficients du canal et de son estimateur afin d'en évaluer le SNR correspondant. Ce traitement permet de présenter l'introduction d'un nouveau bloc de commutation de base pris comme centre de décision. On remarquera, dans la figure 4.9, que le codeur et le mapper existants du côté de la transmission ainsi que le décodeur et le démapper du côté de la réception, sont regroupés dans un bloc unique [59,62].

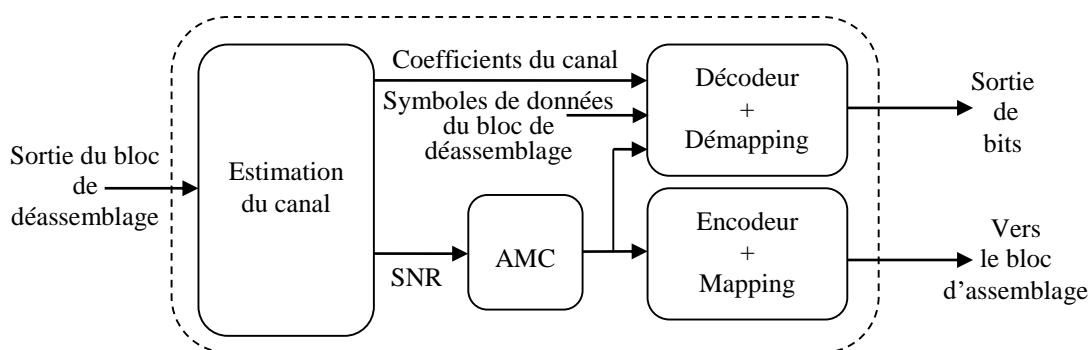


Figure 4. 9: Mécanisme AMC dans le système WiMAX.

#### 4.4.3.1 Estimations du SNR

Le calcul du SNR est exécuté dans l'estimateur du canal correspondant. Le SNR est obtenu par le rapport des puissances signal sur bruit. Le SNR instantané pour chaque trame est donné par :

$$\text{SNR} = \frac{\bar{s}}{\bar{n}}$$

où  $\bar{s}$  et  $\bar{n}$  sont les puissances moyennes du signal et du bruit dans chaque trame. Comme la puissance du signal s'obtient à partir des coefficients du canal, la puissance du bruit s'évalue à partir de sa variance, soit  $\sigma_v^2$ .

Les longues séquences de formation, sont interpolées à partir de la séquence  $P_{\text{ALL}}$ , et celles associées à  $P_{\text{EVEN}}$  ou  $P_{\text{ODD}}$  utilisent un sous-ensemble de sous-porteuses égales ou impaires, gardent nul le reste du sous-ensemble. Cependant, les symboles de formation sont reçus avec un certain bruit additif, et ainsi, les porteuses nulles précédentes ont maintenant une valeur différente de zéro. Le bruit est calculé à partir de ces porteuses. En outre, comme il s'est produit avec l'estimation du canal, il doit être pris en considération si le système utilise une ou deux antennes d'émission. Quand seulement une antenne d'émission est utilisée, le bruit est obtenu à partir  $P_{\text{EVEN}}$ . Si le système a deux antennes d'émission, les deux séquences  $P_{\text{EVEN}}$  et  $P_{\text{ODD}}$  sont utilisées.

#### 4.4.3.2 Bloc AMC

Ce bloc a pour fonction de détecter les seuils de décision, retenant laquelle des méthodes de modulation et de codage, peut être utilisé pour la prochaine transmission de trame, en retournant cette information non seulement à l'émetteur mais également au récepteur.

Les courbes représentées sur la figure 4.10, correspondent aux différentes méthodes de modulation et de codage permises par le système WiMAX, défini d'AMC1 à AMC7 [59,62]. Elles ont été obtenues à partir de simulations supposant une connaissance exacte des coefficients du canal AWGN. L'ensemble de seuils d'adaptation/commutation est obtenu par la lecture des points du SNR correspondant à un TEB seuil.

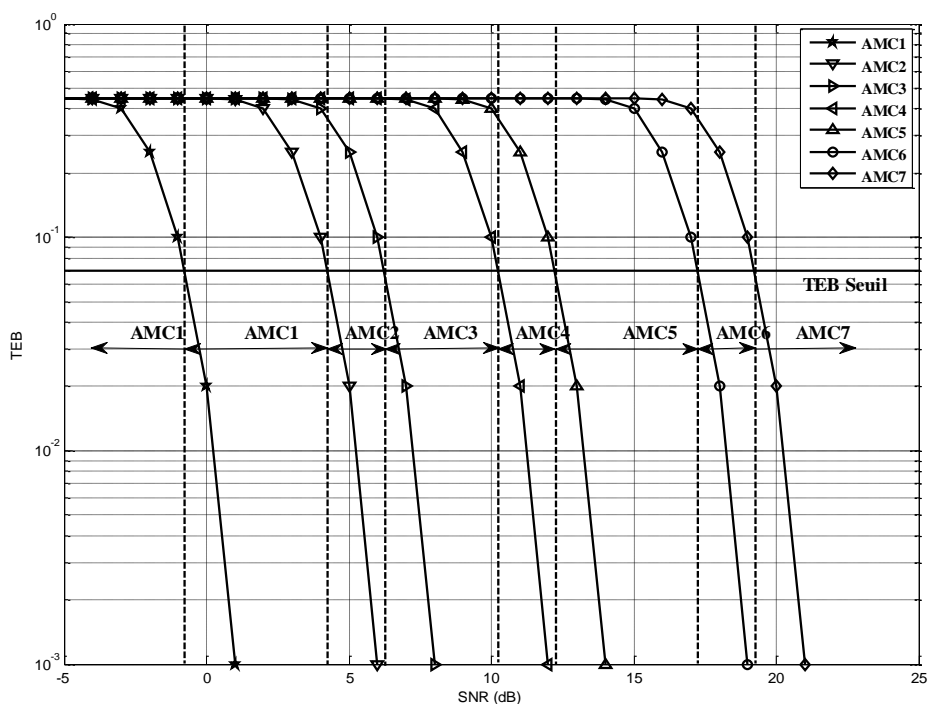


Figure 4. 10: Courbes du TEB en fonction du SNR pour la méthode AMC.

#### 4.4.3.3 Codage et décodage

On doit présenter à l'émetteur-récepteur laquelle des méthodes AMC, sera utilisée dans la prochaine trame de transmission. Une banque de sept codeurs et mappers, contient les informations de modulation et de codage nécessaires en émission et en réception.

#### 4.5 Conclusion

Les techniques MIMO et AMC dans le système WiMAX ayant fait l'objet de ce chapitre, ont permis d'innover le schéma synoptique du troisième chapitre et de voir un aspect de l'aptitude de transmission et de réception, qu'offrent les multiples antennes pour le gain de performance par application de la diversité spatiale, du combat contre l'évanouissement et enfin pour l'amélioration sensible de la fiabilité et de la capacité. Cette dernière, augmentée sous le codage approprié, se traduit par son rendement élevé. Spécifiquement, les concepts MRC et le codage spatio-temporel STC ont été présentés. Une contribution finale à l'évaluation des performances, a été associée à ce chapitre. En effet, la méthode AMC utilise des modulations et des codages multiples, afin d'adapter instantanément l'efficacité spectrale aux variations du SNR du canal tout en maintenant un TEB acceptable. L'implémentation de l'estimation du SNR du canal, pour chaque

trame comparée à un ensemble de seuils obtenus, garantit un TEB au-dessous d'un seuil donné. Le codage associé à chaque seuil est transmis à l'émetteur, pour que l'adaptation puisse être effectuée.

## **CHAPITRE 5**

### **RESULTATS DES SIMULATIONS DU SYSTEME WiMAX**

#### 5.1 Introduction

Ce chapitre présente les performances du système de communication sans fil WiMAX, en termes du taux d'erreur de bits (TEB) et du rapport signal bruit (SNR). En premier lieu on vérifié les résultats trouver dans [62], en second lieu de nouveaux résultats sur le codage spatio-temporels sont introduits. Le SNR évolue implicitement, en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , où  $E_b$  est l'énergie par bit et  $N_0/2$  la densité spectrale du bruit des deux bandes latérales. Deux méthodes de démapping mais, également d'impact d'estimation du canal sont analysées. En outre, le gain de transmission obtenu grâce à des antennes multiples vers un ou deux liens de transmission, est examiné. Les différents modèles et scénarios du canal, sont simulés de sorte que le phénomène d'évanouissement puisse être apprécié. L'activation du mécanisme AMC est introduite pour conclure par une augmentation du rendement d'efficacité spectrale et de données.

#### 5.2 Transmission mono-antenne

Cette partie utilise une antenne unique en émission et en réception. La simulation est effectuée pour une transmission de liaison descendante DL à une fréquence porteuse de 2 GHz et d'une bande passante de canal de 20 MHz. La longueur du préfixe cyclique est de  $G = 1/32$  pour une durée de trame de 2.5 ms.

##### 5.2.1 Méthode de modulation et taux de codage

Une comparaison entre les différentes méthodes de modulation et du taux de codage du système WiMAX, sont données. Les résultats ont été obtenus pour un canal AWGN utilisant l'estimation des moindres carrés avec un démapping matériel.

La simulation des différentes méthodes de modulation et du taux de codage, est illustrée par les figures 5.1 et 5.2. La norme WiMAX prend en compte sept combinaisons d'ordre de modulation et de taux de codage différents. Les tableaux ci-dessous résument les différents résultats obtenus.

Mode AMC	Modulation	Taux de codage
AMC1	BPSK	1/2
AMC2	QPSK	1/2
AMC3	4-QAM	3/4
AMC4	16-QAM	1/2
AMC5	16-QAM	3/4
AMC6	64-QAM	2/3
AMC7	64-QAM	3/4

Tableau 5. 1: Méthodes de modulation et du taux de codage [59,62].

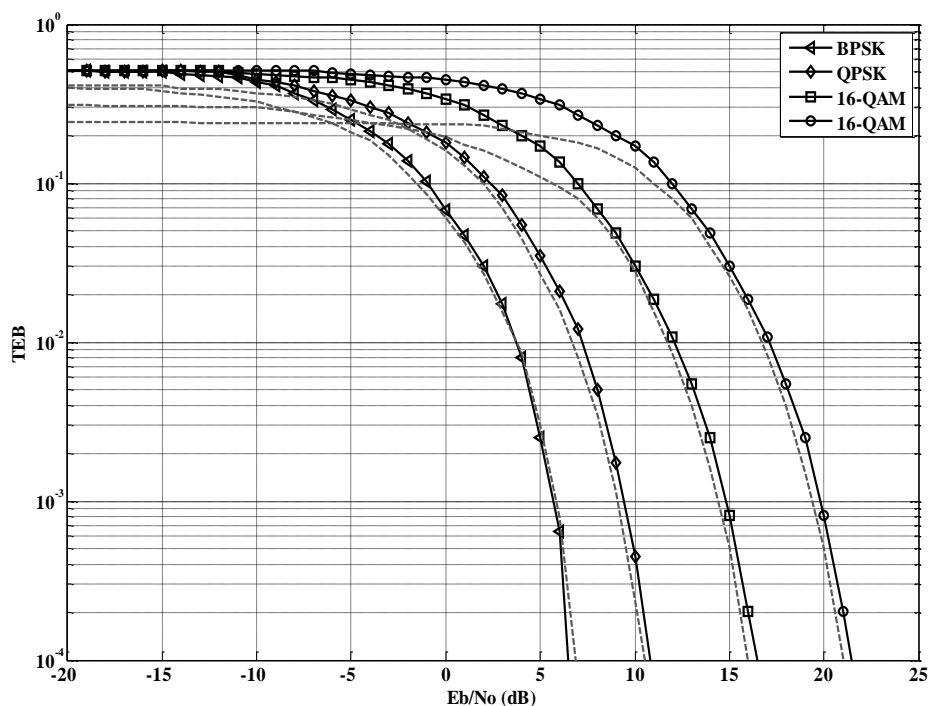


Figure 5. 1: Comparaison entre les méthodes de modulation dans le TEB non codé [62].

Les courbes de TEB en fonction du rapport ( $E_b/N_0$ ), mesurent l'efficacité énergétique pour une méthode de modulation donnée. Si ce rapport  $E_b/N_0$  nécessaire au transfert des données est élevé pour une méthode de modulation donnée, alors plus d'énergie est exigée pour chaque transfert de bit et une vulnérabilité aux erreurs moindres. Une faible valeur du rapport  $E_b/N_0$ , induit une faible efficacité spectrale pour les méthodes de modulation BPSK et QPSK. Le SNR pour chaque modulation dépend du nombre de bits par symbole faisant que la puissance du signal, s'associe à l'énergie par temps et au nombre de bits par symbole.

Pour une comparaison entre les différentes méthodes de modulation, les courbes en pointillés de la figure 5.1, représentent les formes théoriques du TEB dans le cas AWGN. Elles ont été établies à partir de l'expression de la probabilité d'erreur de bits suivante [63] :

$$P_{bc} = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M_a}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{M_a} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (5.1)$$

Où  $P_{bc}$  représente la probabilité d'erreur de bits par porteuse,  $M_a$  l'alphabet de la modulation, et  $Q(x)$  est liée à la fonction erreur gaussienne complémentaire donnée par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right)$$

qui caractérise la probabilité d'existence de la variable  $x_0$  pour une distribution Gaussienne plus grande que  $x$ . Par conséquent, la probabilité d'erreur de bits est donnée par :

$$P_b = 1 - (1 - P_{bc})^2 \quad (5.2)$$

Les courbes théoriques expriment un faible décalage comparé à ceux simulés. Ce décalage en fait, représente une perte dans le SNR du système qui peut être calculée analytiquement à partir de :

$$\operatorname{SNR}_{\text{loss}} = 10 \log_{10} \left( \frac{200}{192} \times \frac{33}{32} \right) = 0,3\text{dB}$$

où le rapport 200/192 définit le nombre de sous-porteuses (données et pilotes) non nulles pendant que le rapport 33/32, représente le pourcentage de symbole de données avec et sans préfixe cyclique, dans ce cas  $G = 1/32$ .

Les différentes méthodes de modulation et du taux de codage sont comparées selon la figure 5.2, où les TEB codés en fonction des courbes du  $E_b/N_0$  ont été tracés. On remarquera que pour un taux de codage élevé, les courbes subissent un décalage vers la droite tandis que si les courbes du TEB non codé, ont une méthode de modulation élevée, alors le taux d'erreur de bits augmente.



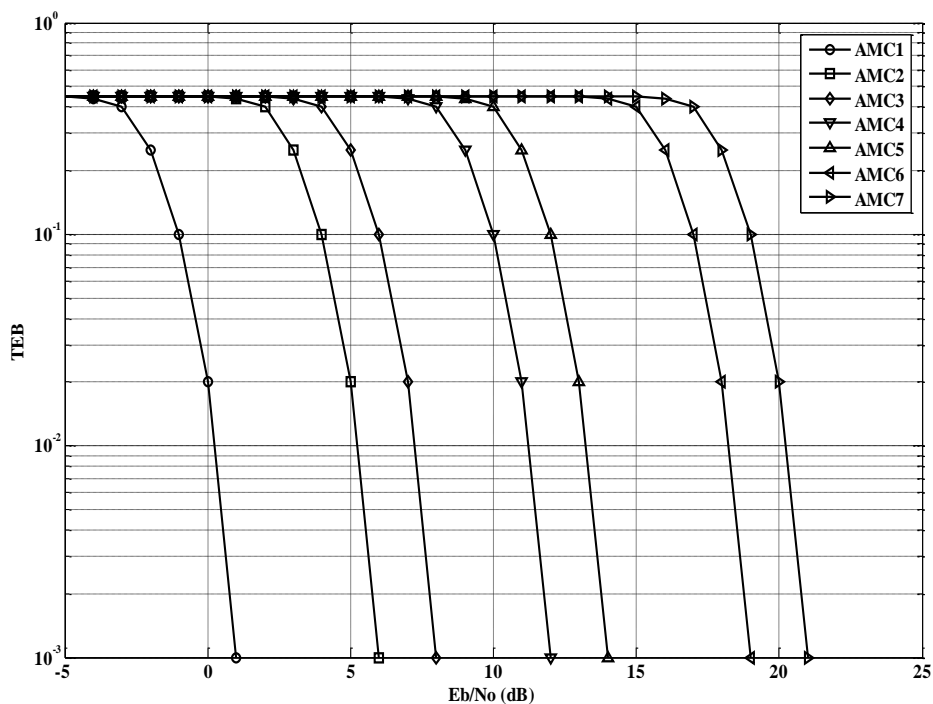


Figure 5. 2: Comparaison entre les différentes méthodes de modulation et de codage en fonction du TEB codé [62].

### 5.2.2 Types d'évanouissement de canal

Les différents évanouissements du canal et les effets du mouvement de l'utilisateur sont discutés. En effet, trois types d'évanouissement du canal sont simulés; l'évanouissement en bloc, l'évanouissement variable dans le temps et l'évanouissement en bloc variable dans le temps. Le canal variant dans le temps, interprète les mauvais résultats comme conséquence de la variabilité des coefficients de ce dernier. Afin d'en améliorer sa performance, un estimateur est nécessaire. Dans le cas du canal à évanouissement de bloc, les coefficients étant invariables, donne de meilleurs résultats. Ces observations, qui considèrent les différents types d'évanouissement, sont résumés dans la figure 5.3, où les paramètres de simulation sont : AMC3, connaissance parfaite du canal, le démapping matériel et une vitesse d'utilisateur de 3 km/h.

