

Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



THESE

Présentée

A L'UNIVERSITE DE TLEMCCEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Spécialité : " Télécommunications "

Par

ZERROUKI HADJ

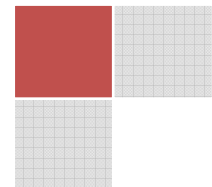
***CROSS-LAYER DESIGN ET ACCES MULTIPLE
DANS LES RESEAUX SANS FIL MIMO:
APPLICATION AU RESEAU WIMAX***

Soutenue en Juillet 2013 devant le Jury:

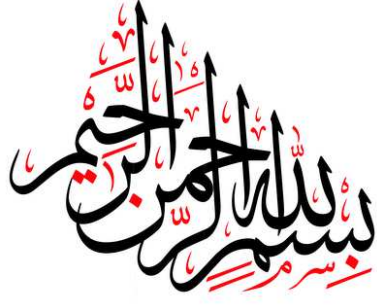
SEDDIKI Omar	Professeur à l'Université de Tlemcen	Président
DJEBBOURI Mohammed	Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbès	Examineur
BENABDELLAH Mohammed	Professeur à l'Université de Tlemcen	Examineur
BOUZIANI Merahi	MCA à l'Université de Sidi Bel Abbès	Examineur
EL AHMAR Sid Ahmed	MCA à l'Université de Sidi Bel Abbès	Examineur
FEHAM Mohammed	Professeur à l'Université de Tlemcen	Directeur de thèse

Cross-Layer Design et Accès Multiple dans les Réseaux Sans-fil MIMO : Application au Réseau WiMAX

Auteur : ZERROUKI Hadj
Responsable : Prof. FEHAM Mohammed
Sujet proposé au sein du laboratoire *STIC*



*Systèmes et Technologies de
l'Information et de la Communication*



فَقُلْ لِمَنْ يَكْتُمِي فِيهِ الْعِلْمُ فَلسفة
حَفِظْتَهُ شَيْئًا ، وَمَا بَعْدَ مِنْكَ أَشْيَاءُ
أبو نواس

*Dit à celui qui, de la science se prétend philosophe,
Tu as appris une chose, et tu en ignores beaucoup*

Abu Nawas

*A la mémoire de ma mère,
Sans restriction.*

*A mon père,
Pour tout l'amour et l'éducation qu'il m'a donnée.*

*A ma femme, bien aimée
Pour l'amour, l'attention, l'aide et le soutien qu'elle m'a apporté*

A mes frères, mes sœurs et toute la famille Zerrouki,

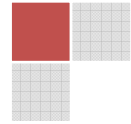
*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à tous mes amis et aux personnes,
Qui m'ont aidée, encouragée, soutenue, pour mener à bien ce travail de thèse,*

*J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres de laboratoire STIC,
Avec qui j'ai passé de très bons moments que je n'oublierai jamais.*

Zerrouki Hadj ;

Tlemcen, Avril 2013.

Remerciement |



*Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux,
à qui je dois tout,*

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire des Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC), Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen, intitulé : « *Cross-Layer Design et Accès Multiple dans les Réseaux Sans-fil MIMO : Application au Réseau WiMAX* » sous la direction de Monsieur le Professeur *Mohammed FEHAM*.

Je saisis cette occasion pour exprimer ma gratitude et mes vifs remerciements à mon éminemment directeur de thèse, Monsieur *Mohammed FEHAM*, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen et Directeur du Laboratoire (STIC) pour la confiance qu'il m'a accordé, chose qui m'a incité à multiplier mes efforts pour être à la hauteur de leur attente. Veuillez, Monsieur trouver dans ce travail une reconnaissance sincère pour tout le savoir que vous m'aviez prodigué tout au long de mon cursus avec autant de dynamisme, de compétence et de rigueur, pour la qualité de votre encadrement, votre rigueur, votre incroyable disponibilité, vos remarques fructueuses et vos directives précieuses.

Je remercie également Monsieur *Omar SEDDIKI*, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, qui malgré un emploi de temps fort chargé, a accepté de juger ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie sincèrement Monsieur *Mohammed DJEBBOURI*, Professeur à l'université de Sidi Bel Abbès, Monsieur *Mohammed BENABDELLAH*, Professeur à l'université de Tlemcen, Monsieur *Merahi BOUZIANI*, Maître de conférence à l'université de Sidi Bel Abbès et Monsieur *Sid Ahmed EL AHMAR*, Maître de conférence à l'université de Sidi Bel Abbès, d'avoir accepté de rapporter cette thèse, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de faire partie du jury et d'avoir consacré une partie de leurs temps pour juger et évaluer le travail de cette thèse.

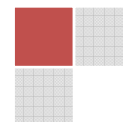
J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres du Laboratoire des Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication, de Tlemcen. Mon séjour passé au sein du groupe STIC restera inoubliable grâce aux personnes que j'ai pu y côtoyer. Je pense notamment aux collègues enseignants du département de télécommunications, avec qui les journées paraissent si courtes.

Il me serait impossible de terminer sans adresser une pensée chaleureuse à toute ma famille et, plus particulièrement, à ma femme.

Zerrouki Hadj.

Tlemcen, le 26 Avril 2013

Résumé |



De nos jours, les technologies sans fil sont omniprésentes dans notre quotidien. Le nouveau standard WiMAX, de la 4^e génération, offre un niveau de performance comparable à celui des réseaux filaires et constitue une solution qui offre des débits élevés en assurant une qualité de service (QoS) satisfaisante. Cependant, avec la présence d'utilisateurs hétérogènes qui ont des caractéristiques diverses en termes de bande passante, de conditions radio et de ressources disponibles, de nouveaux défis doivent être résolus. Une nouvelle technique de transmission a été mise en évidence. Elle permet la transmission selon une architecture basée sur plusieurs antennes en émission et en réception, appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Les travaux effectués dans le cadre de cette Thèse de Doctorat s'inscrivent dans le contexte de la conception inter-couches (*CLD: Cross-Layer Design*) et l'accès multiple dans les réseaux sans fil MIMO, en particulier les réseaux d'accès WiMAX. Dans ce contexte, nous proposons deux solutions qui permettent l'adaptation et l'optimisation de ce type de réseaux combiné à un système MIMO et une modulation multi-porteuse OFDM.

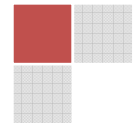
Le premier objectif est de proposer une solution basée sur le mécanisme *Cross-Layer* qui se focalise sur l'adaptation du schéma de modulation et de codage pour maximiser le débit utile sur le lien radio en fonction des conditions actuelles du canal MIMO. Ainsi, l'optimisation apportée sera appliquée aux différentes stations de base qui transmettent leur flux sur le réseau WiMAX.

Le deuxième objectif est de proposer un algorithme pratique pour les liaisons descendantes basé sur une connaissance parfaite des canaux MIMO. Pour commencer, nous considérons la question du partage optimal des sous-porteuses entre les utilisateurs d'une cellule sous la contrainte de maximiser la capacité globale du système. Nous montrons l'optimalité d'un partage orthogonal du type OFDMA assorti d'une allocation appropriée de puissance. Nous généralisons aussi l'optimalité de l'OFDMA à d'autres mesures de performance telles que les capacités proportionnelles et nous mettons l'accent sur l'équité entre les utilisateurs.

Ces travaux de recherche s'inscrivent également dans les activités de l'équipe de recherche *SIC* (Systèmes d'Information et de Communication) du laboratoire de recherche des Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (*STIC*) de l'Université de Tlemcen.

Mot clés : Cross-Layer Design, réseaux sans fil, MIMO, OFDM, WiMAX, conception inter-couche, accès multiple, débit binaire, allocation de ressources, modulation, codage.

Abstract |



Nowadays, wireless technologies are constantly present in our everyday life. Moreover, 4th generation standard, WiMAX is capable of providing the same level of performance as wired networks and a solution that provides high throughput by ensuring a satisfactory Quality of Service (QoS). However, the users' heterogeneity and diversity in terms of bandwidth, radio conditions and available resources, pose new deployment challenges. A new transmission was highlighted; this approach revolutionized the wireless transmissions. It makes it possible to transmit according to an architecture based on several transmit and receive antennas, called MIMO (Multiple Input Multiple Output).

The works done in the framework of this thesis are in the cross-layer design and multiple access in MIMO wireless context, in particular, the WiMAX access networks. In this context, we propose two solutions that enable adaptation and optimization of such networks combined with MIMO system and OFDM multi-carrier modulation. The first objective is to propose a solution based on the Cross-Layer mechanism which focuses on the modulation and coding scheme adaptation that maximizes the radio link throughput according to the current MIMO channel conditions. Thus, the optimization will be applied to different base stations that transmit their flows over WiMAX network.

The second is to propose a practical algorithm for the Downlink given perfect MIMO channel-state information. We first look for the optimal sub-carriers sharing in a single cell subject to global system capacity maximization constraint among users. We prove the optimality of an orthogonal sharing (OFDMA scheme) along with an appropriate power allocation. We generalize OFDMA optimality to other performance criteria such as the proportional capacities we focus on fairness among users.

These research works contribute also in the activities of ICS (Information and Communication Systems) research team in Systems and Technologies of Information and Communication (*STIC*) laboratory at Tlemcen University.

Keywords: Cross-Layer Design, Wireless Networks, MIMO, OFDM, WiMAX, Multiple Access, Throughput, Resources allocation, Modulation, Coding.

ملخص |

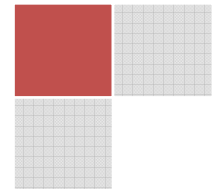
في الوقت الحاضر ، التقنيات اللاسلكية تطفئ على مجريات حياتنا اليومية. المعيار الجديد للجيل الرابع WiMAX يوفر مستوى من الأداء مماثل للشبكات السلكية ، ويعتبر بمثابة الحل الذي يوفر سرعة تدفق عالية من خلال ضمان جودة خدمة (QoS) مرضية. ومع ذلك ، مع وجود مستخدمين لديهم خصائص مختلفة من حيث عرض النطاق الترددي ، ظروف البث والموارد المتاحة ، تحديات جديدة مطروحة يجب معالجتها. تقنية إرسال جديدة تم اكتشافها تدعى MIMO ، والتي أحدثت ثورة في تقنيات الإرسال اللاسلكي ، كونها تتيح الإرسال وفقاً لبنية تعتمد على هوائيات إرسال واستقبال متعددة.

العمل الذي بين أيديكم والمتمثل في مذكرة أطروحة الدكتوراه يهتم بتصميم *cross-layer* والدخول المتعدد في الشبكات اللاسلكية MIMO ، بالأخص شبكات WiMAX. في هذا السياق ، نقترح حلين يُتبحران تكيف وتحسين هذا النوع من الشبكات وذلك بدمجها بنظامي MIMO و OFDM. الهدف الأول ، هو إقترح حل يركز على آلية *cross-layer* التي تُركز على تكيف مخطط التشكيل والترميز الذي يزيد من سرعة نقل البيانات على رابط الإرسال وفقاً للشروط الحالية لقناة MIMO. وهكذا ، سيتم تطبيق التحسين المقترح على مختلف المحطات القاعدية التي تنقل تدفقاتها على شبكة WiMAX.

والثاني هو إقترح خوارزمية عملية للوصلة الهابطة ، تعتمد على معرفة مثالية لقنوات MIMO. نعتبر في البداية مسألة التقاسم الأمثل للحيزات الترددية الجزئية بين المستخدمين لنفس الخلية ، بغية تحقيق أقصى قدرة إجمالية للنظام. حيث نبين مثالية التقاسم المتعامد OFDMA ، يرافقه التوزيع المناسب للطاقة ، كذلك نُعمم هذه المثالية على قياسات أداء أخرى ، مثل القدرات النسبية ، بالتركيز على المساواة بين المستخدمين.

كل الأعمال المذكورة تندرج في إطار نشاطات فريق البحث في أنظمة الإعلام والاتصال (SIC) التابعة لمخبر أنظمة وتكنولوجيات الإعلام والاتصال (STIC) لجامعة تلمسان.

Table des Matières |

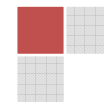


Dédicace.....	ii
Remerciement	iii
Résumé.....	iv
Abstract	v
ملخص.....	vi
Table des matières.....	vii
Liste des figures	xi
Liste des tableaux.....	xiv
 Introduction générale	 1

Chapitre | I

ÉTAT DE L'ART :

RESEAU WIMAX ET TECHNOLOGIE MIMO

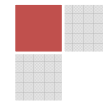


I.1 Introduction.....	7
I.2 Les réseaux sans fil.....	7
I.3 Le réseau WiMAX.....	9
I.3.1 Historique du standard IEEE 802.16	9
I.3.1.1 IEEE 802.16-2001	9
I.3.1.2 IEEE 802.16a-2003	10
I.3.1.3 IEEE 802.16c-2002	10
I.3.1.4 IEEE 802.16-2004	11
I.3.1.5 IEEE 802.16e.....	11
I.3.2 Mode de couverture avec le réseau WiMAX.....	11
I.3.2.1 La desserte avec WiMAX.....	11
I.3.2.2 La collecte avec WiMAX.....	11
I.3.3 Mode opératoire du réseau WiMAX.....	11
I.3.4 Les principaux équipements du réseau WiMAX.....	12
I.3.4.1 La station de base WiMAX	12
I.3.4.2 Les récepteurs WiMAX.....	12
I.3.5 Les couches protocolaires de la norme IEEE 802.16	13
I.3.5.1 La couche physique	14
I.3.5.2 La couche MAC.....	14
I.3.6 Le standard IEEE 802.16d.....	14
I.3.6.1 Les modes de duplexage.....	15
A. Le mode duplex TDD	16
B. Le mode duplex FDD.....	16
I.3.6.2 Modulation adaptative	16
I.4 Le canal de propagation	17
I.4.1 Propagation en espace libre	18
I.4.2 Propagation en environnement réel	19
I.4.3 Modélisation	21
I.5 Les systèmes MIMO.....	21
I.5.1 Les principes du MIMO.....	21
I.5.2 Modèle du canal MIMO	23

I.5.3	Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes.....	23
I.5.4	Capacité des canaux MIMO	25
I.5.4.1	Capacité du canal SISO	25
I.5.4.2	Capacité du canal SIMO.....	26
I.5.4.3	Capacité du canal MIMO.....	26
I.5.5	Les différentes techniques MIMO étudiées	34
I.5.5.1	Le multiplexage spatial.....	34
A.	Décodage V-BLAST.....	36
B.	Ordre, Suppression et Annulation.....	36
I.5.5.2	Codage Espace-Temps en Bloc	38
A.	Le cas MISO	38
B.	Le cas MIMO	39
I.6	Conclusion	40