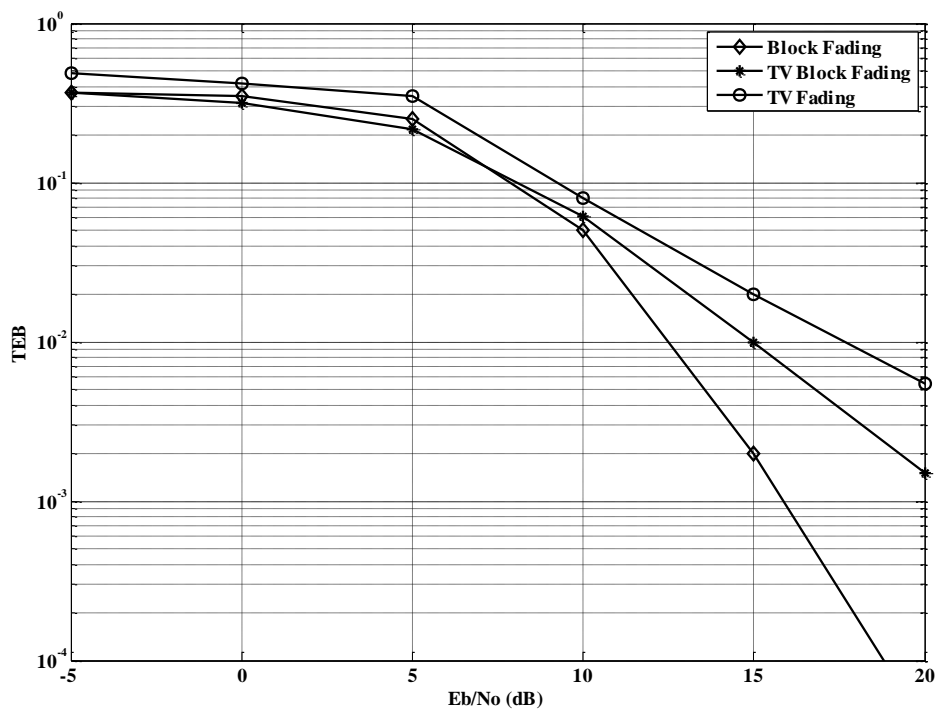


Figure 5. 3: Comparaison entre les différents types d'évanouissements[62].

Les figures 4.4 et 4.5 montrent la performance du système pour les courbes codées ou non du TEB, en passant le signal par un canal variant dans le temps et dans le cas du scénario F d'IMETRA. Les paramètres utilisés dans cette simulation, sont le démappage logiciel, la connaissance parfaite du canal et l'AMC3.

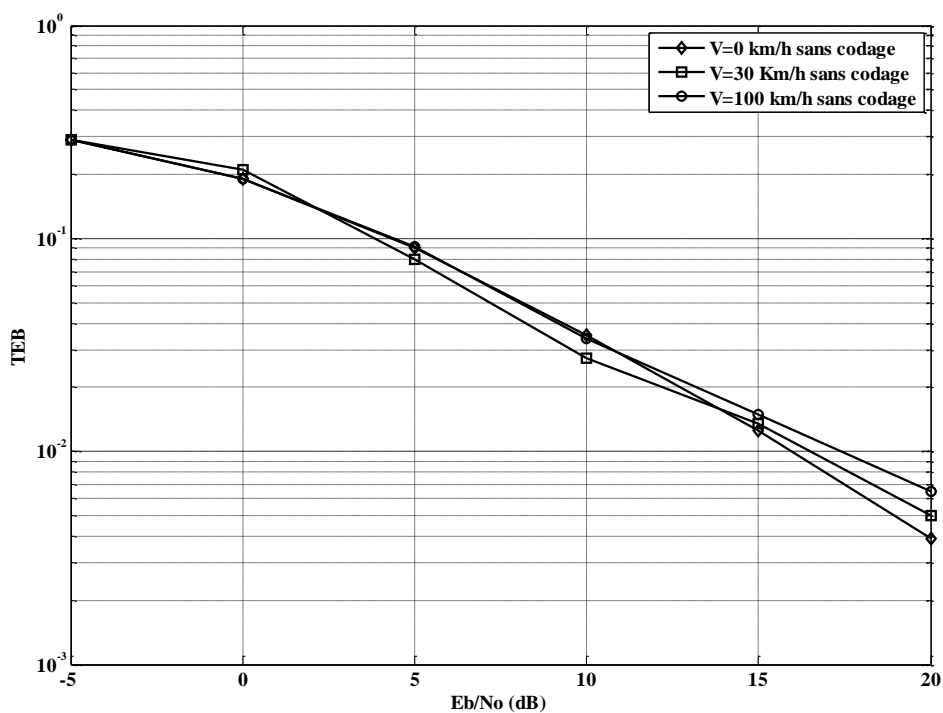


Figure 5. 4: Courbes du TEB en fonction du SNR dans un canal variant dans le temps sans codage pour différentes vitesses [62].

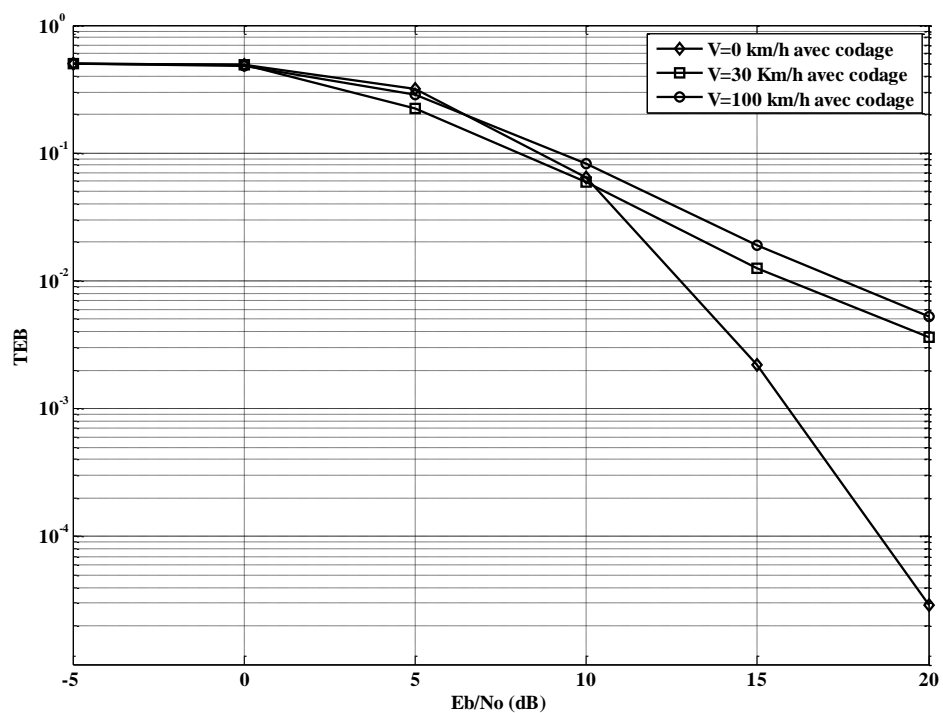


Figure 5. 5: Courbes du TEB en fonction du SNR dans un canal variant dans le temps avec codage pour différentes vitesses [62].

La figure 5.5 nous fait observer, que la vitesse de l'utilisateur est un paramètre important lors d'un codage contrairement à la figure 5.4.

### 5.2.3 Démapping et estimation du canal

La comparaison du démapping matériel avec celui du logiciel, est introduite avec une spécificité particulière de l'algorithme Max-log-MAP pour l'analyse du démapping logiciel.

- a) Les résultats primaires comparent le démapping et les méthodes d'estimation pour un canal AWGN par l'utilisation d'une modulation QPSK avec un taux de codage de 1/2 (AMC2).

La performance du TEB pour les démappings logiciel (maxlog-MAP) et matériel s'associe à la figure 5.6. Elle représente le TEB codé en fonction du SNR dans le cas d'une connaissance supposée parfaite, des coefficients du canal. Le résultat est que le démapping logiciel dépasse de 2 dB le démapping matériel.

- b) Une comparaison entre l'estimation et une connaissance parfaite des coefficients du canal, est faite pour un démapping matériel utilisé en réception. Des résultats intéressants ont été obtenus. Dans le cas d'une supposition de connaissance idéale antagoniste du canal, les courbes de performances, se voient dégrader de plus de 1dB. Ce qui laisse augurer que plus d'effort devrait être fourni pour implémenter un démapping logiciel, en vue d'obtenir un meilleur estimateur du canal.
- c) Les quatre combinaisons possibles de démapping et d'estimation du canal, sont données dans la figure 5.7. Un profit de 2 dB est obtenu en utilisant un démapping logiciel au lieu du matériel tandis qu'une perte de 1 dB, se produit quand l'estimation est appliquée. Par conséquent, la méthode algorithmique démapping logiciel avec connaissance parfaite du canal, dépasse approximativement de 3 dB celle utilisant le démapping matériel avec estimation des moindres carrés. De la même manière, si le démapping logiciel est combiné avec une estimation LES, un gain de 1 dB seulement, est obtenu en raison des dégradations causées par l'estimation des moindres carrés du canal. Dans le cas d'une estimation et de démapping du canal à évanouissement de bloc, la comparaison entre les méthodes de démapping est faite avec une connaissance parfaite du canal, ainsi que celle pour l'estimation du canal utilisant un démapping matériel.

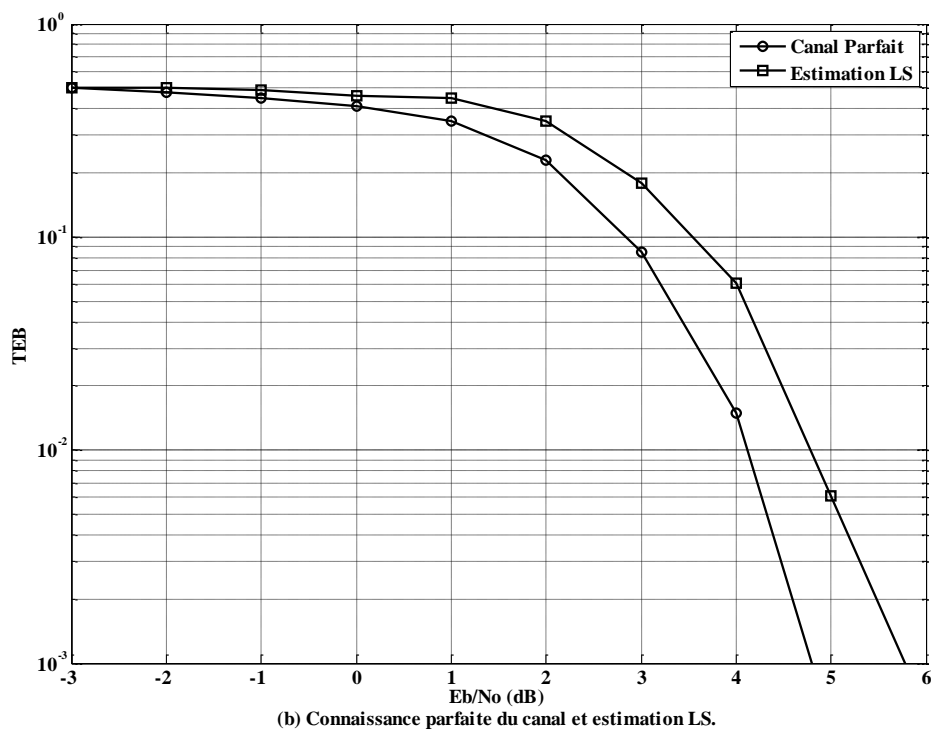
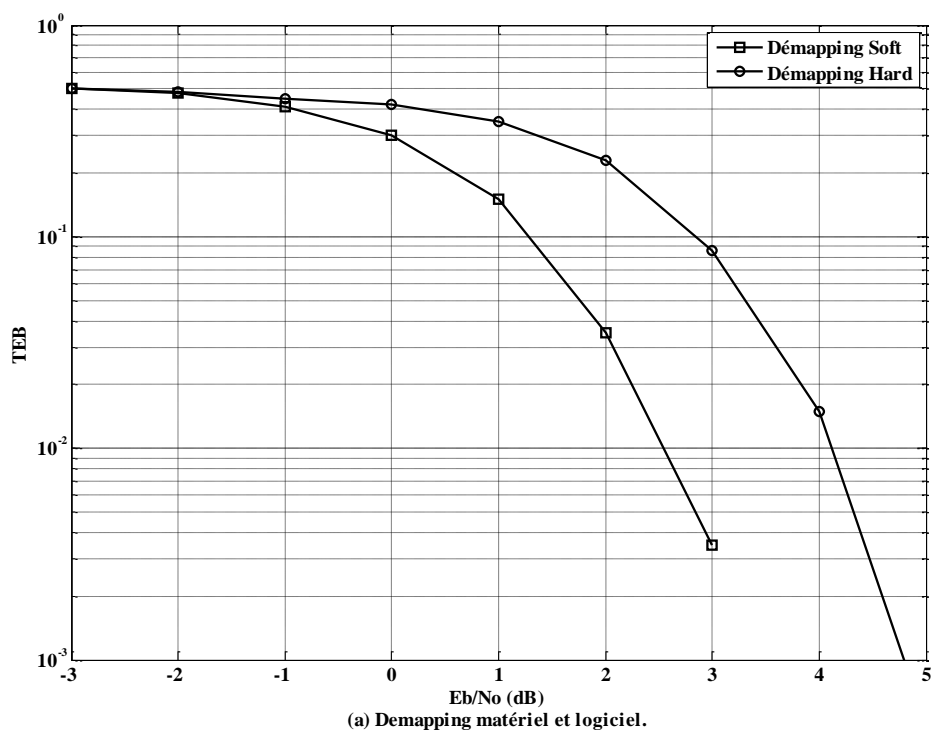


Figure 5. 6: Démapping et estimation du canal AWGN [62].

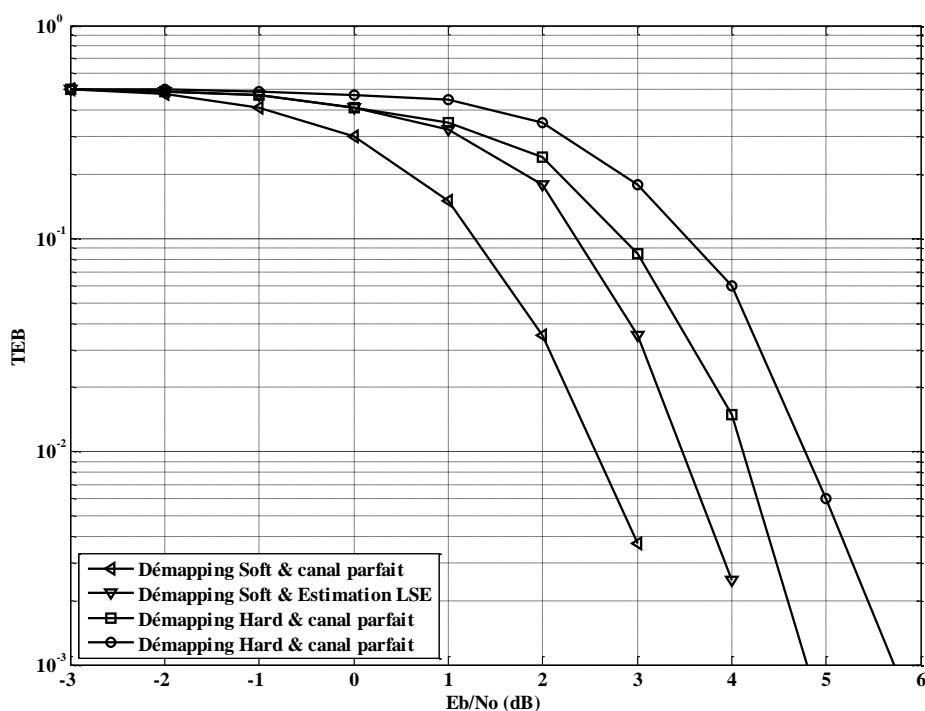


Figure 5. 7: Comparaison entre les démappings matériel, logiciel et estimation du canal AWGN [62].

- d) L'analyse des figures 5.8 et 5.9 dans le cadre des méthodes de démapping, mais également d'estimation du canal dans le cas du scénario F, prouvent que le gain obtenu avec le démapping logiciel, augmente avec son SNR ainsi que celui obtenu, en utilisant la connaissance parfaite du canal au lieu de l'estimation des moindres carrés. Par conséquent, l'utilisation de la diversité du canal sélectif en fréquence à la réception, devient intéressante.

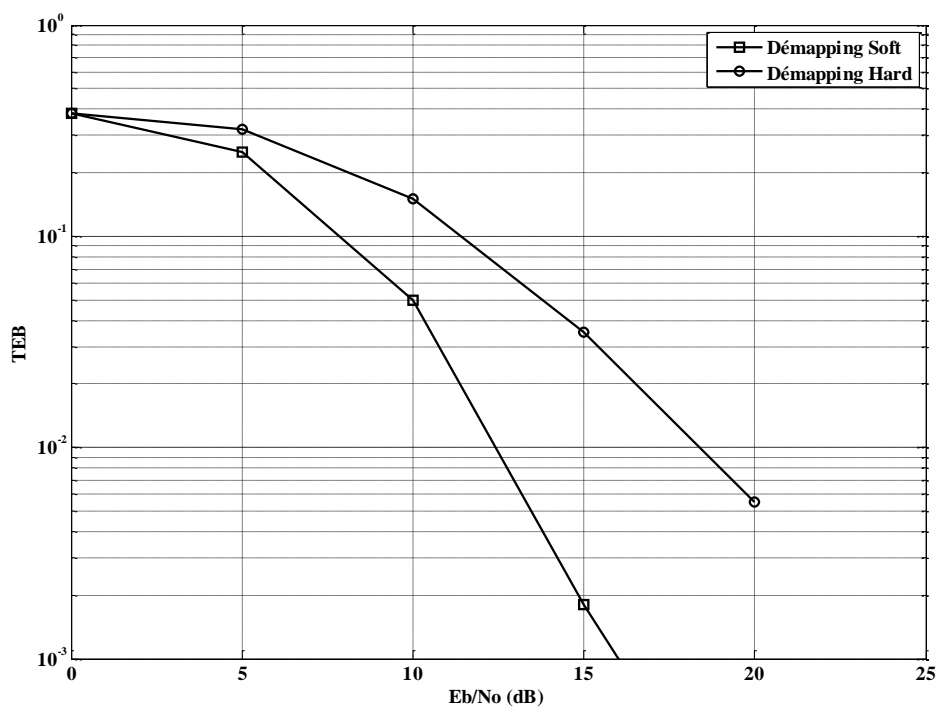


Figure 5. 8: Démapping matériel et logiciel (Canal à évanouissement de bloc) [62].