Chapitre | II

SYSTÈME DE COMMUNICATIONS SANS FIL BASÉ SUR LES SPÉCIFICATIONS WIMAX MIMO-OFDM

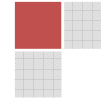


II.1	Introduction	43
II.2	Les systèmes OFDM	43
II.2.1	Génération des symboles OFDM	45
II.2.2	Préfixe cyclique	46
II.3	La couche PHY WiMAX-OFDM.....	48
II.3.1	Structure des symboles	48
II.3.2	Structure des trames	49
II.3.2.1	Lien descendant (DownLink).....	50
II.3.2.2	Lien montant (UpLink)	51
II.4	La structure du système WiMAX-MIMO-OFDM	52
II.4.1	Chaîne d'émission	54
II.4.1.1	Le codage de canal	54
II.4.1.1.1	Embrouillage	54
II.4.1.1.2	Codage correcteur d'erreurs	55
A.	Codage Reed-Solomon	55
B.	Codage Convolutif	56
II.4.1.1.3	Entrelacement.....	57
II.4.1.2	Modulation	57
II.4.1.3	Codeurs MIMO	58
II.4.1.3.1	Multiplexage spatial	58
II.4.1.3.2	Codage espace-temps en bloc	58
II.4.1.4	Génération des pilotes	59
II.4.1.5	Assemblage	59
II.4.1.6	IFFT.....	59
II.4.1.7	Insertion du Préfixe Cyclique.....	60
II.4.1.8	Génération du préambule	60
II.4.1.9	Filtrage et sur-échantillonnage	60
II.4.2	Chaîne de réception	60
II.4.2.1	Filtrage et Sous-échantillonnage	60
II.4.2.2	FFT.....	61
II.4.2.3	Désassemblage	61
II.4.2.4	Estimation de canal	61
II.4.2.5	Décodeurs MIMO	62
II.4.2.6	Démodulation.....	63
II.4.2.7	Décodage de canal.....	63
II.4.2.7.1	Désentrelacement.....	63
II.4.2.7.2	Décodage correcteur d'erreurs	63
A.	Décodage de Viterbi	63

B. Décodage de Reed-Solomon	63
II.4.2.7.3 Désembrouillage	64
II.5 Simulation du système WiMAX.....	64
II.5.1 Les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée.....	64
II.5.2 Les résultats des simulations	65
II.6 Conclusion.....	70

Chapitre | III

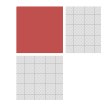
IMPLÉMENTATION ET SIMULATION D'UN SYSTÈME WIMAX INTÉGRANT LA TECHNIQUE MIMO



III.1 Introduction.....	72
III.2 Architecture du système MIMO-WiMAX	72
III.2.1 Description du système implémenté	74
III.2.2 Calcul du débit utile de données:	75
III.3 La structure du simulateur WiMOS©	78
III.3.1 Présentation du simulateur	79
III.3.2 Structure du simulateur	79
III.3.3 Installation du simulateur.....	80
III.3.4 Les interfaces utilisateur	84
III.4 Simulations et résultats.....	88
III.4.1 Techniques d'émission et nombre d'antennes	88
III.4.2 Codage de canal	90
III.4.3 Taille de constellation des modulations	91
III.4.4 Système OFDM.....	93
III.4.4.1 Nombre de sous-porteuses	93
III.4.4.2 Intervalle de garde.....	96
III.5 Modulation et codage adaptatifs	98
III.5.1 Principe de l'AMC.....	98
III.5.2 Estimation de la qualité du canal	99
III.5.3 Simulations de l'AMC	100
III.5.4 L'AMC dans le système WIMAX-MIMO-OFDM.....	102
III.6 Conclusion.....	105

Chapitre | IV

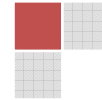
MÉCANISME DE CROSS-LAYER DESIGN ADAPTÉ POUR LES RÉSEAUX WIMAX-MIMO



IV.1 Introduction.....	108
IV.2 Motivations et objectifs.....	109
IV.3 Le Cross-Layer pour les réseaux sans fil	110
IV.3.1 Le concept du Cross-layer	110
IV.3.2 La communication dans les architectures Cross-Layer.....	111
IV.3.2.1 Communication directe entre les couches.....	112
IV.3.2.2 Communication via une base de données partagée.....	112
IV.3.3 Les approches du Cross-layer dans les réseaux sans fil.....	112
IV.4 Mécanisme Cross-Layer dans le WiMAX à base de Modulation et Cadage Adabtatifs	113
IV.4.1 L'architecture Cross-Layer proposée.....	114
IV.4.2 Le concept de l'architecture Cross-Layer proposée.....	114
IV.4.3 La fonction d'identification	115
IV.4.4 Description analytique du mécanisme proposé.....	117
IV.5 L'algorithme du mécanisme d'adaptation proposé.....	119
IV.6 Résultats de simulation	121
IV.7 Conclusion	126

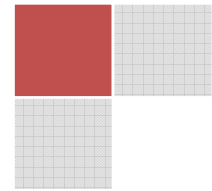
Chapitre | V

ACCÈS MULTIPLE DANS LE SYSTÈME SANS FIL WIMAX MIMO-OFDM



V.1 Introduction	129
V.2 Présentation du système	129
V.3 Techniques d'accès multiple utilisant l'OFDM	131
V.3.1 L'accès multiple OFDM-TDMA	131
V.3.2 L'accès multiple OFDM-FDMA (OFDMA).....	132
V.3.2.1 L'accès multiple Bloc FDMA.....	132
V.3.2.2 L'accès multiple FDMA-Entrelacé.....	133
V.3.2.3 L'accès multiple OFDMA Adaptative	133
V.3.3 L'accès multiple CDMA-OFDM	134
V.3.4 Choix de la technique d'accès multiple.....	135
V.4 Accès multiple MIMO-OFDMA.....	135
V.4.1 Etat de l'art sur l'allocation de ressources en OFDMA	135
V.4.2 Contexte de notre contribution.....	136
V.5 Modèle du système MIMO-OFDMA et hypothèses	136
V.6 Algorithme d'allocation de ressources proposé	140
V.6.1 Étape 1 - Nombre des sous-porteuses par utilisateur	140
V.6.2 Étape 2 - l'affectation des sous-porteuse	141
V.6.3 Étape 3 - Allocation de puissance entre les utilisateurs	143
V.7 Résultats de simulation.....	143
V.7.1 Premier scénario.....	144
V.7.2 Deuxième scénario	147
V.8 Conclusion.....	150
Conclusion générale et perspectives	151
Bibliographie.....	155

Liste des Figures |



Chapitre | I

Figure I.1	: Exemple d'architecture de réseaux sans fil	8
Figure I.2	: Classification des réseaux sans fil	9
Figure I.3	: Structure en couche de la norme IEEE 802.16	13
Figure I.4	: Applications fixes du WiMAX (IEEE 802.16d)	15
Figure I.5	: Représentation fréquentielle et temporelle des différents modes de duplexage	16
Figure I.6	: Utilisation de la modulation adaptative	17
Figure I.7	: Propagation en espace libre	18
Figure I.8	: Système de communication avec un canal à bruit additif	18
Figure I.9	: Atténuation en espace libre	19
Figure I.10	: Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion	20
Figure I.11	: Système de communication avec un canal réel	20
Figure I.12	: Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO	22
Figure I.13	: Système MIMO	23
Figure I.14	: Capacités de systèmes SIMO et MIMO par rapport au canal SISO	28
Figure I.15	: La capacité de Shannon d'un canal SISO comparée à la capacité ergodique d'un canal MIMO d'évanouissement de Rayleigh à $N_T = N_R = 4$	32
Figure I.16	: Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh pour un nombre d'antennes émettrices et réceptrices égal ($N_T = N_R$)	32
Figure I.17	: Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre d'antennes émettrices pour 4 récepteurs ($N_R = 4$)	33
Figure I.18	: Capacité théorique des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre de récepteurs pour un nombre d'antennes émettrices donné ($N_T = 4$)	34
Figure I.19	: Codage V-BLAST avec $N_T = N_R = 3$ pour l'amélioration triple de l'efficacité spectrale.	35
Figure I.20	: Division en sous-trames et codage de chaque sous-trame	35
Figure I.21	: Structure d'un mot de code du code V-BLAST	36
Figure I.22	: Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti	38
Figure I.23	: Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti	40

Chapitre | II

Figure II.1	: Spectres de quatre porteuses orthogonales	44
Figure II.2	: Schéma de principe du modulateur OFDM	45
Figure II.3	: Principe du préfixe cyclique	47
Figure II.4	: Schéma d'un système OFDM	47
Figure II.5	: Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM	49
Figure II.6	: Structure d'une trame TDD	49
Figure II.7	: Structure temporelle du préambule relatif à la voie descendante	50
Figure II.8	: Structure des trames OFDM en mode TDD	51

Figure II.9 : Structure temporelle du préambule relatif à la voie montante	51
Figure II.10 : Chaîne de communications numériques (émission-réception) basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16 (Configuration MIMO)	53
Figure II.11 : Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d	54
Figure II.12 : Principe de l'embrouilleur	54
Figure II.13 : Principe du code de Reed-Solomon	55
Figure II.14 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon	56
Figure II.15 : Principe du codeur Convolutif de taux 1/2	56
Figure II.16 : Constellations des modulations BPSK, QPSK 16QAM et 64QAM	58
Figure II.17 : Générateur PRBS de la séquence pilote	59
Figure II.18 : Les types d'arrangement des porteuses pilotes dans un symbole OFDM	62
Figure II.19 : Le décodage de canal	63
Figure II.20 : Performances du système SISO pour différents types de modulations	65
Figure II.21 : Comparaison des performances du système SISO pour différents types de modulations sans et avec codage (FEC = 1/2)	66
Figure II.22 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, MISO et MIMO (cas STBC)	67
Figure II.23 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, MISO et MIMO (cas SM)	67
Figure II.24 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, STBC 2x2 et SM 2x2	68
Figure II.25 : Comparaison des performances du système STBC 2x2 pour différents types de modulations et de codage	69
Figure II.26 : Comparaison des performances du système SM 2x2 pour différents types de modulations et de codage	69

Chapitre | III

Figure III.1 : Schéma-bloc du simulateur WiMOS©	74
Figure III.2 : Le fichier d'installation de WiMOS©	80
Figure III.3 : Lancement du programme d'installation	80
Figure III.4 : Information sur le simulateur WiMOS©	81
Figure III.5 : L'accord de licence du simulateur WiMOS©	81
Figure III.6 : Choix du répertoire d'installation	82
Figure III.7 : Démarrer l'installation du simulateur	82
Figure III.8 : Installation en cours	83
Figure III.9 : Installation terminée	83
Figure III.10 : Raccourci (icône) du simulateur WiMOS©	84
Figure III.11 : Logo et fenêtre d'accueil du simulateur WiMOS©	84
Figure III.12 : Interface principale du simulateur WiMOS© (a, b, c)	86
Figure III.13 : Exemple d'exécution de simulateur WiMOS©	87
Figure III.14 : Quelques fenêtres 'Error Dialog' du programme défensif	88
Figure III.15 : Débit utile en fonction de SNR pour différentes techniques d'émission et différents nombre d'antennes	89
Figure III.16 : Performances du code convolutif pour différents taux de code pour le STBC 2x2	90
Figure III.17 : Performances du code convolutif pour différents taux de code pour le SM 2x2	91
Figure III.18 : Influence de la taille des constellations sur le débit du système STBC 2x2	92
Figure III.19 : Influence de la taille des constellations sur le débit du système SM 2x2	92
Figure III.20 : Influence du nombre de sous-porteuses OFDM sur le débit du système STBC 2x2	94
Figure III.21 : Influence du nombre de sous-porteuses OFDM sur le débit du système SM 2x2	94

Figure III.22 : Influence de la taille du FFT et la bande passante sur le débit du système STBC 2x2.....	95
Figure III.23 : Influence de la taille du FFT et la bande passante sur le débit du système SM 2x2.....	96
Figure III.24 : Influence l'intervalle de garde sur le débit du système STBC 2x2.	97
Figure III.25 : Influence l'intervalle de garde sur le débit du système SM 2x2.....	97
Figure III.26 : Débit en fonction du SNR pour la Modulation et le Codage statiques.	101
Figure III.27 : Débit en fonction du SNR pour la Modulation et le Codage Adaptatifs (AMC).....	102
Figure III.28 : Débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.....	103
Figure III.29 : Débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.....	104
Figure III.30 : BER du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.....	105

Chapitre | IV

Figure IV.1 : Les modèles de communication Cross-layer	111
Figure IV.2 : Les approches du Cross-layer.....	112
Figure IV.3 : L'architecture Cross-Layer proposée pour le système MIMO-WiMAX.....	114
Figure IV.4 : Principe d'encapsulation de PDU et de SDU	116
Figure IV.5 : L'algorithme du mécanisme d'adaptation proposé.....	119
Figure IV.6 : Débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour les deux mécanismes de l'AMC (défaut et proposé).....	122
Figure IV.7 : Gain en débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR.	123
Figure IV.8 : Débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR pour les deux mécanismes de l'AMC (défaut et proposé).....	124
Figure IV.9 : Gain en débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR.	125
Figure IV.10 : Débit utile en fonction du SNR (point de commutation entre STBC 2x2 et SM2x2).....	125

Chapitre | V

Figure V.1 : Accès multiple (Multi-utilisateurs OFDM).	130
Figure V.2 : Symboles OFDM	130
Figure V.3 : Accès multiple OFDM-TDMA.....	131
Figure V.4 : Accès multiple : Bloc FDMA	132
Figure V.5 : Accès multiple : FDMA-Entrelacé	133
Figure V.6 : Accès multiple OFDMA.....	134
Figure V.7 : Schéma bloc de la liaison descendante MIMO-OFDMA	137
Figure V.8 : Capacité totale en fonction du nombre d'utilisateurs (de 2 à 8).	144
Figure V.9 : Les capacités individuelles pour chaque utilisateur (de 2 à 8).....	145
Figure V.10 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 1.	146
Figure V.11 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 2.	146
Figure V.12 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 3.	147
Figure V.13 : Capacité totale en fonction du nombre d'utilisateurs (de 2 à 16).	148
Figure V.14 : Les capacités individuelles pour chaque utilisateur (de 2 à 16).....	149
Figure V.15 : La répartition des capacités normalisées entre 16 utilisateurs pour différentes contraintes.....	149