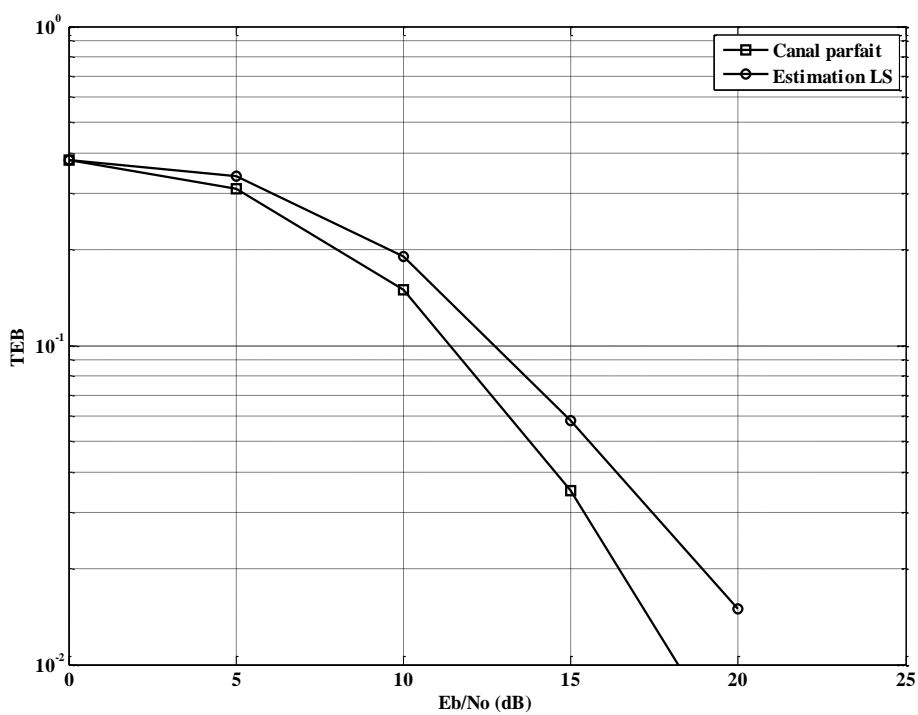


Figure 5. 9: Connaissance parfaite du canal et son estimation LS (Canal à évanouissement de bloc) [62].

### 5.2.4 Effets de l'introduction de la technique AMC

Les conséquences par application du mécanisme AMC sont analysées, en fonction du type de canal avec son estimation ainsi que le mouvement de l'utilisateur. Une comparaison entre les résultats avec et sans utilisation du mécanisme AMC, est réalisée. La figure 5.10 décrit le TEB codé et les courbes de rendement pour le scénario A, dans un canal à évanouissement de bloc. Les paramètres de simulation sont le démappage matériel, la connaissance parfaite du canal et l'AMC3. Les résultats montrent, une augmentation approximative de 7 dB du rendement lors de l'utilisation du mécanisme AMC pour le maintien de petites variations autour d'une valeur fixe du TEB donné.

Le choix du mode AMC se fait de telle manière qu'il garantisse un TEB seuil. Pour une valeur de seuil de  $10^{-1}$  et  $10^{-2}$ , les gammes obtenues sont indiquées dans le tableau 5.2 pour chaque méthode d'AMC [59,62].

	TEB = $10^{-1}$	TEB = $10^{-2}$
AMC1	SNR < -1dB	SNR < 0dB
AMC1	-1dB < SNR < 3dB	0dB < SNR < 5dB
AMC2	3dB < SNR < 6dB	5dB < SNR < 7dB
AMC3	6dB < SNR < 9dB	7dB < SNR < 11dB
AMC4	9dB < SNR < 12dB	11dB < SNR < 13dB
AMC5	12dB < SNR < 16dB	13dB < SNR < 18dB
AMC6	16dB < SNR < 18dB	18dB < SNR < 19dB
AMC7	SNR > 18dB	SNR > 19dB

Tableau 5. 2: AMC en fonction de la gamme du SNR.

Pour un TEB de fonctionnement de  $10^{-1}$ , ces niveaux sont atteints de la manière suivante :

Aucune méthode d'AMC ne donne la performance désirée pour un SNR en dessous de 1dB, ce qui induit l'AMC1 comme solution de robustesse.

- Entre -1 et 3 dB, seulement une méthode donnant la performance souhaitée existe sous l'AMC1t,
- Entre 3 et 6 dB, l'AMC2 donne le TEB imposé,.
- Entre 6 et 9 dB la meilleure efficacité spectrale, est donnée par AMC3.

Enfin, comme le SNR du canal est élevé, des méthodes d'AMC élevées, sont utilisées pour donner la meilleure efficacité spectrale tout en fournissant la performance désirée du TEB.



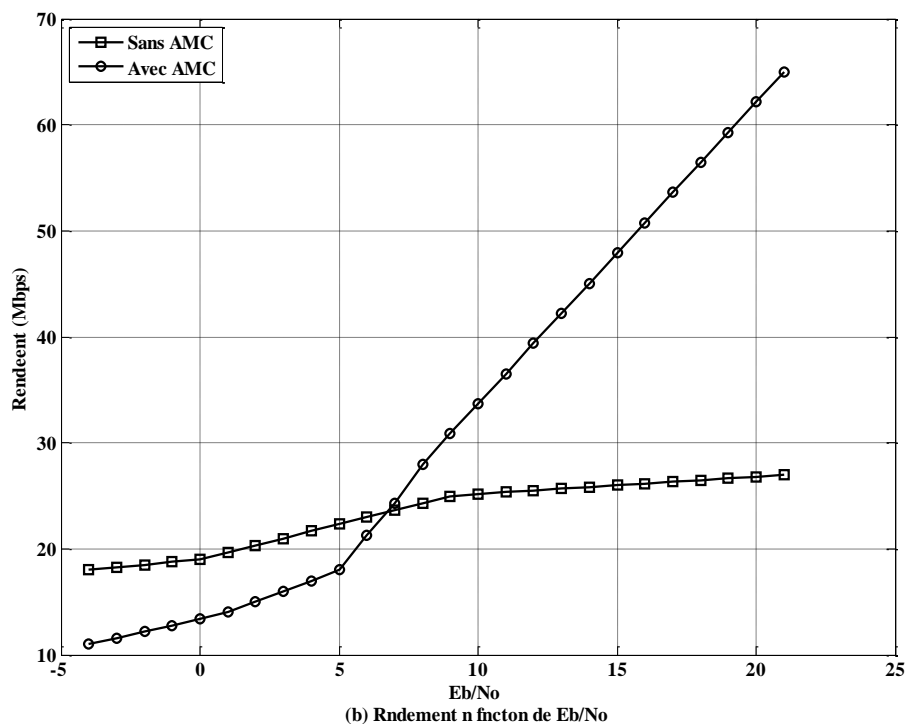
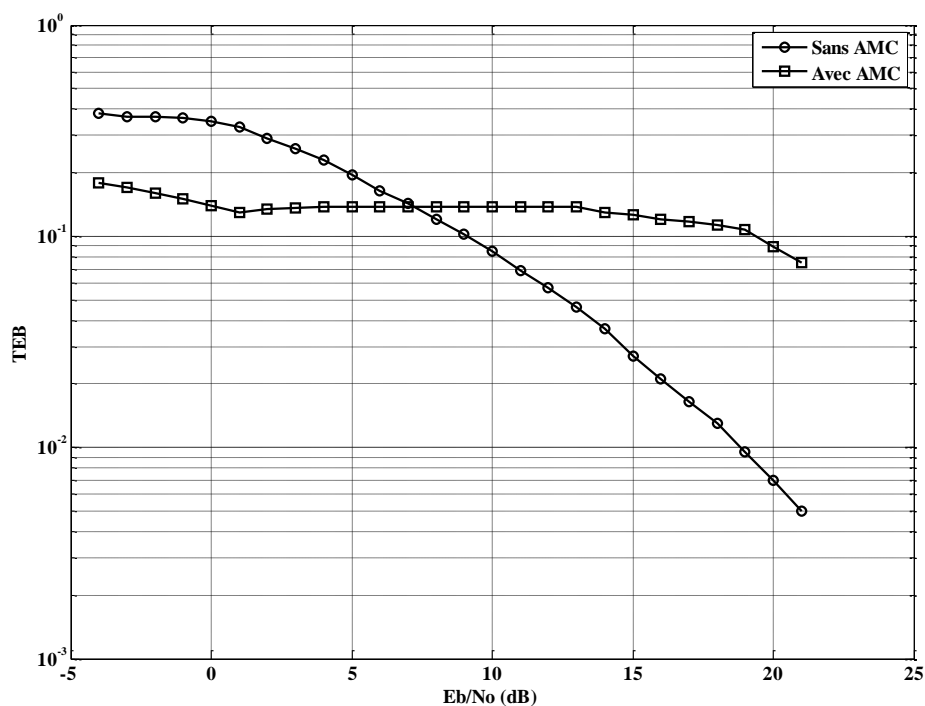


Figure 5. 10: Comparaison entre les résultats obtenus avec et sans emploi de la méthode AMC [62].

De la même manière, pour un TEB seuil de  $10^{-2}$  les seuils du SNR sont décalés vers la droite en raison de la nature décroissante des courbes du TEB en fonction du SNR. Par conséquent, la figure 5.11 montre que si le TEB seuil est élevé, la performance du système se verra

dégradée en raison d'une mauvaise qualité du canal, sans atteinte du TEB seuil. L'évanouissement rapide du canal fait que, le SNR change souvent pendant la transmission de chaque symbole. Par conséquent, plus d'efforts devraient être fournis pour optimiser le mécanisme AMC.

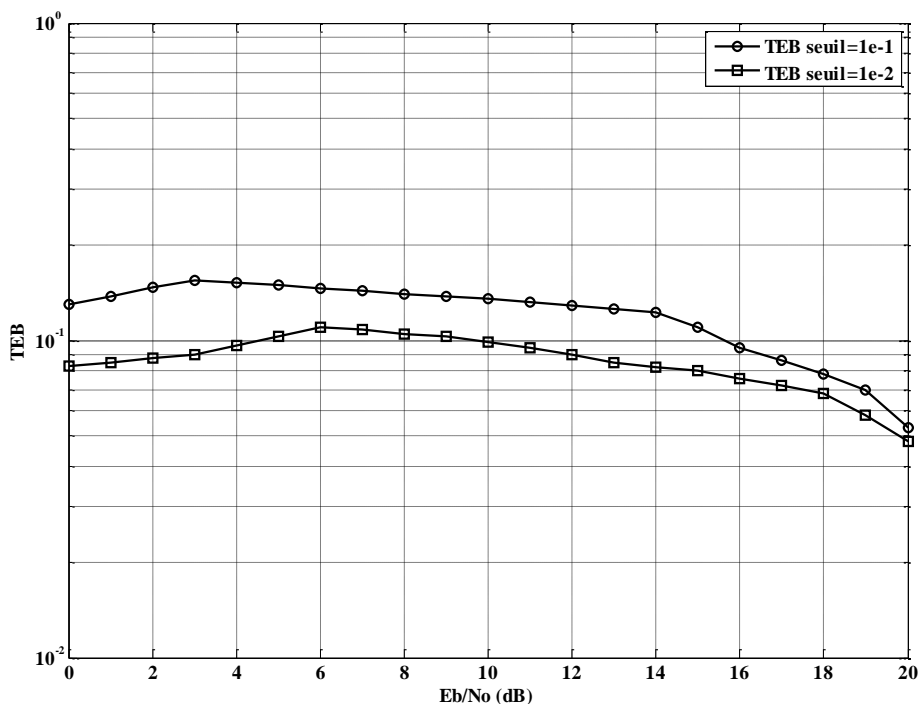


Figure 5. 11: Influence du TEB seuil sur le mécanisme AMC [62].

Un autre aspect pris en compte, est le mouvement de l'utilisateur. Les conditions du canal changeant plus rapidement en fonction de la vitesse de déplacement de l'utilisateur. Le mécanisme AMC doit être fréquemment permuté d'un mode à un autre, pour suivre les variations du canal. D'autre part, la rétroaction d'information du canal vers l'émetteur devient un facteur limitatif pendant son exécution, changeant les conditions du canal, sans interruption. On peut ainsi déduire, d'après la figure 5.12, que de meilleurs résultats sont obtenus si la vitesse de l'utilisateur reste petite. Les paramètres d'initialisations pour ces courbes, sont le canal à évanouissement de blocs variant dans le temps, le cas du scénario B, le démappage logiciel, et l'estimation des moindres carrés.

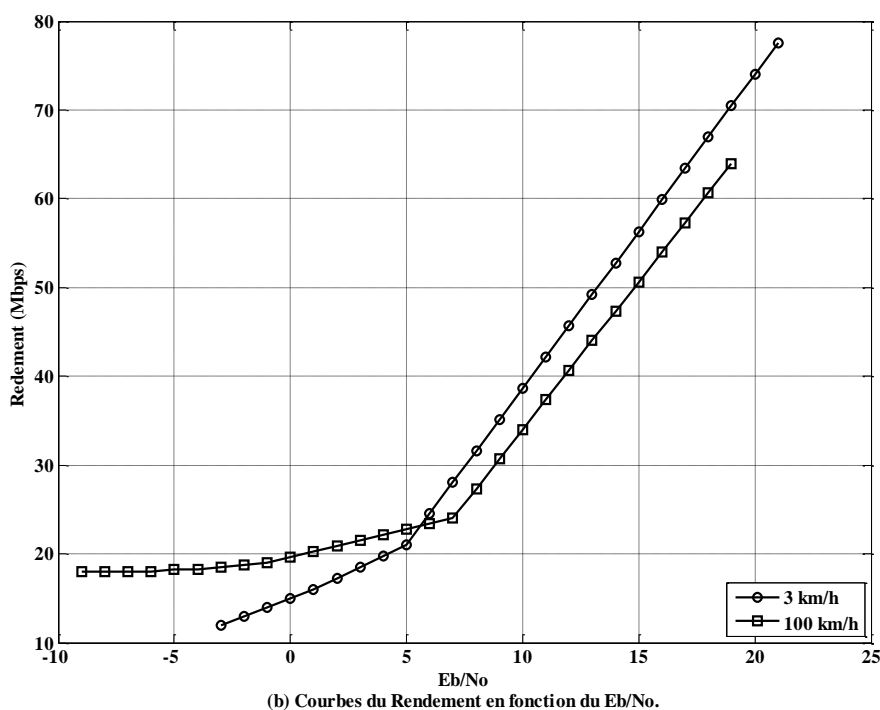
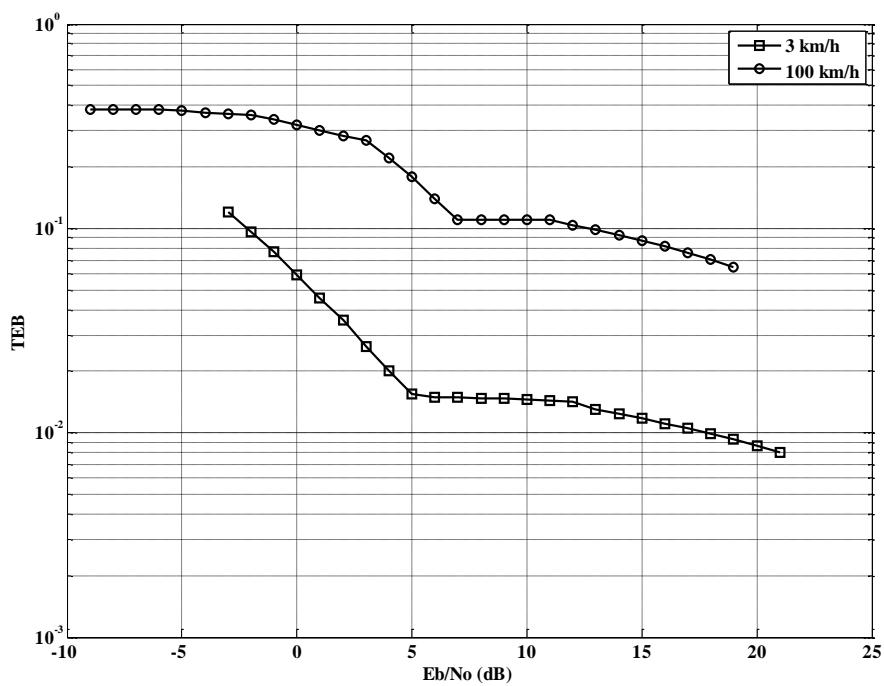
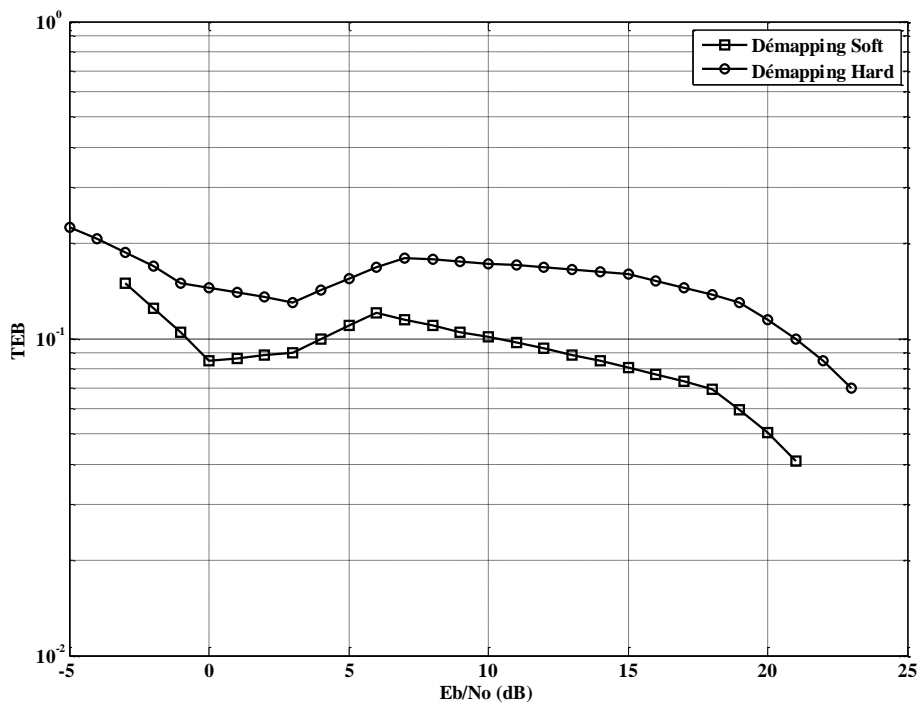


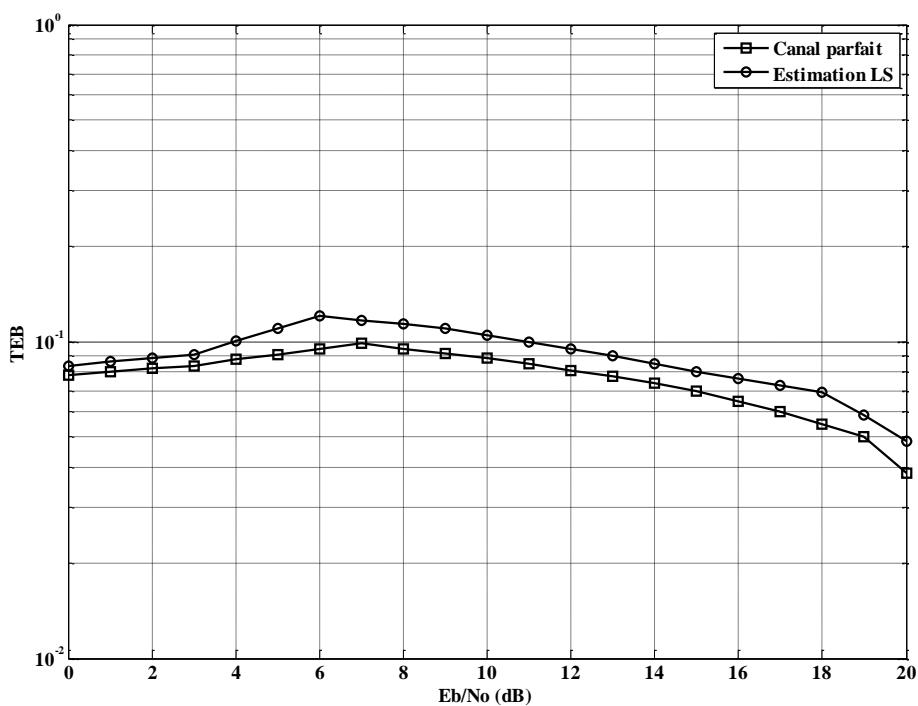
Figure 5. 12: Résultats de l'AMC pour un canal à évanouissement de blocs variant dans le temps avec différentes vitesses d'utilisation [62].

Le démapping et l'estimation du canal sont étudiés, avec la performance de la méthode AMC. De meilleurs résultats sont obtenus pour le démapping logiciel et une connaissance parfaite du canal, au lieu du démapping matériel avec l'estimation du canal. Les résultats pour le cas du scénario C dans un canal à évanouissement de blocs employant l'AMC3, sont indiqués par

la figure 5.13. Les courbes de démappage matériel et logiciel, ont été obtenues avec estimation des moindres carrés du canal. Celles comparant l'estimation du canal et sa connaissance parfaite, son obtenues avec un démappage logiciel.



(a) Comparaison entre le démappage matériel et logiciel.



(b) Comparaison entre la connaissance parfait du canal son estimation.

Figure 5. 13: Démappage et estimation du canal utilisant la méthode AMC [62].

### 5.3 Transmission multi-antennes

Les résultats sont obtenus, quand on utilise plus d'une antenne en émission et/ou en réception avec emploi du démappage matériel, une connaissance parfaite des coefficients du canal et un modèle de canal à évanouissement de blocs.

#### 5.3.1 Codages spatio-temporels en bloc

Le principal problème des canaux sans fil, est l'évanouissement. Dans le but de compenser cet évanouissement afin d'améliorer la capacité et le rendement du système, des antennes multiples sont employées aux deux extrémités de la liaison.

Nous présentons d'abord les performances du système AWGN, dans des canaux à évanouissement quand aucune des techniques de diversité n'est employée, nous y ajouterons différentes techniques de diversité afin de montrer l'amélioration des performances.

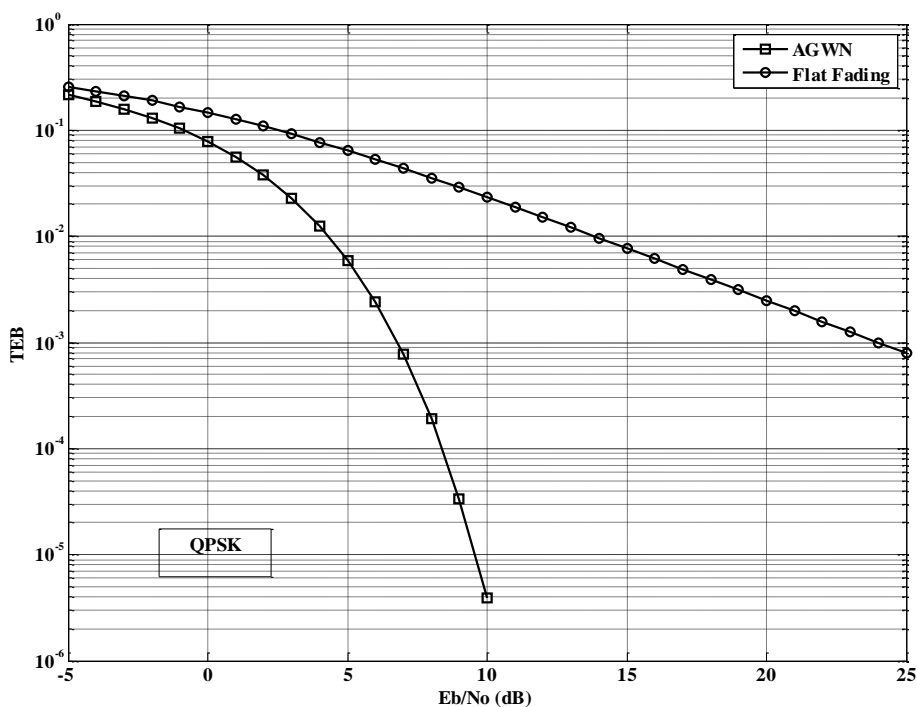


Figure 5. 14: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK sans application de la technique de réduction des erreurs.

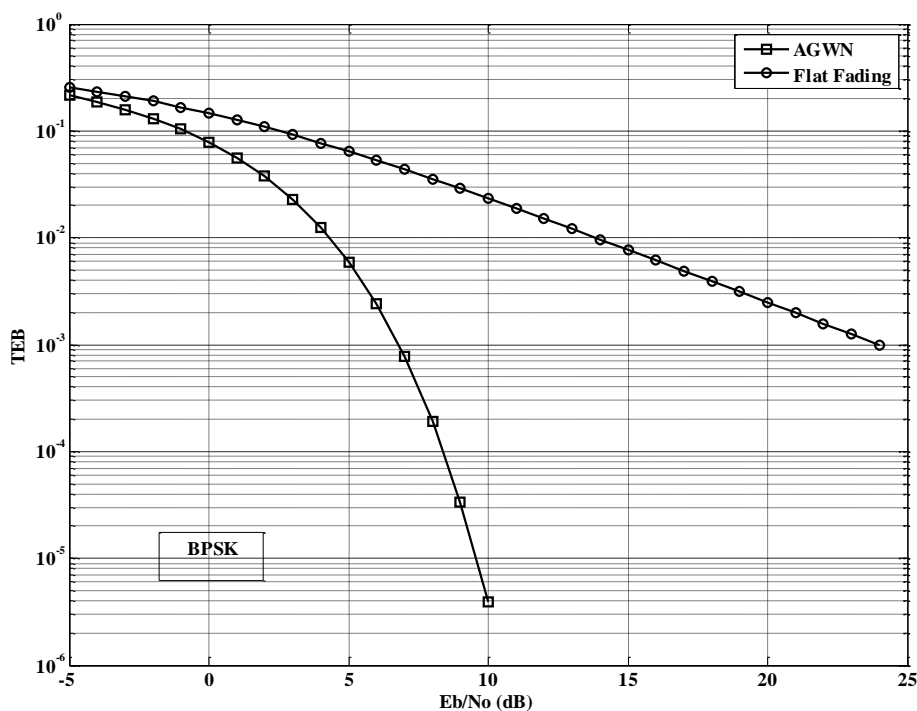


Figure 5. 15: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK sans application de la technique de réduction des erreurs.

Les figures 5.16 et 5.17 sont associées aux performances du TEB du système quand les modulations QPSK et BPSK sont respectivement utilisées avec absence des techniques de codage et de diversité du canal pour des changements de coefficients d'évanouissement pour chaque symbole transmis. Le Codage spatio-temporel en bloc d'Alamouti utilisant deux antennes en émission et une et/ou 2 antennes en réception, est mis en œuvre. Le canal est supposé quasi-statique, à savoir à coefficients d'évanouissement constants entre les antennes d'émission et de réception pendant les deux intervalles de temps où les symboles sont transmis. Les figures 5.14 et 5.15 montrent l'évolution des performances du système, lors de l'utilisation de la méthode STBC d'Alamouti dans les conditions d'évanouissement par le changement de pente (indicateur du degré de diversité) des courbes du TEB. Le degré de diversité, est défini comme une amélioration de la performance du TEB, en termes de puissance de dix (pour 10dB élevé du SNR).

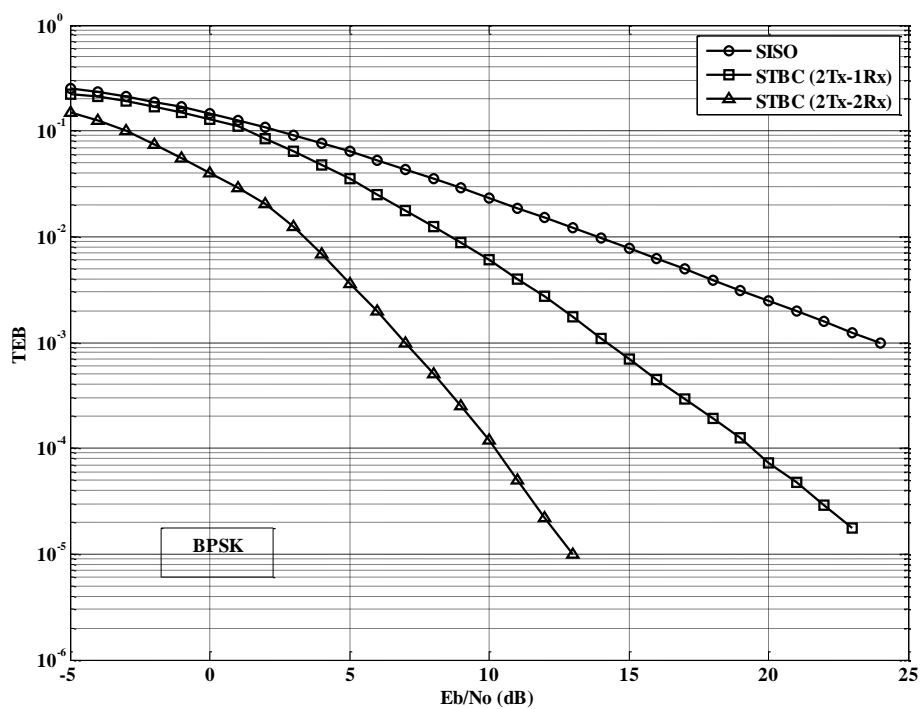


Figure 5. 16: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec application du codage STBC d'Alamouti.

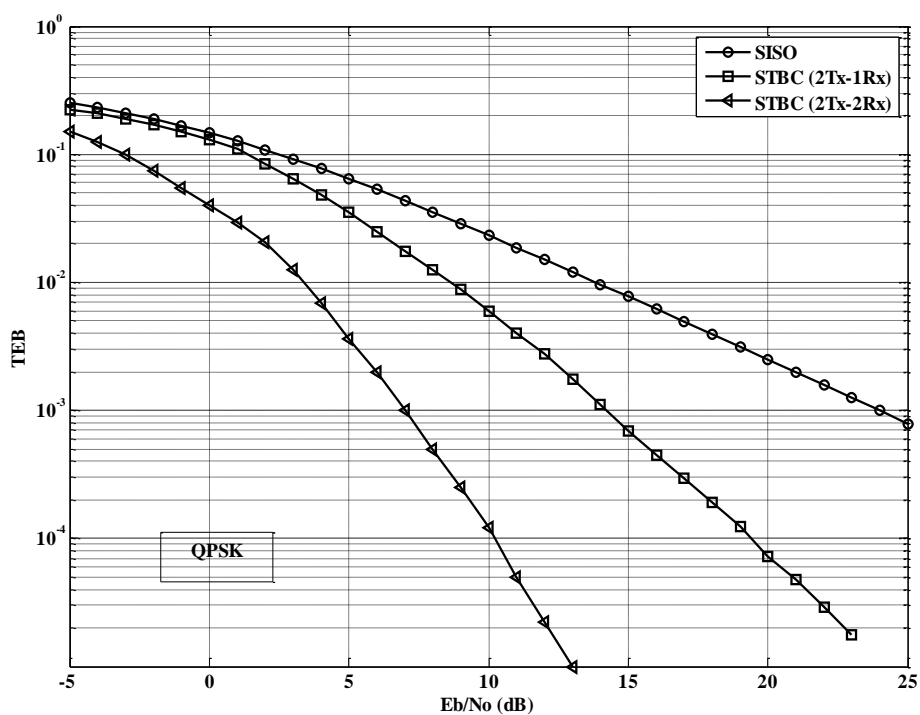


Figure 5. 17: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec application du codage STBC d'Alamouti.

L'amélioration de la probabilité d'erreur avec un facteur de 10, peut être observée sur la courbe du système SISO qui traduit que pour une puissance et un degré de diversité unitaire, une augmentation de 10 dB de SNR est obtenue et par conséquent pas de diversité. La simulation avec un système MISO (2×1), pour un ordre de diversité de deux, autorise une meilleure performance. De même, le degré de diversité obtenu avec le système MIMO (2×2) est de l'ordre de quatre. On peut en conclure, que la forme analytique du degré de diversité, est égale au produit  $N_T \times N_R$  où;  $N_T$  représente le nombre d'antennes émettrices et  $N_R$  le nombre d'antennes réceptrices. Un gain de diversité important est réalisé, si on augmente le nombre d'antennes réceptrices; ce qui en améliorerait la performance. La méthode utilisant des antennes multiples à la réception induit une amélioration significative de 3 dB du gain dans le SNR du canal. Ce gain est déduit de la formule du signal reçu, en utilisant la technique MRC et la méthode d'Alamouti. Comme seulement un symbole est transmis dans un intervalle de temps avec l'algorithme MRC, la puissance moyenne unitaire transmise, est obtenue dans chaque intervalle de temps sans normalisation par le facteur  $1/\sqrt{2}$  comme dans l'algorithme d'Alamouti. La figure 5-18 suggère que si l'ordre de diversité s'élève, alors son rendement s'en améliore [62].

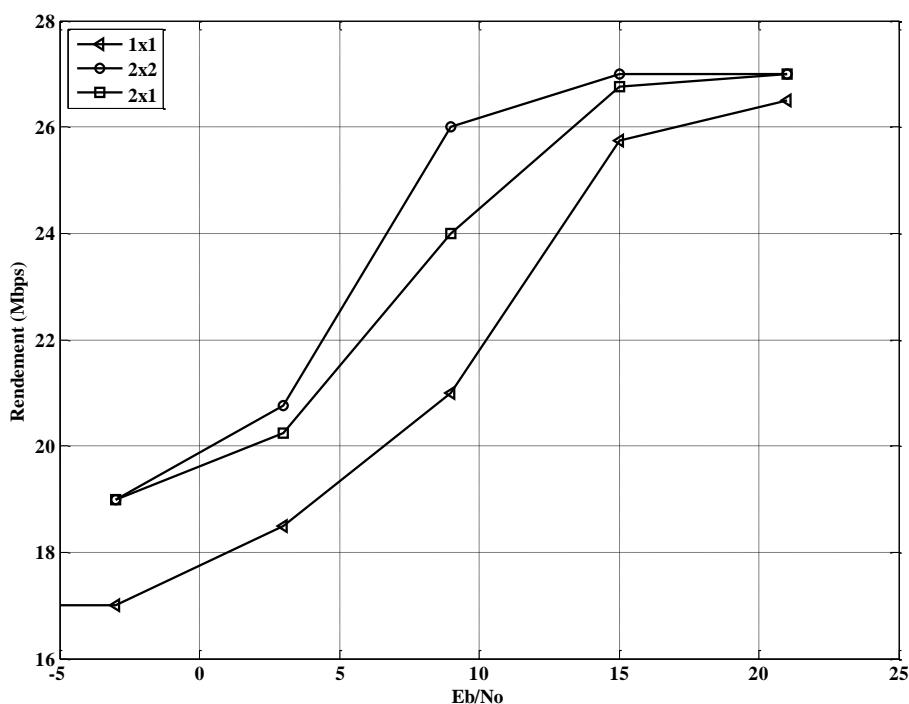


Figure 5. 18: Rendement du système en utilisant les méthodes de diversité.



### 5.3.2 Codage convolutif

La variation de la performance du système avec utilisation du codage convolutif, est présentée. Comme indiqué au niveau du chapitre 3 (section 3.2.2), un taux de codage de  $1/2$ , d'une longueur de contrainte  $K = 7$  du code convolutif dont les vecteurs générateurs sont donnés par :

$$g_0 = [1111001] \text{ pour la sortie } 1 \quad (5.1)$$

$$g_1 = [1011011] \text{ pour la sortie } 2 \quad (5.2)$$

ont été utilisés.

Les figures 5.19 et 5.20, montrent l'évolution du système quand le codage du canal est mis en application par l'intermédiaire de son homologue convolutif. On peut clairement observer qu'un gain, est réalisé.