Liste des Tableaux |

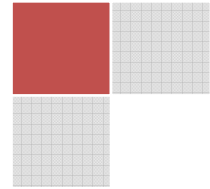
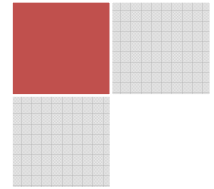


Tableau II.1 : Récapitulatif des principales caractéristiques de la couche PHY	51
Tableau II.2 : Les schémas de modulation et de codage dans la norme IEEE 802.16d	57
Tableau III.1 : Modes physiques du standard IEEE 802.16 (pour $N_{\text{FFT}}=256$).....	76
Tableau III.2 : Paramètres des symboles OFDM pour le WiMAX fixe et OFDMA pour le WiMAX Mobile.....	77
Tableau III.3 : Paramètres par défaut du simulateur	86
Tableau III.4 : Evolution de la bande passante en fonction de la taille de la FFT	95
Tableau III.5 : Schémas de modulation et de codage (MCS).....	99
Tableau III.6 : Partitionnement du SNR en fonction des MCS.....	104
Tableau IV.1 : Les différents taux des schémas de modulation/codage.....	119
Tableau IV.2 : Paramètres de simulation	121

Introduction Générale |



Ces dernières années ont connu un essor sans précédent dans les nouvelles technologies de communications grâce notamment à la démocratisation de l'accès à Internet. Ce dernier est devenu vital, aussi nécessaire que l'eau et l'électricité. Dans ce contexte, l'utilisateur a pu bénéficier de l'accroissement du nombre et du type de terminaux et exige à présent que ses services soient accessibles n'importe où et n'importe quand. Les progrès technologiques dans le domaine des communications sans fil ont permis de faire face à l'explosion de la demande d'accès au haut débit et notamment dans les situations de mobilité. Ces évolutions sont liées à l'apparition et au développement de nombreux services comme la voix sur IP, la visioconférence, la vidéo à la demande et d'autres applications multimédia gourmandes en termes de débit. Actuellement, un des enjeux dans le monde des télécommunications est de savoir si les réseaux, capables de satisfaire ces exigences, se feront sur des bases filaires, sans-fil ou mixtes ? En effet, les réseaux filaires sont plus fiables alors que la transmission d'informations sans fil est plus susceptible d'être affectée par de nombreux facteurs extérieurs. En même temps, le déploiement d'une liaison sans fil ne nécessite pas de travaux de génie civil et leurs zones de couverture ne sont pas liées à la proximité d'un répartiteur.

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

La technique MIMO est l'une des techniques innovantes permettant d'augmenter le débit ou la robustesse du lien, apparue depuis quelques années. Elle repose sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Elle permet l'amélioration des débits ou de la robustesse sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées. Les performances de ces systèmes sont largement dépendantes des propriétés du canal de propagation et ils ont d'abord été mis en œuvre pour des applications "*Indoor*". La connaissance et la modélisation du canal de propagation

MIMO deviennent alors des étapes indispensables lors de l'analyse des performances d'une chaîne de transmission MIMO pour des applications "Outdoor" en mobilité. De plus, le choix des traitements adaptés à ces canaux devient une nécessité.

Cependant, l'évolution des réseaux d'accès sans fils, tel WiMAX et l'augmentation des flux de données en utilisant la technique MIMO ont dévoilé rapidement les limites de l'architecture en couches protocolaires de ce type de réseaux. Afin, de permettre à cette architecture d'intégrer d'une manière transparente ces évolutions, des mécanismes d'adaptation, de correction d'erreur, de retransmission ont été ajoutés, en respectant toujours l'isolation des couches. Cette isolation stipule qu'un mécanisme mis en œuvre sur une couche particulière est destiné uniquement à améliorer les performances sur cette couche sans aucune considération pour les autres. Ceci a engendré plusieurs effets négatifs comme la redondance des mécanismes, l'annulation d'un mécanisme sur une couche sous-jacente et même parfois la contradiction entre deux mécanismes présents sur deux couches. Pour faire face à tous ces effets négatifs, nous avons assisté récemment à l'apparition du concept *Cross-layer* qui autorise une communication et une collaboration inter-couches pour améliorer les performances de transmission. Le *Cross-layer* permet d'outrepasser l'isolation des couches qui représente un inconvénient pour la transmission de flux multimédia et les transmissions sans fil.

Dans la pratique, la station de base WiMAX, pour une liaison descendante, transmet vers plusieurs utilisateurs en même temps en se partageant les différentes ressources (sous-porteuses, puissance, ...). De ce fait, la modulation OFDM sert aussi comme une technique d'accès multiples appelée OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). En effet, l'allocation de ressources doit gérer l'accès aux ressources radio des différents utilisateurs, en fonction de leurs demandes de qualité de service et de l'état du canal. Lorsqu'on cherche à réaliser un bon algorithme d'accès multiples, on peut penser à l'équité entre les utilisateurs qui consiste à attribuer aux utilisateurs une quantité égale de ressources. Etant donnée la disparité des conditions radio des utilisateurs, l'équité en bande (sous-porteuses) ne garantit rien aux utilisateurs en terme de débit. Il est peut être plus intéressant, pour les utilisateurs, de réaliser une équité en débit. Les utilisateurs peuvent ainsi espérer des débits similaires indépendamment de leurs conditions radio. Par ailleurs la gestion de l'accès multiple et celle des antennes MIMO restent complètement découplées.

Objectifs et contributions |

L'évolution rapide des systèmes de transmission sans fil, ainsi que la demande croissante en terme de débit et de ressources, nécessitent une analyse judicieuse afin de proposer d'autres algorithmes et d'autres techniques alternatives plus robustes et qui garantissent, au système étudié, une bonne performance, meilleure gestion des ressources disponibles tout en assurant une transmission fiable.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés, dans la première partie, à l'évaluation de la chaîne de transmission numérique par l'exploitation des techniques multi-antennes MIMO et la modulation multi-porteuses OFDM dans le contexte des réseaux sans fil WiMAX. L'objectif était de développer un simulateur à l'aide de Matlab© modélisant le système WiMAX-MIMO-OFDM et qui consiste à évaluer les performances de ce système et à définir ses éventuelles limitations en termes de débit binaire.

En effet, les conditions physiques et radio d'un terminal WiMAX dépendent de plusieurs paramètres tels que son emplacement par rapport à la BS (Base Station), ses capacités radios, la bande passante maximale qu'elle peut atteindre, l'état actuel de son canal radio, etc. La diversité des profils des stations présente une forte contrainte pour un flux de données ayant des besoins strictes en QoS (débit de transmission, délai de bout-en-bout, gigue et taux de perte). Ainsi, dans la deuxième partie, nous visons à mettre en œuvre des solutions qui répondront à cette problématique en proposant des mécanismes d'adaptation et d'optimisation, basés sur une architecture Cross-Layer afin de maximiser la qualité de service perçue par l'utilisateur final et d'augmenter la capacité globale du réseau. Le but était de proposer un algorithme permettant de mettre en place des interactions coordonnées entre la couche réseau et les couches basses représentant la couche MAC/PHY de la norme IEEE 802.16 (WiMAX) intégrant la technique MIMO. Cet algorithme considère un nouveau mécanisme de décision du schéma de modulation/codage pour maximiser le débit utile des stations mobiles et améliorer l'efficacité de transmission.