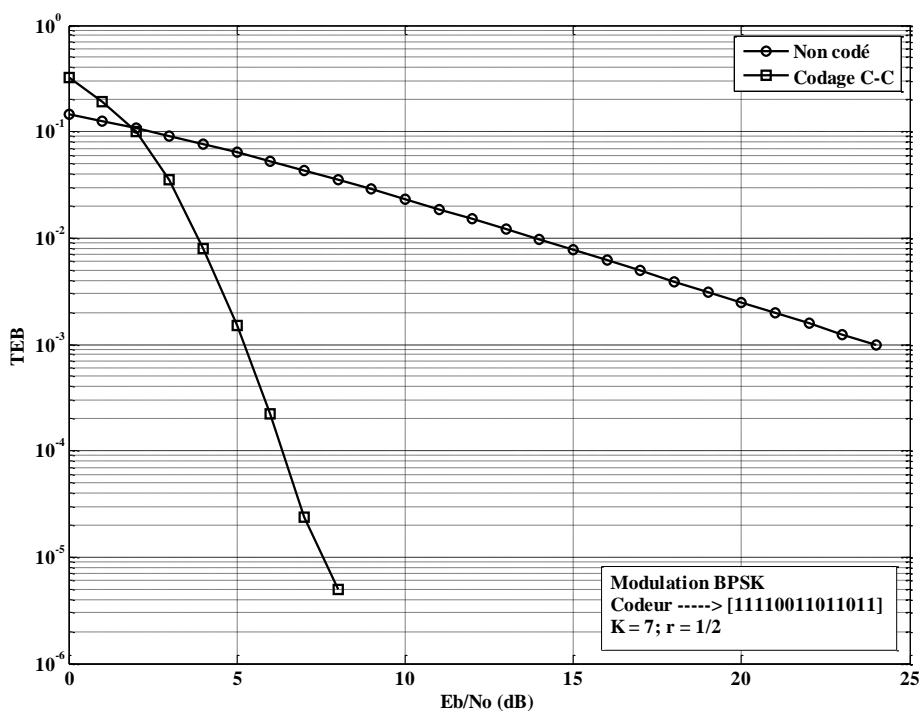


Figure 5. 19: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec application du codage convolutif.

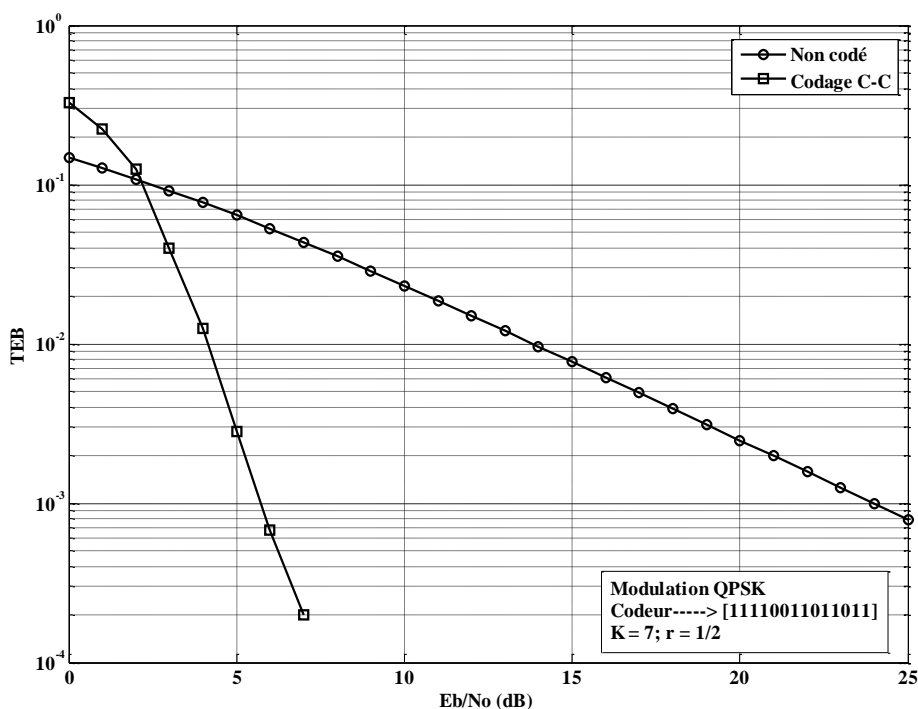


Figure 5. 20: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec application du codage convolutif.

### 5.3.3 Codage Reed-Solomon

Le code Reed-Solomon est employé en concaténation avec le code convolutif, pour fournir davantage de gain. Un code systématique de RS ( $n= 255;k = 239$ ) où les éléments du champ de Galois GF (Galois Field), sont de ( $2^8$ ). Les figures 5.21 et 5.22 montrent l'évolution du système quand le codage Reed-Solomon est concaténé au codage convolutif. On peut observer qu'un gain additionnel par rapport au codage convolutif, est obtenu.

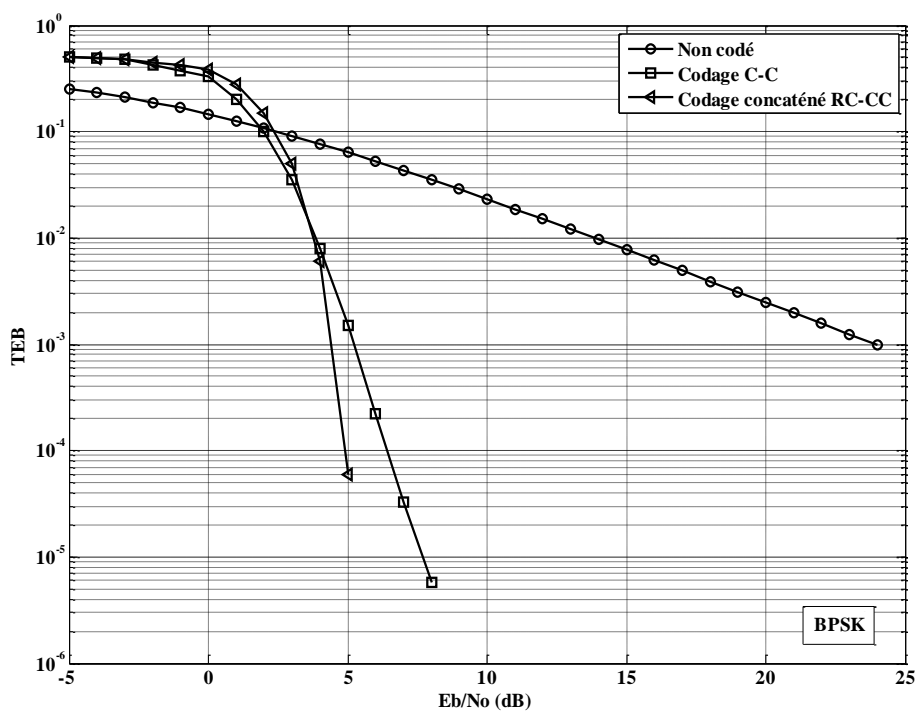


Figure 5. 21: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage convolutif concaténé au codage Reed-Solomon.

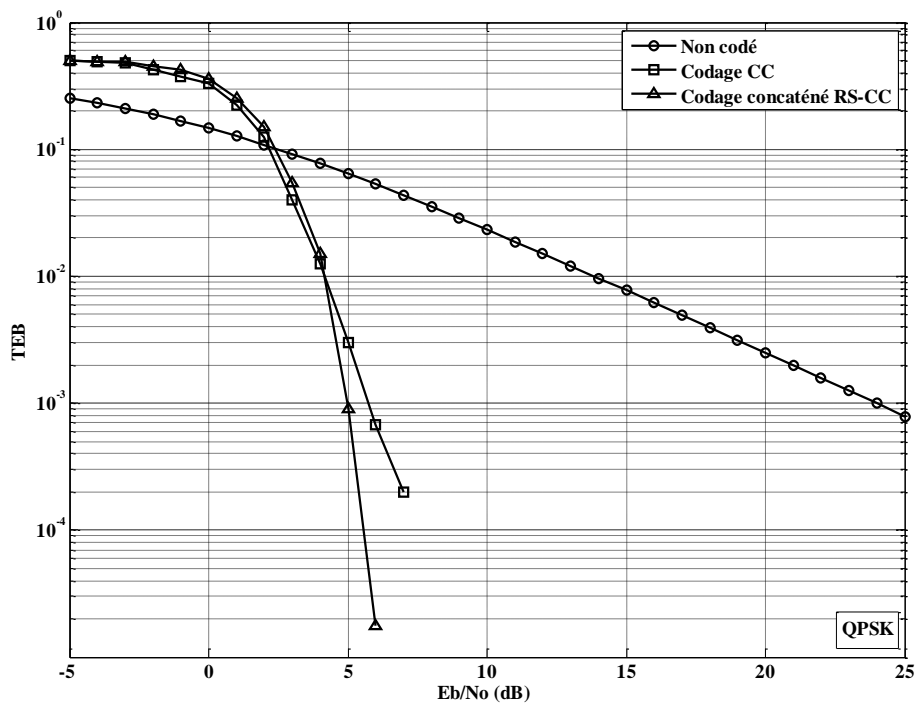


Figure 5. 22: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codage convolutif concaténé au codage Reed-Solomon.

Les codes de Reed-Solomon fournissent un gain important lorsqu'ils sont associés à un système STBC d'Alamouti. Les figures 5.23 et 5.24 témoignent du précepte suscité.

De ce fait, combinant les caractéristiques des codes de Reed-Solomon, des codes convolutifs et du codage STBC d'Alamouti; un système robuste qui fournit un gain élevé de codage et de diversité, est développé.

Les figures 5.25 et 5.26 caractérisent la performance du système pour des modulations QPSK et BPSK respectivement, quand la diversité temporelle et les techniques de diversité spatiales sont utilisées seulement pour les canaux évanouissement. Les canaux sélectifs en fréquence, dégradent sévèrement la performance du système car ils introduisent des contraintes OFDM.

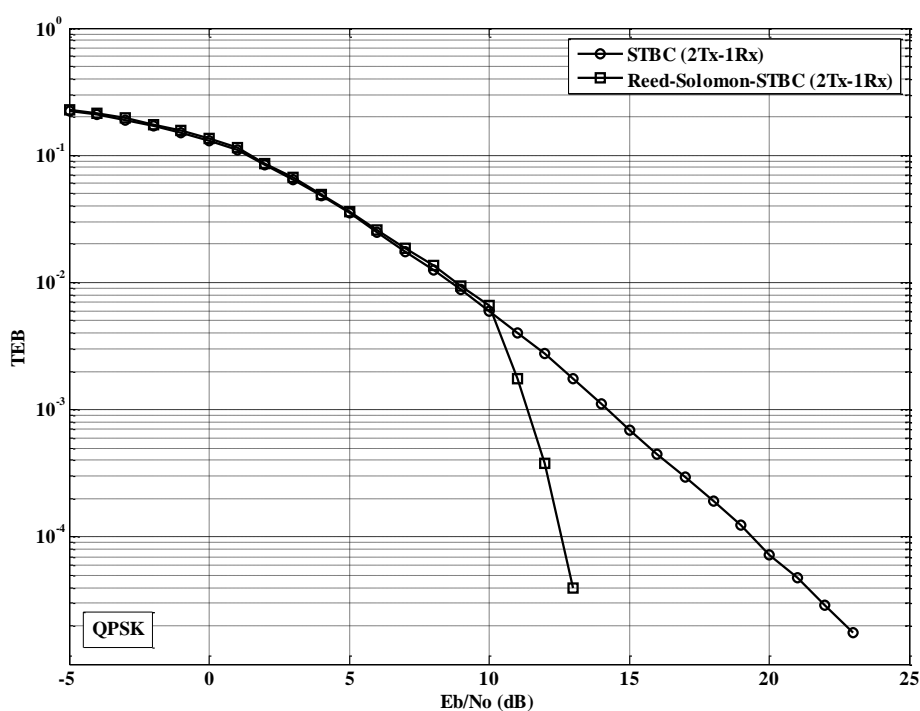


Figure 5. 23: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC 2Tx-1Rx.

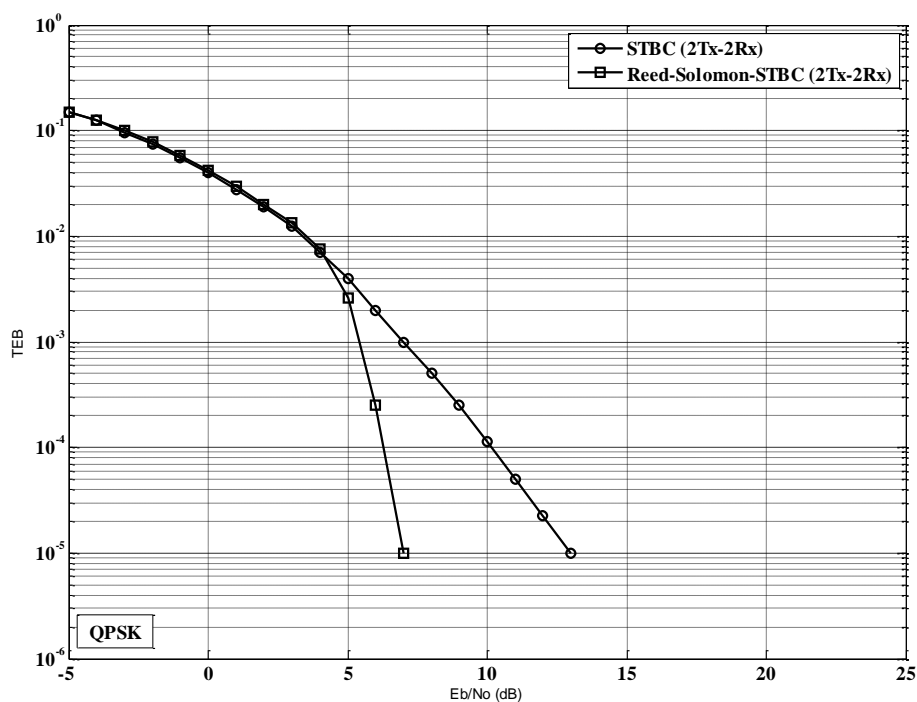


Figure 5. 24: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC 2Tx-2Rx.

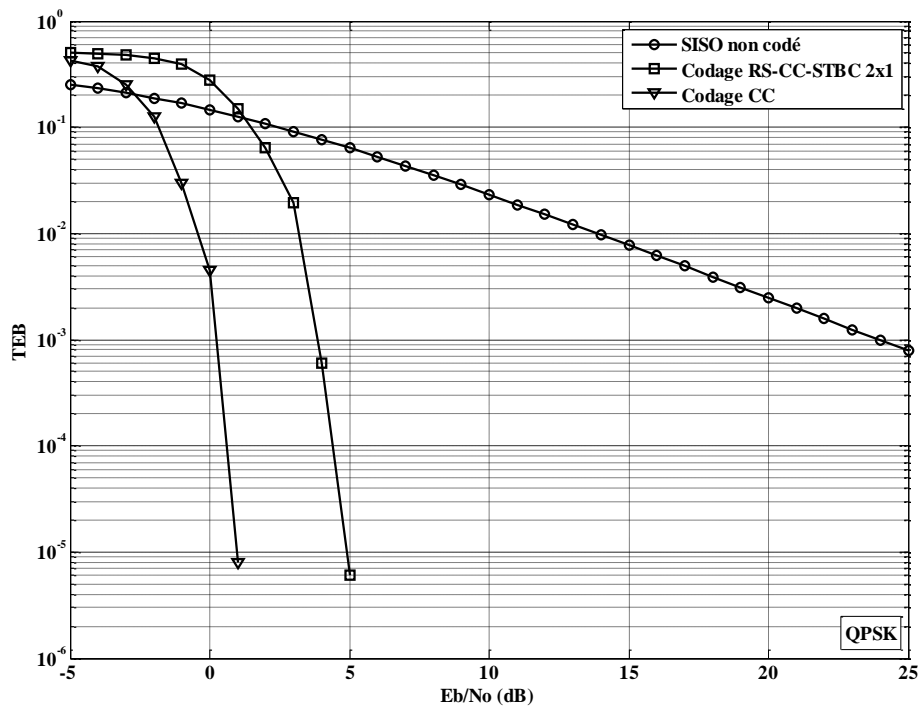


Figure 5. 25: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codages RS et STBC d'Alamuti.

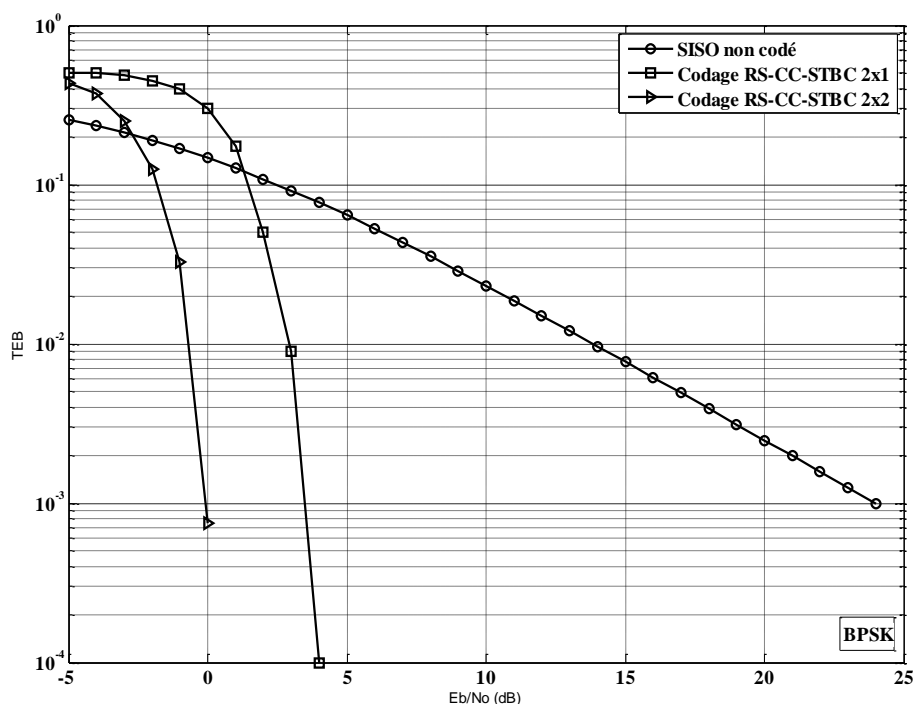


Figure 5. 26: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage RS concaténé au codage CC et cascadié avec le codage STBC d'Alamouti.