Actuellement les systèmes sans fil, comme le WiMAX, sont à très large-bande. Ils autorisent l'accès simultané de multiples utilisateurs à de très hauts débits utilisateurs et à des services très variés (son, image, multimédia, etc.). Le développement de tels systèmes de communication est actuellement limité par les contraintes de capacité de ces systèmes. En effet, l'augmentation du nombre d'accès simultanés génère de l'interférence qui dégrade la qualité de la communication. Pour augmenter la capacité des systèmes cellulaires, la troisième partie de nos travaux de recherche s'intéresse à l'allocation de ressources des réseaux WiMAX dans le contexte MIMO utilisant l'OFDMA. L'objectif visé est la proposition de techniques d'accès multiples permettant d'optimiser au mieux le compromis équité entre les utilisateurs/débit (capacité) global dans un cadre mono-cellulaire (avec utilisation maximale du spectre) et prise en compte d'éventuelles contraintes de la QoS.

Les contributions de nos travaux à ces objectifs sont multiples, Les apports peuvent se décliner en trois parties:

- ~ La mise en place d'un simulateur, à l'aide de logiciel Matlab©, modélisant le système WiMAX-MIMO-OFDM étudié. Ce simulateur, nommé WiMOS, installable sous Windows, est développé sans avoir recours aux fonctions prédéfinies sur Matlab afin d'obtenir un outil souple et évolutif.

- ~ Proposition d'un algorithme basé sur le mécanisme du *Cross-Layer* où il s'agit d'adapter le schéma de la modulation et de codage qui maximise le débit utile et l'efficacité de transmission sur un lien radio, et qui est en mesure de s'adapter efficacement aux conditions variables et réelles du canal.
- ~ Proposition d'un algorithme d'allocation dynamique des ressources dans le contexte d'accès multiples MIMO-OFDMA, afin d'assurer un compromis équité/capacité (débit) des utilisateurs. Notre contribution consiste à séparer l'attribution des sous-porteuses et l'allocation de puissance pour simplifier le problème d'allocation des ressources, tout en divisant les utilisateurs en deux groupes.

Organisation de la thèse |

Afin de détailler d'avantage les concepts, les problématiques et les solutions envisagées, cette Thèse est organisée en cinq chapitres:

Chapitre I : Etat de l'Art ; Réseaux WiMAX et technologie MIMO. Ce chapitre présente une vue d'ensemble sur les réseaux sans fil, en plus particulier, la technologie WiMAX qui fait l'objet de ces travaux de thèse. Puis les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rappelées. Nous enchaînons, ensuite, par une présentation de la technique MIMO permettant d'améliorer les performances de la liaison et d'étendre la portabilité de ces réseaux, ainsi que les différents systèmes de transmission en diversité spatiale. Suite à cette présentation, nous introduisons la capacité d'un canal MIMO en considérant la configuration de connaissance de l'état du canal à l'émetteur.

Chapitre II : Système de communications sans fil basé sur les spécifications WiMAX MIMO-OFDM. Dans ce chapitre, nous présentons la modulation OFDM qui se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal propagé. Ensuite, les spécifications de la couche PHY relative à la norme IEEE 802.16d sont étudiées. Cela permet de définir et de comprendre l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système WiMAX-MIMO-OFDM. Nous procédons de la sorte dans le but d'obtenir, au final, un système souple, évolutif et modulable. Les blocs constituant la chaîne d'émission-réception sont donc choisis pour garantir de bonnes performances avec une complexité moindre.

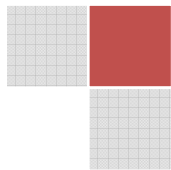
Chapitre III : Implémentation et simulation d'un système WiMAX intégrant la technique MIMO. Ce chapitre s'intéresse à la mise en place, la caractérisation et la modélisation du système WiMAX-MIMO-OFDM à travers une plateforme logicielle développée sous l'environnement Matlab®. Cette caractérisation consiste à évaluer les performances de ce système et de définir ses éventuelles

limitations en termes de débit binaire. Nous avons pu vérifier le potentiel de chaque bloc, plus particulièrement pour les deux schémas STBC et SM. Par la suite, nous avons introduit la technique de modulation et de codage adaptatifs (AMC).

Chapitre IV : Mécanisme de Cross-Layer Design adapté pour les réseaux WiMAX-MIMO. Dans ce chapitre, nous proposons une architecture *Cross-Layer*, nommée CLD, permettant d'adapter le système aux différentes conditions du canal MIMO. Au début, nous introduisons le concept *Cross-layer* et ces différentes architectures et approches dans les réseaux sans fil. Ensuite, nous proposons un modèle mathématique du mécanisme proposé. Ceci nous servira de base à la définition de notre nouveau algorithme de l'architecture *Cross-Layer*, basé sur un moteur de décision d'auto-apprentissage qui définit une fonction d'identification dynamique permettant aux stations mobiles, en considérant le *SNR* courant et le taux d'erreur de paquet (*PER*), de sélectionner le schéma de modulation/codage offrant le meilleur débit utile.

Chapitre V : Accès multiple dans le système sans fil WiMAX MIMO-OFDM. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'allocation de ressources des réseaux WiMAX dans le contexte MIMO utilisant l'OFDMA. Pour cela, nous discutons les différentes techniques d'accès multiple utilisant l'OFDM, Par la suite, nous orientons vers l'accès multiple OFDMA combiné la technologie MIMO, un état de l'art sur l'allocation de ressources en OFDMA et un bref aperçu sur notre contribution est présenté. Nous décrivons également le modèle du système MIMO-OFDMA et les hypothèses de recherche. Ensuite, un algorithme d'allocation des ressources est proposé afin d'assurer un compromis équité/capacité (débit) des utilisateurs. Les étapes recommandées par l'algorithme proposé, sont également détaillés avant d'entamer la partie simulation.

Enfin, une conclusion et des orientations pour des travaux futurs sont établies à la fin de cette Thèse.



Chapitre | I

ETAT DE L'ART :
RÉSEAU WiMAX ET TECHNOLOGIE MIMO

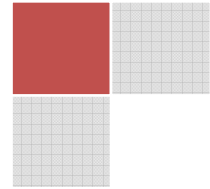
SOMMAIRE

- I.1 - Introduction
 - I.2 - Les réseaux sans fil
 - I.3 - Le réseau WiMAX
 - I.4 - Le canal de propagation
 - I.5 - Les systèmes MIMO
 - I.6 - Conclusion
-

"Le peu que je sais c'est à mon ignorance que je le dois"

Sacha Guitry.

Chapitre | I



ÉTAT DE L'ART: RÉSEAU WiMAX ET TECHNOLOGIE MIMO

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous commençons par dresser un état de l'art des réseaux sans fil existants, et en plus le réseau WiMAX auquel est dédié ce travail de thèse. Le fonctionnement de ces réseaux peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils sont déployés. Cela est dû aux différents phénomènes physiques que subit l'information lors de son passage par le canal de propagation. Il est donc nécessaire de rappeler ces phénomènes pour mieux comprendre leurs impacts sur la qualité de liaison. Nous enchaînons, ensuite, par une présentation de la technique MIMO (Multiple Input-Multiple Output) qui permet d'améliorer les performances de la liaison et d'étendre la portabilité des réseaux sans fil. Les aspects de la théorie de l'information, nécessaires à la compréhension des systèmes MIMO, sont présentés. Ils débutent par une description générale du système MIMO et les différents systèmes de transmission en diversité spatiale. Après avoir rappelé quelques notions de base de la théorie de l'information, la seconde partie étudie la capacité d'un canal MIMO en considérant la configuration de connaissance de l'état du canal à l'émetteur. Exploitant ces résultats, la dernière partie relate quelques résultats de simulation.

I.2 Les réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un réseau dans lequel deux terminaux ou plus peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu.

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories différentes selon la taille de la zone géographique à couvrir [2]. On distingue les réseaux personnels sans fil (**WPAN**), les réseaux locaux sans fil (**WLAN**), les réseaux métropolitains sans fil (**WMAN**) et les réseaux étendus sans fil (**WWAN**) (figure I.1). Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Dans l'intention de toujours offrir au client une large gamme de services tout en garantissant un débit et une qualité de service meilleurs, les constructeurs cherchent à proposer des terminaux mobiles intégrant différents standards et capables de gérer cette cohabitation.

Dans la catégorie WPAN (Wireless Personal Area Networks), on retrouve les réseaux sans fil à l'échelle humaine dont la portée maximale est limitée à quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur (bureaux, salles de conférence...). On y trouve les standards tels que le Bluetooth [3], ZigBee et HomeRF [4]. Les WLAN (Wireless Local Area Networks) constituent la catégorie des réseaux locaux sans fil dont la portée va jusqu'à 500 m, pour des applications couvrant un campus, un bâtiment, un aéroport, un hôpital, etc. On y trouve les standards tels que le WiFi (Wireless Fidelity) [5, 6] et les HiperLAN. Les WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks), plus connus sous le nom de Boucle Locale Radio (BLR), utilisent le même matériel que celui constituant un WLAN mais avec une couverture plus grande (de la taille d'une ville) avec une portée pouvant aller jusqu'à 50 Km. C'est dans cette catégorie que l'on classe Le LMDS [7, 8], le HiperMAN [9] et le WiMAX [10, 11]. La catégorie de réseaux cellulaires mobiles WWAN (Wireless Wide Area Networks) [12] dont la zone de couverture est très large, à l'échelle mondiale. Dans cette catégorie, on peut citer le GSM et ses évolutions (GPRS, EDGE), l'UMTS et le LTE. La figure I.2 décrit une classification des réseaux sans fil en fonction du rayon de la zone de couverture.

Notre thème de recherche exploite le réseau WiMAX, nous présentons une étude détaillée dans les paragraphes suivants.

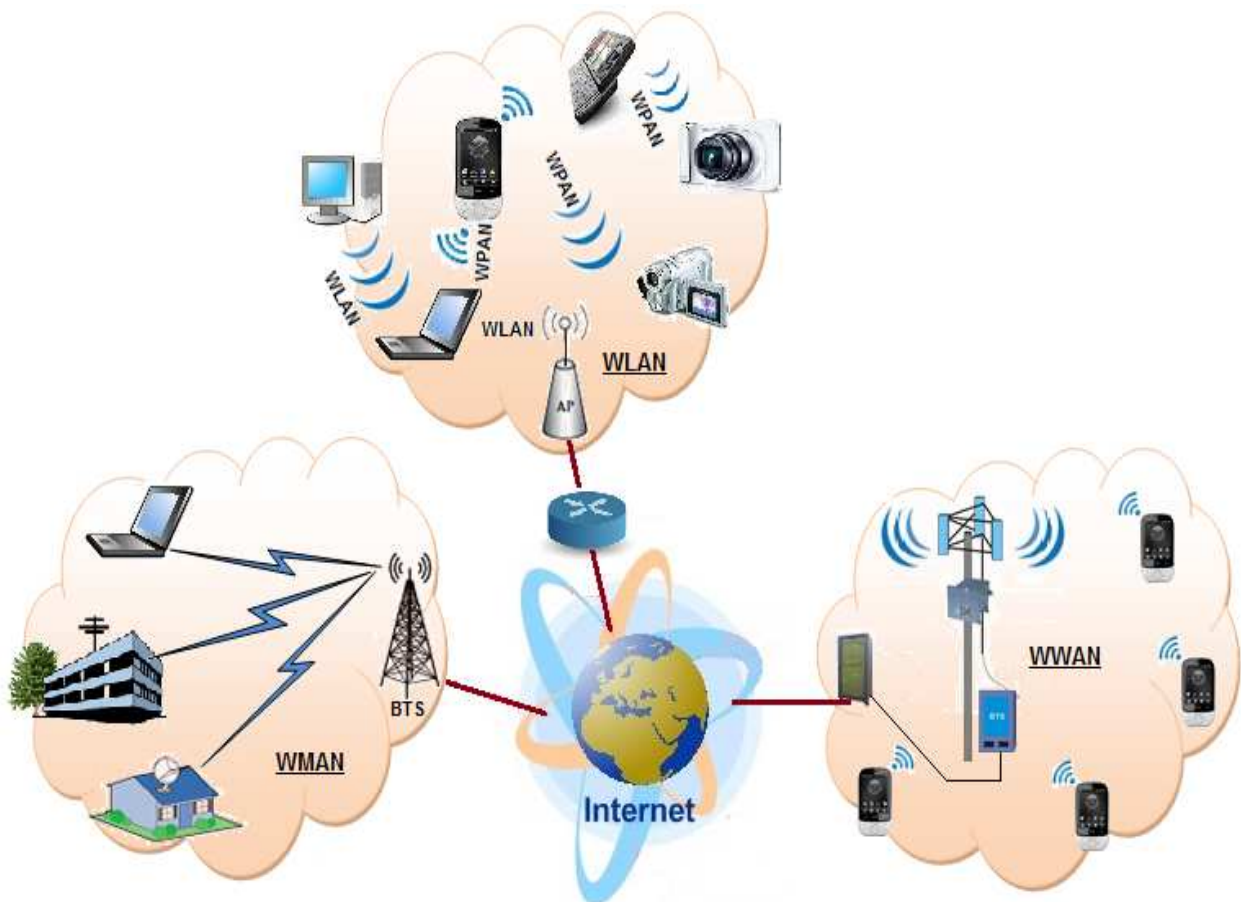


Figure I.1 : Exemple d'architecture de réseaux sans fil.

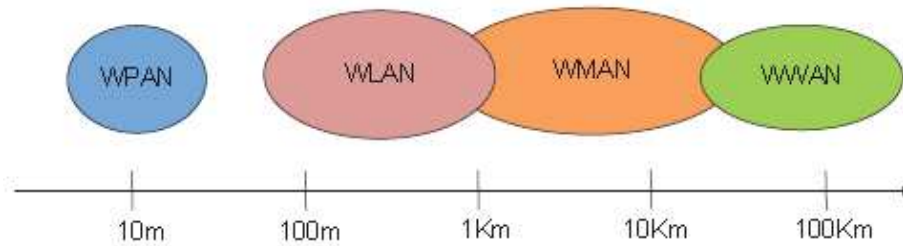


Figure I.2 : Classification des réseaux sans fil en fonction du rayon de la zone de couverture

I.3 Le réseau WiMAX

Comme l'est le WiFi pour la norme IEEE 802.11, Le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [10] est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.16. Le standard 802.16a validé fin 2002 permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 11 GHz avec un débit maximum de 70Mbits/s sur une portée de 50 km. En pratique, cela permet d'atteindre 12Mbits/s sur une portée de 20 km.