#### 5.3.4 OFDM

L'OFDM est une technique de diversité fréquentielle, qui convertit un canal à évanouissement sélectif en fréquence, en un ensemble de canaux parallèles à évanouissement, sur lesquels d'autres techniques de diversité peuvent être appliquées. Les systèmes OFDM utilisant le codage à correction d'erreurs, sont souvent des requêtes en tant que systèmes OFDM codés (COFDM). La combinaison de la technique de transmission OFDM avec la technique STBC d'Alamouti, rapporte une technique de codage spatio fréquentielle et un multiplexage par division de fréquence orthogonale [64] (figure 5.27). Dans le schéma illustré,  $C_1$  et  $C_2$  sont deux ensembles de symboles différents, ayant chacun un certain nombre de symboles égaux au nombre de porteuses utilisées. Comme le système OFDM emploie 256 porteuses,  $C_1$  et  $C_2$  se composent de 256 symboles chacune étant transmise, sur les 256 porteuses.

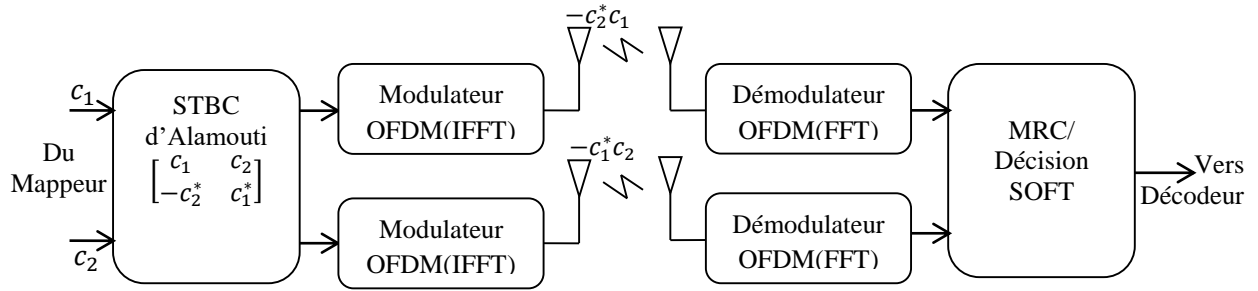


Figure 5. 27: Système OFDM à codage spatio fréquentiel.

À une durée symbole donnée, le bloc OFDM transmis de la première antenne est  $C_1 = c_1 [1] c_1[2] c_1[3] \dots c_1[K]$  et le bloc OFDM transmis par la deuxième antenne est  $C_2 = c_2[1] c_2[2] c_2[3] \dots c_2[K]$ ; où  $c_i[p]$  est le symbole du  $i^{\text{ème}}$  bloc OFDM transmis sur la  $p^{\text{ème}}$  porteuse et  $K$  est le nombre de porteuses. Pendant la prochaine durée symbole, le bloc  $C_2^*$  est transmis par la première antenne et le bloc  $C_1^*$ , est transmis par la deuxième antenne. On suppose que l'évanouissement soit quasi-statique, au cours des deux durées symboles, ce qui veut dire que, les coefficients d'évanouissement sur différentes fréquences entre une paire d'antenne émettrice – réceptrice, sont jugés constants pendant cette période. Les estimations des signaux transmis  $c_1[k]$  et  $c_2[k]$  par la  $j^{\text{ème}}$  antenne réceptrice peuvent être calculées à partir de [11] et sont données par [65] suivant la relation :

$$\begin{bmatrix} \tilde{c}_1^j[k] \\ \tilde{c}_2^j[k] \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \begin{bmatrix} |H_{1j}[k]|^2 + |H_{2j}[k]|^2 & 0 \\ 0 & |H_{1j}[k]|^2 + |H_{2j}[k]|^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_1[k] \\ c_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{1j}[k] \\ c_{2j}[k] \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

où  $H_{ij}[k]$  dénote la réponse fréquentielle normalisée du canal pour la  $k^{\text{ème}}$  tonalité, correspondant au canal entre la  $i^{\text{ème}}$  antenne émettrice et la  $j^{\text{ème}}$  antenne réceptrice et  $E_s$ , est l'énergie transmise par symbole. La performance du système codage spatio fréquentiel, quand il est combiné au codage convolutif Reed-Solomon FEC, est montrée dans les figures 5.28 et 5.29 pour les modulations BPSK et QPSK respectivement.

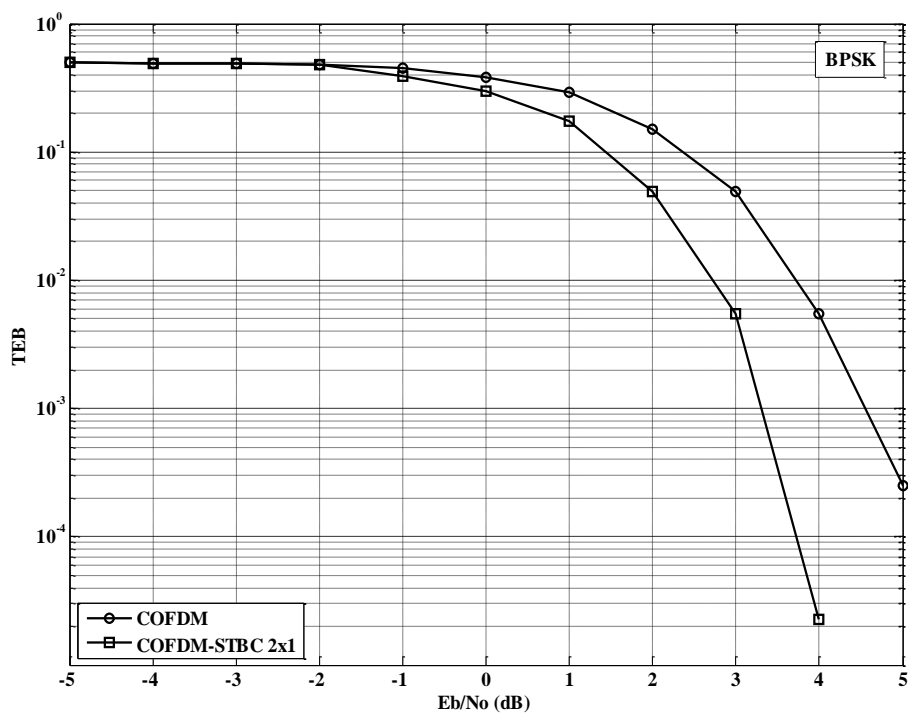


Figure 5. 28: Performances du TEB du système dans une modulation BPSK avec codage RS concaténé au codage CC dans un système spatio-fréquentiel.

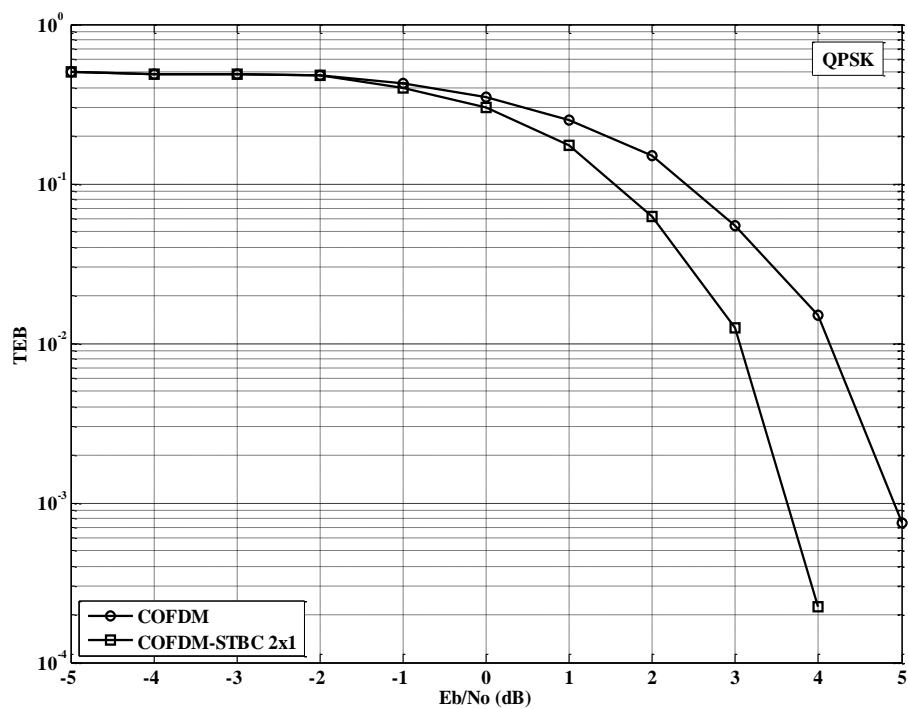


Figure 5. 29: Performances du TEB du système dans une modulation QPSK avec codage RS concaténé au codage CC dans un système spatio-fréquentiel.



### 5.3.2 Scénarios du modèle de canal

Cette partie analyse la performance du système, en utilisant les différents cas de scénarios d'I-METRA [62,66] mis en application lors de la simulation pour les scénarios U, A et F, dans un système MIMO 2×2. Les résultats montrent que les deux scénarios, A et U, représentent des environnements à évanouissement plat. Le scénario A moins compétitif que le scénario U, produit une meilleure performance dans le canal à évanouissement plat non corrélé (scénario U), que dans celui à évanouissement plat corrélé (scénario A). D'autre part, les meilleurs résultats sont obtenus avec le scénario F dû à la diversité fréquentielle élevée que possède le modèle du canal.

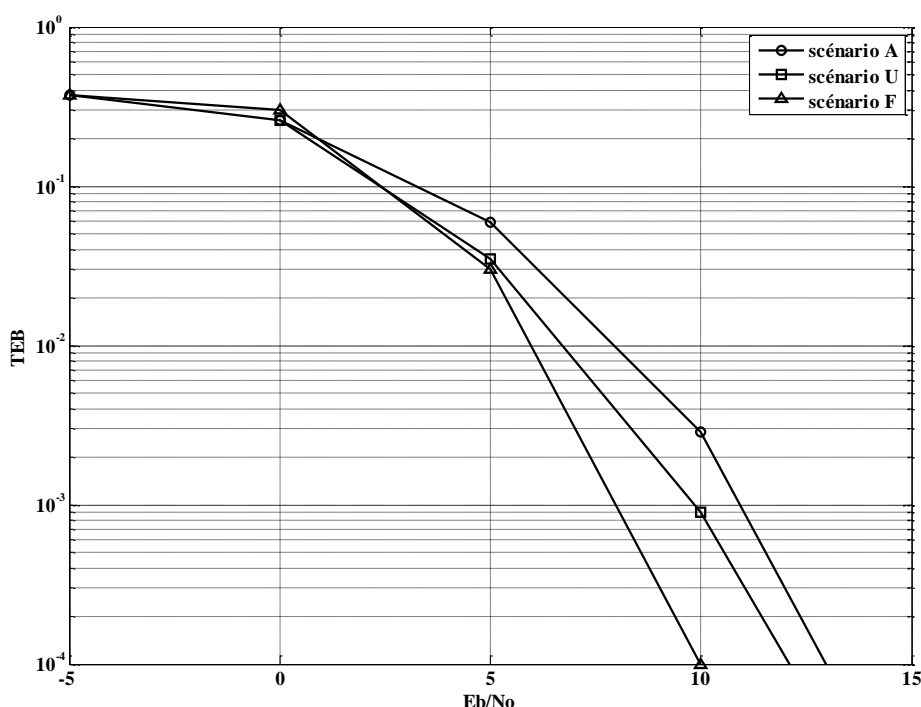


Figure 5. 30: Comparaison des différents scénarios du modèle du canal dans un système MIMO [62].

### 5.4 Conclusion

À partir des résultats obtenus, il est possible de constater que les systèmes à codage spatiaux fréquentiels, couplés aux codes de Reed-Solomon et aux codes convolutifs, exploitent efficacement les diversités. Ces dernières sont des systèmes spatiaux temporels et fréquentiels, offerts par les trajets multiples. Pour fournir des performances élevées à faibles SNR, le travail actuel donne une vue d'ensemble des principaux aspects de la couche physique d'IEEE 802.16, ce qui permet de mettre en relief sa fonctionnalité.

## CONCLUSION

L'industrie des communications sans fil est en plein essor grâce à son potentiel en termes de débit et de portée. L'augmentation continue de tous les types de services sans fil (voix, données et multimédia...), satisfait aux demandes élevées de capacité et de débits dans les applications fixes et mobiles. Les réseaux cellulaires WLAN, éprouvent d'énormes difficultés pour un accès mobile à large bande, en raison des zones de couverture et des coûts d'infrastructures prohibitifs. Dans ce contexte, WiMAX semble remédier à ces problèmes, en fournissant des services de mobilité à des débits élevés. Caractérisant la technologie alternative pour les lignes DSL et les modems câblés, il est le réseau complémentaire où les technologies sans fil ne sont pas suffisamment développées.

Cette thèse est consacrée à l'étude des performances et aux évaluations du système WiMAX, pour proposer des remèdes techniques aux évanouissements. Afin de prédire, les paramètres importants permettant d'avoir les meilleures performances, nous avons tout au long de cette thèse, étudié théoriquement le système WiMAX selon les spécificités du standard IEEE 802.16 qui vise la couche physique OFDM à 256 points FFT. Nous avons pu alors, dégager des paramètres clefs qui permettent, lors des changements de l'environnement dus au mouvement non seulement des objets, mais également de la réception et de l'émetteur des évanouissements variables dans le temps, une transmission optimale. La propagation par trajets multiples du canal se manifestant par différents échos des différents symboles transmis, à fait l'objet d'une analyse de la dégradation du taux d'erreur afin de les recouvrir à la réception. Il a de plus, été constaté que les effets d'interférence inter symboles sur les statistiques de l'erreur de transmission, sont négligeables, si le retard de l'étalement est plus court que le préfixe cyclique. La simulation a mis en application, trois types différents de canaux correspondant à l'évanouissement du bloc, à sa variabilité dans le temps et, à la combinaison des deux. Si le canal à évanouissement du bloc, est choisi pour la simulation, une réponse impulsionnelle est produite aléatoirement pour chaque trame transmise. Le modèle du canal variant dans le temps, est implémenté en tant que modèle de Jakes; une convolution dans le temps, du signal transmis avec la réponse impulsionnelle est dans ce cas,

faite. Le canal à évanouissement du bloc variant dans le temps, est le produit d'une combinaison de l'évanouissement du bloc et du modèle variant dans le temps, avec un canal constant filtrant. Ce modèle peut être considéré, de faible complexité d'approximation pour le modèle du canal variant dans le temps, si des vitesses réduites sont considérées. Nous avons parallèlement focalisé notre travail, sur la nécessité d'étudier la conception et l'implémentation de l'émetteur OFDM flexible et paramétrable, dans lequel la longueur du préfixe cyclique, la méthode du codage, l'alphabet de modulation, la bande passante du canal et la durée de la trame, pouvaient être librement choisis pour un paramétrage approprié. Le récepteur a été étudié en détail, pour le traitement des algorithmes et des méthodes de démappage associés à l'estimation du canal. Il a été montré, que le « démappage logiciel », surpasse le « démappage matériel » par un rapport du signal sur bruit SNR de 2dB. L'information fournie par le « démappage », peut donc contenir non seulement le message démodulé (sortie matérielle), mais également inclure le degré de confiance dans la décision (sortie logicielle). L'exécution du calcul exact, au niveau de la métrique du bit dans un démappage logiciel est ardue. Dans le but de réduire la complexité du calcul du LLR, nous avons remplacé la grandeur logarithmique de l'expression LLR avec des approximations max-log-MAP. Le SNR avec les estimations du canal par des séquences d'apprentissage, a été évalué et les résultats ont montré la pénalité de 1 dB de l'estimation du canal simple par les moindres carrés, en comparaison avec une connaissance parfaite du canal. Le démappage logiciel, a donné un meilleur gain. La conséquence s'en est ressentie, sur le compromis à faire entre l'effort à faire pour avoir une meilleure estimation du canal et, son implémentation. Avec ces notions, nous avons pu introduire les systèmes multi-antennes SIMO, MISO et MIMO ainsi que quelques récepteurs MIMO présentés dans le dernier chapitre. En effet, l'aptitude de transmission et de réception par des antennes multiples, nous permet, tout en appliquant la diversité spatiale, de combattre l'évanouissement pour améliorer la fiabilité et la capacité. Cette fiabilité, sous un codage approprié, se traduit par un rendement élevé. Nous n'avons pas omis de considérer les concepts MRC et le codage spatio-temporel STC d'Alamouti. Une nécessité de décodage simple des systèmes de STC, est que le canal soit lentement variable en deux étapes temporelles consécutives. Les résultats de simulation d'un système MIMO contenant deux antennes émettrices et/ou des réceptrices, ont montré que le degré de diversité est réalisé, et par conséquent l'augmentation du rendement, est proportionnelle au nombre d'antennes. En outre, nous avons constaté qu'un SNR de 3 dB du canal, apparaissait dans les courbes du TEB, quand deux antennes sont utilisées à la réception

au lieu de l'émetteur. L'évaluation des performances de la méthode AMC présentée, utilise les méthodes de modulation et de codage multiples, afin d'adapter instantanément l'efficacité spectrale aux variations du SNR du canal, tout en maintenant un TEB acceptable. L'implémentation de la méthode d'estimation du SNR du canal pour chaque trame, est la comparaison à un ensemble de seuils de SNR obtenus, de telle manière qu'ils garantissent un TEB au-dessous d'un TEB seuil donné. Le codage associé à chaque seuil, a été transmis à l'émetteur, pour que l'adaptation puisse être effectuée. La méthode proposée, fait ressortir un profit d'environ 7dB dans le SNR du canal. Cependant, bien qu'un rendement intéressant ait été obtenu avec de telles méthodes, le TEB seuil n'a pas été atteint en raison de l'évanouissement rapide du canal. Ceci signifie que plus d'efforts, devraient être fournis pour l'optimisation du mécanisme AMC.

**APPENDICE A**  
**LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS**

**ABREVIATIONS**

3G	:Third Generation
3GPP	:Third Generation Partnership Project
4G	:Fourth Generation
ADSL	:Asymmetric Digital Subscriber Line
AMC	:Adaptive Modulation and Coding
ARQ	:Automatic Retransmission Request
ASS	:Adaptive Antenna System
AWGN	:Additive White Gaussian Noise
BPSK	:Binary Phase Shift Keying
BS	:Base Station
BSID	:Base Station identifier
BTC	:Block Turbo Coding
BW	:Band With
CC	:Convolutional Coding
CCI	:Carrier to Carrier Interference
CIR	:Channel Impulse Response
CP	:Cyclic Prefix
CSI	:Channel State Information
CTC	:Convolutional Turbo Coding
DC	:Direct Current
DFS	:Dynamic Frequency Selection
DIUC	:Downlink Interval Usage Code
DL	:Down Link
DSL	:Digital Subscriber Line
EGC	:Equal Gain Combining
ETSI	:European Telecommunications Standards Institute
FCH	:Frame Control Header
FDD	:Frequency Division Duplexing
FDM	:Frequency Division Multiplexing
FEC	:Forward Error Correction
FFT	:Fast Fourier Transform
GF	:Galois Field
HIPERLAN	:High Performance Local Area Network
HIPERMAN	:High Performance Metropolitan Area Network
HSDPA	:High Speed Downlink Packet Access
HUMAN	:High speed Unlicensed Metropolitan Area Network
i.i.d	:Independent Identically Distributed
ICI	:Inter-Carrier Interference
IEEE	:Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	:Inverse Fast Fourier Transform
I-METRA	:Intelligent Multi-Element Transmit and Receive Antennas

IP	:Internet Protocol
ISI	:Inter Symbol Interference
LLR	:Log-Likelihood Ratio
LOS	:Line of Sight
LS	:Least squares
LSE	:Least-Squares Estimation
MAC	:Medium Access Control
MAN	:Metropolitan Area Network
MEA	:Multi Element Antenna
MIMO	:Multi Input Multi Output
MISO	:Multi Input Single Output
MRC	:Maximum Ratio Combining
MS	:Mobile Station
NLOS	:Non Line of Sight
OFDM	:Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	:Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI	:Open System Interface
PDP	:Power Delay Profile
PHY	:Phisic
PRBS	:Pseudo-Random Binary Sequence
QAM	:Quadrature Amplitude Modulation
QAM	:Quadrature Amplitude Modulation
QoS	:Quality of Service
QPSK	:Quadrature Phase Shift Keying
RMS	:Root Mean Square
RRC	:Root-Raised Cosine
RS	:Reed-Solomon
RTG	:Receive/transmit Transition Gap
SC	:Selecting Combinaing
SC	:Single Carrier
SIMO	:Single Input Multi Output
SINR	:Signal to Interference plus Noise Ratio
SISO	:Single-Input Single-Output
SNR	:Signal-to-Noise Ratio
SS	:Subscriber Station
STBC	:Space-Time Block Coding
STC	:Space-Time Coding
TDD	:Time Division Duplexing
TDM	:Time Division Multiplexing
TDMA	:Time Division Multiplexing Access
TEB	:Bit Error Rate
TTG	:Transmit/receive Transition Gap
UIUC	:Uplink Interval Usage Code
UIUC	:UL Interval Usage Code
UL	:Up Link

UMTS	:Universal Mobile Telecommunications System
VoIP	:Voice over IP
WBA	:Broadband Wireless Access
WCDMA	:Wide-band Code Division Multiple Access
Wifi	:Wireless Fidelity
WiMAX	:Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	:Wireless Local Area Network
WMAN	:Wireless Metropolitan Area Network

## SYMBOLES

$\otimes$	: Convolution à temps continu
$(.)^*$	: Opération conjugué
$(.)^{-1}$	: Opération inverse
$F_s$	: Fréquence d'échantillonnage du symbole OFDM
$h_{rrc}(t)$	: Réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé
$\mathbf{H}_v$	: Matrice virtuelle du canal
$\tilde{\mathbf{n}}$	: Vecteur de bruit modifié
$BW_{efficiency}$	: Efficacité de la bande de fréquence utilisée
$B_c$	: bande de cohérence
$H_{rc}(f)$	: Réponse fréquentielle du filtre cosinus augmenté
$H_{rrc}(f)$	: Réponse fréquentielle du filtre cosinus surélevé
$J_0$	: Fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0
$N_{columns}$	: Nombre de colonnes
$N_{cpc}$	: Nombre de bits codés par sous-porteuse
$N_{FFT}$	: Nombre de points FFT
$N_{OFDM}$	: Nombre de symboles OFDM par trame
$N_{rows}$	: Nombre de lignes
$N_{RS}$	: Nombre de blocs utilisés dans le codeur Reed-Solomon
$N_{tcb}$	: Nombre total de bits codés

$N_{\text{train}}$	: Nombre de symboles d'apprentissage par trame
$N_{\text{Tsym}}$	: Nombre de symboles transmis par trame
$N_{\text{tx-data}}$	: Nombre total de symboles transmis
$P_{\text{EVEN}}$	: Séquence d'apprentissage longue construite à partir de $P_{\text{ALL}}$ pair
$P_{\text{ODD}}$	: Séquence d'apprentissage longue construite à partir de $P_{\text{ALL}}$ impair
$P_{\text{SHORT}}$	: Séquence d'apprentissage courte
$P_r(x)$	: Fonction densité de probabilité
$R_{\text{sym}}$	: Taux de symbole de modulation
$S_{\text{packet}}$	: Nombre de bits envoyé par la source
$T_{\text{b}}$	: Temps utile de symbole
$T_{\text{frame}}$	: Durée de la trame
$T_{\text{g}}$	: Temps du CP
$T_{\text{sym}}$	: Temps du symbole OFDM
$T_{\text{sym}}$	: Durée de symbole de modulation
$f_{\text{d}}$	: Décalage de fréquence
$f_{\text{Ray}}(a)$	: Distribution de Rayleigh
$f_{\text{Rice}}(a)$	: Distribution de Rice
$f_{\text{D}}$	: Fréquence Doppler
$f_{\text{N}}$	: Fréquence de Nyquist
$f_{\text{c}}$	: Fréquence porteuse
$f_{\text{m}}$	: Fréquence Doppler maximale
$\hat{s}$	: Symbole reçu estimé
$\alpha_l$	: Amplitude du trajet $l$
$\alpha_{nm}$	: Coefficient complexe transmis par l'antenne $m$ vers l'antenne réceptrice $n$
$\theta_l$	: Phase du trajet $l$



$\sigma^2$	: Variance du bruit
$\sigma_v$	: Ecart type
$\sigma_v^2$	: Variance de bruit du signal
$\tau_{RMS}$	: Délai RMS (RMS Delay Spread)
$\tau_l$	: Délai du trajet l
$\tau_{max}$	: Délai maximum
$\tau_{mean}$	: Délai moyen
$\varphi_n$	: Angle d'arrivée
$\varnothing(t)$	: Fonction d'autocorrélation temporelle
B	: Bande passante
$c$	: Célérité de la lumière
$C_m$	: Facteur de normalisation
$d$	: Distance minimum entre le bit reçu
$d_E$	: Distance euclidienne
G	Rapport du temps de garde sur le temps utile du symbole
$h(\tau)$	: Réponse impulsionnelle en bande de base d'un canal multi-trajets
$h_k$	: Coefficient de canal pour la $k$ -th sous-porteuse
$k$	: le nombre de bits de donnés avant codage
$L$	: Nombre de trajets (taps)
$M_a$	: Alphabet de modulation
$n$	: le nombre de bits après codage
$N_{data}$	: Nombre de sous-porteuses de données utilisées
$n_k$	: Symbole de bruit
$N_R$	: Nombre d'antennes réceptrices
$N_T$	: Nombre d'antennes émettrices

$P_{ALL}$	: Séquence de dérivation dans le domaine fréquentielle pour DL et UL
$p_k$	: Symbole d'apprentissage
$R$	: Taux globale de codage
$R_R$	: Matrices de corrélation en réception
$R_T$	: Matrices de corrélation en transmission
$t$	: le nombre de bits de données qui peut être codé
$y$	: Symbole reçu
$\alpha$	: Facteur de pente de diminution
$\Delta$	: Distance entre deux fréquences
$\mathbf{G}$	: Gain matriciel du canal
$\mathbf{H}$	: Matrice du canal
$\mathbf{I}$	: Matrice identité
$E\{.\}$	: Espérance mathématique
$K$	: Facteur de Rice
$S(\lambda)$	: Spectre de puissance Doppler
$S(f)$	: Densité spectrale
$g(x)$	: Polynôme générateur
$p(t)$	: Impulsion transmise
$p(x)$	: Polynôme primitif
$p(y s)$	: Probabilité conditionnelle (Bayes), probabilité de $y$ si $s$ donné
$v$	: Vitesse
$\theta$	: Angle d'incidence
$\lambda$	: Élément primitif du champ de Galois
$\sigma$	: Paramètre de Rayleigh (la valeur la plus probable).

## APPENDICE B PROBABILITE D'UN SYSTEME MAX LOG

### B.1 Calcul de $\bar{P}_e$

La probabilité moyenne peut se réécrire comme :

$$\bar{P}_e = \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \int_0^{\infty} \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) \vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} u^i e^{-nu} du$$

Cette équation ressemble à la même structure que dans [67] alors :

$$\bar{P}_e = \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \int_0^{\infty} \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) \frac{n^{i+1}}{i!} u^i e^{-nu} du = \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} P_{e_{n,i}}$$

où  $P_{e_{n,i}} = \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \int_0^{\infty} \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) \frac{n^{i+1}}{i!} u^i e^{-nu} du$

En intégrant par partie  $P_{e_{n,i}}$  :

$$P_{e_{n,i}} = \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \left\{ \left[ \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) I_{n,i}(u) \right]_0^{\infty} - \int_0^{\infty} \frac{d}{du} \left[ \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) \right] I_{n,i}(u) du \right\}$$

où

$$I_{n,i}(u) = \int \frac{n^{i+1}}{i!} u^i e^{-nu} du = - \sum_{k=0}^i \frac{u^k n^k}{k!} e^{-nu}$$

Nous trouvons :

$$\left[ \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) I_{n,i}(u) \right]_0^{\infty} = \alpha_M$$

$$\frac{d}{du} \left[ \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}} \right) \right] = -\alpha_M \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{e^{-\beta_M \frac{u P_0}{\sigma^2}}}{\sqrt{u}}$$

Le second terme de l'intégration par partie peut alors être écrit comme :

$$\int_0^{\infty} \frac{d}{du} \left[ \alpha_M \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2}} \frac{u P_0}{\sigma^2} \right) \right] I_{n,i}(u) du = -\alpha_M \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^i J_{n,k}$$

où

$$J_{n,k} = \int_0^{\infty} \frac{u^k n^k}{k!} \frac{1}{\sqrt{u}} e^{-\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)u} du$$

En intégrant par partie  $J_{n,k}$  pour  $m \geq 1$  :

$$J_{n,k} = \frac{(2k-1)n}{2k} \frac{1}{\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)} J_{n,k-1}$$

En utilisant la relation pour  $m=0$

$$J_{n,0} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{u}} e^{-\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)u} du = \sqrt{\frac{\pi}{\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)}}$$

et d'où

$$J_{n,k} = \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \frac{n^k}{\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)^k} \sqrt{\frac{\pi}{\left(\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n\right)}}$$

où !! est une factorielle double.

Alors nous obtenons

$$\begin{aligned} P_{e_{n,i}} &= \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \alpha_M \left[ 1 - \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left( J_{n,0} + \sum_{k=1}^i J_{n,k} \right) \right] \\ &= \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \alpha_M \left[ 1 - \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} + n} \left( 1 + \sum_{k=1}^i \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \frac{1}{\left(1 + \frac{\beta_M P_0}{\sigma^2 n}\right)^k} \right) \right] \end{aligned}$$

Alors la probabilité moyenne théorique totale peut s'écrire :

$$\bar{P}_e = \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} P_{e_{n,i}}$$

En introduisant des fonctions rationnelles  $\varphi_n^{(N_T, N_R)}(x)$  nous avons  $\bar{P}_e$  :

$$\bar{P}_e = \sum_{n=1}^m \alpha_M \left[ \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} - \sqrt{\frac{\beta_M P_0}{\sigma^2}} \frac{\beta_M P_0}{\beta_M P_0 + n} \varphi_n^{(N_T, N_R)} \left( \frac{\beta_M P_0}{\sigma^2} \right) \right]$$

où

$$\varphi_n^{(N_T, N_R)}(x) = \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} \left( 1 + \sum_{k=1}^i \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \left( 1 + \frac{x}{n} \right)^k \right)$$

## B.2 Intégrale de $P\lambda_{max}(u)$

Nous allons calculer l'intégrale de  $P\lambda_{max}(u)$  afin de démontrer que :

$$\sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} = 1$$

En revenant au fait que :

$$P\lambda_{max}(u) = \sum_{n=1}^m \Phi_n^{(N_T, N_R)}(u) e^{-nu}$$

où  $\Phi_n^{(N_T, N_R)}(x) = \vartheta_{n,0}^{(N_T, N_R)} x^0 + \vartheta_{n,1}^{(N_T, N_R)} x^1 + \dots + \vartheta_{n, D_n^{(N_T, N_R)}}^{(N_T, N_R)} x^{D_n^{(N_T, N_R)}}$  et où  $D_n^{(N_T, N_R)}$  est le plus haut degré du polynôme  $n$  associé à  $(N_T, N_R)$ , nous pouvons écrire  $f\lambda_{max}(u)$  comme :

$$P\lambda_{max}(u) = \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} u^i e^{-nu}$$

L'intégrale d'une densité de probabilité de 0 à  $\infty$  est égale à 1 alors

$$\int_0^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} u^i e^{-nu} \right] du = 1$$

$$\sum_{n=1}^m \sum_{i=0}^{D_n^{(N_T, N_R)}} \vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} \int_0^{\infty} u^i e^{-nu} du = 1$$

Sachant que :

$$\int_0^{\infty} u^i e^{-nu} du = \frac{i!}{n^{i+1}}$$

Alors nous pouvons conclure que :

$$\sum_{n=1}^m D_n^{(N_T, N_R)} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\vartheta_{n,i}^{(N_T, N_R)} i!}{n^{i+1}} = 1$$

### B.3 Exemples de fonctions rationnelles $\varphi_n^{(N_T, N_R)}(x)$

Voici quelques exemples de fonctions  $\varphi_n^{(N_T, N_R)}(x)$ :

- $N_T = N_R = 2$

$$\varphi_1^{(2,2)}(x) = \frac{\frac{11}{4} + 4x + 2x^2}{(1+x)^2}$$

$$\varphi_2^{(2,2)}(x) = -1$$

- $N_T = 2; N_R = 3$

$$\varphi_1^{(2,3)}(x) = \frac{\frac{57}{11} + \frac{61}{8}x + 7x^2 + 2x^3}{(1+x)^3}$$

$$\varphi_2^{(2,3)}(x) = -\frac{\frac{51}{8} + 5x + x^2}{(1+x)^2}$$

- $N_T = N_R = 3$

$$\varphi_1^{(3,3)}(x) = \frac{\frac{321}{64} + \frac{117}{8}x + \frac{81}{4}x^2 + 12x^3 + 3x^4}{(1+x)^4}$$

$$\varphi_2^{(3,3)}(x) = -\frac{\frac{3993}{64} + \frac{855}{8}x + \frac{297}{4}x^2 + 24x^3 + 3x^4}{(1+x)^4}$$

$$\varphi_3^{(3,3)}(x) = 1.$$

## APPENDICE C

### PROGRAMME MATLAB DE LA CHAINE DE TRANSMISSION WiMAX

```

clear
clc
BW=input('Required channel bandwidth in MHz(max 20 MHz)=');
disp('choose cyclic prefix to overcome delays spreads')
disp(',1/4 for longest delay spread ,1/8 for long delay spreads ,')
disp('1/16 for short delays spreads ,1/32 for very small delay spread
channels')
G=input('= ');
channels=[1.75 1.5 1.25 2.75 2.0];
oversampling=[8/7 86/75 144/125 316/275 57/50 8/7];
for i=1:5
    y(i)=rem(BW,channels(i));
    if y(i)==0
        n=oversampling(i);
    end
end
y=(y(1))* (y(2)) * (y(3)) * (y(4)) * (y(5));
if y~=0
    n=8/7;
end
if ((G~=1/4) & (G~=1/8) & (G~=1/16) & (G~=1/32))
    error('u have choosed a guard period thats not valid in the ieee
802.16')
end
Nused=200; Nfft=256;
fs=(floor((n*BW*1e6)/8000))*8000; %sampling frequency
freqspacing= fs/Nfft; %frequency spacing
Tb= 1/freqspacing; %usfel symbol time
Tg= G*Tb ;%Guard time
Ts=Tb+Tg ;%symbol time
samplingttime= Tb/Nfft;

%adaptive encoding and decoding depending on the channel SNR
genpoly=gf(1,8);
for idx=0:15
    genpoly=conv(genpoly,[1 gf(2,8)^idx]);
end
primepoly=[1 0 0 0 1 1 1 0 1];
convvec=poly2trellis(7,[171,133]);
cSNR=input('Enter the channel SNR in dB(it should be above 6.4 dB)=');
if cSNR<6.4
    error('not a valid channel for transmission ,use another channel with
better SNR')
end
%BPSK 1/2
if (6.4<=cSNR&cSNR<9.4)
    inputsize=88;
    seqafterrand=inputsize+8;
    shortening=[1:12];
    shorteningRx=[1:11];
    punvec=reshape([1 , 1],2,1);%convolutional of rate 1/2
    Ncbps=192;%selector of RS 12*8
    k=0:Ncbps-1;
    mk=(Ncbps/12 ) *mod(k,12) +floor(k/12);

```

```

s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=[+1 -1];
Iy=[0 0];
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:);
bitpersymbol=1;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate=1/2;
disp('Modulation scheme of BPSK with Coding rate 1/2 is chosen');
elseif (9.4<=cSNR&cSNR<11.2)
inputsize=184;
seqafterrand=inputsize+8;
shortening=[1:32];
shorteningRx=[1:23];
punvec=reshape([1 0 , 1 1],4,1);%convolutional of rate 2/3
Ncbps=384; %selector of RS 48*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(2,1)*[+1 -1];
Iy=( [+1 -1]')*ones(1,2);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(2);
bitpersymbol=2;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate=1/2;
disp('Modulation scheme of QPSK with Coding rate 1/2 is chosen');
elseif (11.2<=cSNR&cSNR<16.4)
inputsize=280;
seqafterrand=inputsize+8;
shortening=[1:40];
shorteningRx=[1:35];
punvec=reshape([1 0 1 0 1, 1 1 0 1 0],10,1);%convolutional of rate 5/6
Ncbps=384; %selector of RS 48*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(2,1)*[+1 -1];
Iy=( [+1 -1]')*ones(1,2);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(2);
bitpersymbol=2;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate=3/4;
disp('Modulation scheme of QPSK with Coding rate 3/4 is chosen');
elseif (16.4<=cSNR&cSNR<18.2)
inputsize=376;
seqafterrand=inputsize+8;
shortening=[1:64];
shorteningRx=[1:47];
punvec=reshape([1 0 , 1 1],4,1);%convolutional of rate 2/3

```



```

Ncbps=768; %selector of RS 96*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(4,1)*[+1 +3 -1 -3];
Iy=( [+1 +3 -3 -1] )'*ones(1,4);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(10);
bitpersymbol=4;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate= 1/2;
disp('Modulation scheme of 16-QAM with Coding rate 1/2 is chosen');
elseif (18.2<=cSNR&cSNR<22.7)
inputsize=568;
seqafterrand=inputsize+8;
shortening=[1:80];
shorteningRx=[1:71];
punvec=reshape([1 0 1 0 1, 1 1 0 1 0],10,1);%convolutional of rate 5/6
Ncbps=768; %selector of RS 96*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(4,1)*[+1 +3 -1 -3];
Iy=( [+1 +3 -3 -1] )'*ones(1,4);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(10);
bitpersymbol=4;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate= 3/4;
disp('Modulation scheme of 16-QAM with Coding rate 3/4 is chosen');
elseif (22.7<=cSNR&cSNR<24.4)
inputsize=760;
seqafterrand=inputsize+8;
shortening=[1:108];
shorteningRx=[1:95];
punvec=reshape([1 0 1 , 1 1 0 ],6,1);%convolutional of rate3/4
Ncbps=1152; %selector of RS 144*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(8,1)*[+3 +1 +5 +7 -3 -1 -5 -7 ];
Iy=( [+3 +1 +5 +7 -3 -1 -5 -7 ] )'*ones(1,8);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(42);
bitpersymbol=6;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate= 2/3;
disp('Modulation scheme of 64-QAM with Coding rate 2/3 is chosen');
elseif 24.4<=cSNR
inputsize=856;
seqafterrand=inputsize+8;

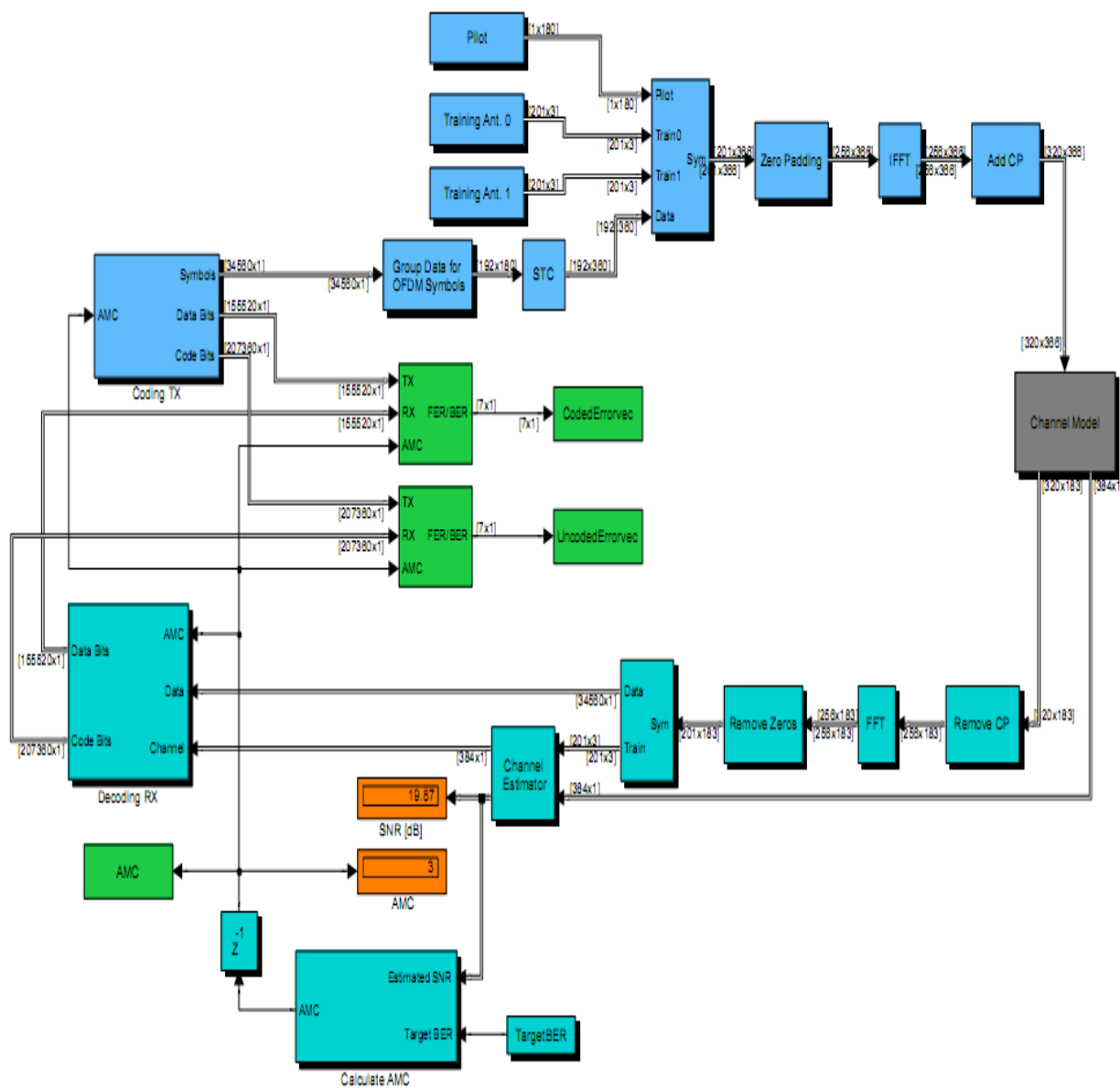
```

```

shortening=[1:120];
shorteningRx=[1:107];
punvec=reshape([1 0 1 0 1, 1 1 0 1 0],10,1);%convolutional of rate 5/6
Ncbps=1152; %selector of RS 144*8
k=0:Ncbps-1;
mk=(Ncbps/12 )*mod(k,12)+floor(k/12);
s=ceil(Ncbps/2);
jk=s*floor(mk/s)+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s);
[x,int_idx]=sort(jk);
Ry=ones(8,1)*[+3 +1 +5 +7 -3 -1 -5 -7 ];
Iy=( [+3 +1 +5 +7 -3 -1 -5 -7 ]')*ones(1,8);
qamconst=complex(Ry,Iy);
qamconst=qamconst(:)/sqrt(42);
bitpersymbol=6;
CPsel=[(256-G*256+1):256 1:256];
CPremove=[(256*G+1):(256+G*256)];
coderate= 3/4;
disp('Modulation scheme of 64-QAM with Coding rate 3/4 is chosen');
end
choice=input('Enter 1 for including mimo in the system and 0 otherwise');
if choice==1
    MimoOFDM=-10;
    Pulse=2;
    delayswitch=2;
    delayBER=2*inputsize;
else
    MimoOFDM=10;
    Pulse=1;
    delayswitch=0;
    delayBER=0;
end

```

### APPENDICE D DIAGRAMME BLOC DE LA SIMULATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION WIMAX [62]



## REFERENCES

1. H. Arslan, Z. N. Chen, M. G. Di Benedetto, “Ultra wideband wireless communication”, A JOHN WILEY & SONS, INC., Publication, 2006.
2. Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed, “Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking”, PRENTICE HALL , February 2007.
3. Yan Zhang , Hsiao-Hwa Chen, « Toward Broadband Wireless Metropolitan Area Networks”, Auerbach Publications Taylor & Francis Group, 2008.
4. SYED AHSON, MOHAMMAD ILYAS, “WiMAX Standards and Security”, CRC Press Taylor & Francis Group, 2008
5. IEEE. Standard 802.16e-2005. Part 16, “Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems—Amendment for physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed band”, December 2005.
6. Schroth, “The evolution of WiMAX service providers and applications”, Yankee Group Report. September 2005.
7. 3GPP TSG-RAN-1, “Effective SIR computation for OFDM system-level simulations”, Document R1-03-1370, November 2003.
8. 3GPP TSG-RAN1, “System level simulation of OFDM—further considerations”, Document R1-03-1303, November 2003.
9. V. Erceg, et.al, “An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments”, IEEE Journal on Selected Areas of Communications, 17(7), July 1999.
10. WiMAX Forum White Paper, “WiMAX’s technology for LOS and NLOS environments”, August 2004.
11. M. S. Baig, “Signal Processing Requirements for WiMAX (802.16e) Base Station”, Master thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2005.
12. A. Ghosh, D. R. Wolter, J. G. Andrews, R. Chen, “Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential”, IEEE Kluwer, Wireless Personal Communications Magazine, Vol. 43, No. 2, pp. 129-136, 2005.
13. WiMAX Forum White Paper, “Initial Certification Profiles and the European regulatory framework”, September 2004.
14. Intel, “Understanding WiMAX and 3G for Portable/Mobile Broadband Wireless”, Technical White Paper, December 2004.
15. Ed Agis, Henry Mitchel, Shlomo Ovadia, Selim Aissi, Sanjay Bakshi, Prakash Iyer, Masud Kibria, Christopher Rogers, James Tsai, “Global, Interoperable Broadband Wireless Networks: Extending WiMAX Technology to Mobility”, Intel technology journal, August 2004.
16. Alamouti, S. M., “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
17. K. V. Ramasami, “A Primer on Root Raised Cosine Filter Design”, December 2004.
18. POUSET R. Y, VAUZELLE R, AVENEAU L, MERIAUX M, « Caractérisation du canal radio mobile par un modèle de propagation TUD 3D », Revue de l'électricité et de l'électronique ISSN 1265-6534, No.2, pp. 24-30, 2001.

19. C.Athaudage, A.D.S JAYALATH, "Delay-spread estimation using cyclic-prefix in wireless OFDM systems", IEE Proceedings – Com. 151, **Issue: 6**, pp.559-566, 2004.
20. R.E.Ziener, R.L.Peterson, "Introduction to digital communication-Second Edition", Prentice Hall, 1992.
21. Intel, "Understanding WiMAX and 3G for Portable/Mobile Broadband Wireless", Technical White Paper, December 2004.
22. R. J. McEliece, and W. E. Stark, "Channels with block interference" , IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 2, pp. 325-343, March 2000.
23. L. Staphorst, "Viterbi decoded linear block codes for narrowband and wideband wireless communication over mobile fading channels", Master Thesis, Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Pretoria, July 2005.
24. W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", IEEE Press, 1994.
25. J.P. Kermoal, L Schumacher, P.E. Mogensen et K.I. Pedersen, "Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios", IEEE Vehicular Technology Conference, September 2000.
26. J.P. Kermoal, L Schumacher, F. Frederiksen et P.E. Mogensen, "Polarization diversity in MIMO radio channels : experimental validation of a stochastic model and performance assessment", IEEE Vehicular Technology Conference, October 2001.
27. J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel with experimental validation", IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. 20, No 6, pp. 1211—1226, August 2002.
28. C. Mehlführer, F. Kaltenberger, M. Rupp, and G. Humer, "A Scalable Rapid Prototyping System for Real-Time MIMO OFDM Transmissions", Institute of Communications and RF Engineering, Vienna University of Technology, and ARC Seibersdorf Research GmbH, Tech Gate Vienna, Proceedings on the second IEE/EURASIP on DSP enabled Radio, September 2005.
29. Medbo, P.Schramm "Channel Models for HIPERLAN/2" ETSI/BRAN document no. 3ERI085B, 1998.
30. P. Duvaut, « Traitement du signal : concepts et applications », Hermès, Traité des nouvelles technologies - Série traitement du signal, 1994.
31. Collectif d'auteurs sous la direction de G.Baudoin, « Radiocommunications Numériques-Principes, Modélisation et Simulation », DUNOD, 2002.
32. J-F Helard, « Modulations Codées en Treillis Associées à un Multiplex de Porteuses Orthogonales en Présence de Canaux Affectés de Trajets Multiples », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Mai 1992.
33. J.J Van De Beek, P.Ödling, S.K.Wilson, P.O.Börjesson, "OFDM", Lulea, University of Technology, Division of Signal Processing, 2002.
34. J.H.Stott, "The how and why of COFDM", BBC Research and Development, 1998.
35. J.H.Stott, "Explaining some magic of COFDM", Proceeding of the 20th Television Symposium, June 1997.
36. J.C. Bic, D. Duponteil et J.C. Imbeaux, « Elements de communications numériques-Transmission sur fréquence porteuse 1 », Dunod, 1986.
37. J.G. Proakis et M. Salehi, "Communication systems engineering", Prentice Hall International, Editions, 1994.
38. T.H. Liew et L. Hanzo, "Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications", Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No 2, pp. 185-219, February 2002.

39. C. Berrou et A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding : turbo-codes", IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, No. 10, pp. 1261-1271, Octobre 1996.
40. G. Battail, "A conceptual framework for understanding turbocodes", IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. 16, No 2, pp. 245-254, February 1998.
41. A.F. Naguib et R. Calderbank, "Space-Time coding and signal processing for high data rate wireless communications", Wireless Communications and Mobile Computing, Vol. 1, pp. 13-34, 2001.
42. A.R. Calderbank, "the art of signaling : fifty years of coding theory", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No 6, pages 2561-2595, Octobre 1998.
43. M. Michelson, and A. H. Levesque, "Error Control Techniques for Digital Communications", Wiley-Interscience Publications, 1985.
44. S. B. Wicker, "Error Control Systems for Digital Communication and Storage", School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Prentice Hall, 1995.
45. E. P. Lawrey: "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM", Ph. D. Thesis, School of Engineering, James Cook Univeristy, December 2001.
46. David A Castelow, "Sample Rates in OFDM PHY", IEEE, Transactions on Communications, Vol. 7, November 2003.
47. ZHANG Zhao-yang, LAI Li-feng, "A novel OFDM transmission scheme with lengthadaptive Cyclic Prefix", Novembre 2003.
48. Ki Seol Kim et al., "General Log-Likelihood Ratio Expression and its Implementation Algorithm for Gray-Coded QAM Signals", ETRI Journal, Vol. 28, No. 3, pp. 291-300, June 2006.
49. "The Matlab help: Communications Blockset," <http://www.mathworks.com>.
50. I.E.Telatar: "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," European Transactions on Telecommunications, 1999, Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, October 1998.
51. G. J. Foschini, and M. J. Gans: "On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," Wireless Personal Communications, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
52. S. Yang, and F. Kaltenberger: "MIMO Algorithms for Wireless LAN," Proceedings Wireless Congress, Munich, Germany, October 2005.
53. D. Pérez Palomar: "A Unified Framework for Communications through MIMO Channels," Ph. D. Thesis, Departament de Teoria del Senyal I Comunicacions, Universitat Politècnica de Catalunya, May 2003.
54. G. Gritsch, G. Kolar, H. Weinrichter, and M. Rupp: "Two Adaptive Space-Time Block Coded MIMO Systems Exploiting Partial Channel Knowledge at the Transmitter," Institute for Communications and Radio Frequency Engineering, Vienna University of Technolgoy, 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC04), Erlangen, Germany, January 2004.
55. A.van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater: "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC) Proceedings, Vol. 2, pp. 1070-1074, Tokyo, Spring 2000.
56. V.Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank: "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, 1998.
57. Jean-Marc Brossier, « Signal et communication numérique, égalisation et synchronisation », édition HERMES, Janvier 1997.

58. Y-S.Choi, P.J.Volts, F.A.Cassara, "On channel estimation and detection for multicarriers signal in fast and selective Rayleigh fading channels", IEEE Trans. Comm. Vol.49, August 2001.
59. A.J.Goldsmith, and S. G. Chua: "Adaptive Coded Modulation for Fading Channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 46, no. 5, pp. 595-602, May 1998.
60. Roger B. Marks, "The IEEE 802.16 WirelessMAN Standard for Wireless Metropolitan Area Networks", IEEE C802.16-02/09. IEEE C802.16-03/06.
61. T. Keller, and L. Hanzo: "Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications," IEEE Transaction on Communications, vol. 88, no. 5, pp. 611-640, May 2000.
62. Amalia. R, "Implementation of a WiMAX simulator in Simulink", Dip-Ing, institute of telecommunications University of Vienna, 2007.
63. L. W. Couch, "Digital and Analog Communication Systems," 6th edition, Prentice Hall, 2001.
64. Yi Gong and Khaled Ben Letaief, "An Efficient Space Frequency Coded OFDM System for Broadband Wireless Communications", IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 11, pp.2019-2029, Nov. 2003.
65. L. Schumacher, J. P. Kermoal, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, August 2002.
66. L. W. Couch, "Digital and Analog Communication Systems", 6th edition, Prentice Hall, 2001.
67. Y. Akaiwa, "Introduction to Digital Mobile Communication", S. E. John G. Proakis, Ed. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 1997.