Dans la suite, nous présentons, d'une manière globale, les différentes normes WiMAX. Ensuite nous présentons, de manière plus détaillée, les spécifications de la norme WiMAX Standard IEEE 802.16-2004 [11]. Les paramètres importants régissant le fonctionnement du WiMAX seront détaillés dans le second chapitre.

Le standard IEEE 802.16 contient les spécifications relatives à la couche Physique (PHY) (transmission des données) ainsi qu'à la couche MAC (le contrôle d'accès au support) pour les communications sans fil à haut débit de type WMAN [13]. Pour promouvoir ce standard, les sociétés Intel et Alvarion, en 2002, sont à l'origine d'une association appelée «WiMAX Forum». Ce groupement compte aujourd'hui une centaine de membres. En plus de la promotion de cette technologie, le but de cette association est de faciliter la certification des équipements, afin de garantir leur compatibilité.

La première version du standard, IEEE 802.16-2001, a vu le jour en Décembre 2001. Elle a ensuite subi plusieurs modifications pour l'adapter aux nouvelles fonctionnalités et services apparues. La version IEEE 802.16-2004 (appelé aussi IEEE 802.16d), a été approuvée en Septembre 2004 et réunie toutes les spécifications existantes dans les versions précédentes du standard [11].

L'évolution du standard IEEE 802.16 est décrite dans les paragraphes suivants.

I.3.1 Historique du standard IEEE 802.16

I.3.1.1 IEEE 802.16-2001

Cette première version du standard définit un ensemble de caractéristiques relatives aux couches PHY et MAC dans le but de mettre en place des réseaux d'accès fixes à haut débit. Ces réseaux ont soit une

topologie point-à-point (PTP pour Point-to-Point) ou point-à-multipoint (PTM pour Point-to-Multipoint) [14]. Au niveau de la couche physique, une modulation mono porteuse est utilisée sur la bande de fréquence de 10 à 66 GHz.

Les modulations utilisées, la durée ainsi que les moments où une émission de l'information doit avoir lieu sont gérés par la station de base (BS: Base Station). Ces paramètres sont, également, partagés avec tous les nœuds du réseau sous forme de liaisons montantes et descendantes. Les abonnés doivent pouvoir communiquer seulement avec la BS avec laquelle ils sont connectés et non avec les autres nœuds du réseau. Les stations clientes (SS: Subscriber Station) ont la capacité de négocier l'allocation de la bande utile du signal selon un principe dit Burst-à-Burst, garantissant une certaine flexibilité.

Les modulations disponibles dans cette version sont la QPSK, 16-QAM et 64-QAM. En fonction de la qualité du lien établi entre la BS et la SS, le type de modulation peut changer d'une trame à une autre et même d'une SS à une autre. Les techniques de duplexage supportées sont le duplexage temporel (TDD: Time Division Duplexing) et le duplexage fréquentiel (FDD: Frequency Division Duplexing). Il faut noter que cette norme est valable seulement pour les communications en milieu extérieur et dans le cas d'une liaison en vue directe (LOS: Line Of Sight).

I.3.1.2 IEEE 802.16a-2003

Cette version est l'amélioration de la norme IEEE 802.16-2001, elle permet d'augmenter la capacité de la couche MAC à gérer plusieurs paramètres au niveau de la couche physique. Elle a été approuvée en Janvier 2003 par le groupe de travail IEEE 802.16. Cette version rallonge la bande de travail au niveau de la couche physique pour inclure la bande de fréquences de 2 à 11GHz. Cela permet d'accroître la largeur de la bande et donc la couverture du réseau. Ainsi, l'information atteint des récepteurs se trouvant même à des endroits sans visibilité directe (NLOS: No Line Of Sight) avec la BS. Ces liaisons NLOS donnent naissance à des phénomènes d'interférences, dus à la propagation multi-trajets, qui viennent perturber le signal comme nous l'avons détaillé en I.3. Des techniques de gestion de puissance et d'utilisation d'antennes intelligentes sont prévues pour lutter contre ces interférences. L'utilisation d'une modulation multiporteuses (OFDM) a été, également, considérée comme une alternative à la modulation monoporteuse.

La sécurité des systèmes a été améliorée en rendant l'application de plusieurs techniques de sécurisation obligatoire alors qu'elle était facultative dans le cas de la norme IEEE 802.16-2001.

I.3.1.3 IEEE 802.16c-2002

En Décembre 2002, la version IEEE 802.16c a été certifiée. Dans cette version, des profils de système travaillant sur la bande 10 à 66 GHz ont été ajoutés et plusieurs erreurs de l'ancienne version rectifiées.

I.3.1.4 IEEE 802.16-2004

L'ensemble de toutes les rectifications apportées aux normes IEEE 802.16-2001, 802.16a-2003 et 802.16c-2002 ont été regroupées pour créer la norme IEEE 802.16-2004. Au début, cette version a été annoncée comme une révision des anciennes normes et a été baptisée 802.16REVd, mais elle a été rapidement changée en version complète avec la qualification 802.16-2004 (ou 802.16d).

I.3.1.5 IEEE 802.16e

Cette version offre la possibilité de se connecter en haut débit en situation de mobilité (à moins de 120 Km/h) et intègre en plus les caractéristiques de la norme IEEE 802.16d (compatibilité). Elle est appelée WiMAX mobile.

I.3.2 Mode de couverture avec le réseau WiMAX

Le WiMAX est une technologie WMAN de connexion haut débit à large bande, conçu pour les utilisateurs fixes, nomades (portables) et mobiles. Il a deux modes de fonctionnement: la desserte et la collecte.

I.3.2.1 La desserte avec WiMAX

Le but de la desserte est de relier le client final à un réseau donné afin qu'il puisse accéder à Internet et/ou aux autres services. Pour cela, le client doit posséder un récepteur WiMAX et se trouver dans le champ d'action d'un émetteur WiMAX. La transmission entre le client et son hot spot WiMAX est dite en «non ligne de vue» (NLoS), c'est-à-dire que le client ne se trouve pas en vue directe avec l'antenne émettrice. En effet, les bâtiments et la végétation en ville forcent le signal à être détourné grâce à l'utilisation de la modulation de fréquence OFDM. C'est à ce niveau de desserte que se joue l'avenir du WiMAX mobile.

I.3.2.2 La collecte avec WiMAX

Dans un réseau WiMAX, la collecte consiste à relier les points d'accès assurant ainsi la connexion avec Internet. On appelle ce mécanisme le backhauling de hot spots. Contrairement à la desserte, la collecte se fait en "ligne de vue" (LOS), grâce à des émetteurs WiMAX placés suffisamment haut. L'avantage du WiMAX réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Il ne faudra que deux antennes pour relier deux réseaux distants, là où il aurait fallu des kilomètres de fibre optique en filaire.

I.3.3 Mode opératoire du réseau WiMAX

Le réseau WiMAX comprend des cellules, d'une taille pratique de 3 à 5 km en ville et 10 km à la campagne, munies des stations de base (BS) comme pour les réseaux de mobiles (GSM) et qui

transmettent en mode point à multipoint vers les équipements terminaux des utilisateurs (Subscriber Station (SS) ou Customer Premise Equipment (CPE)).

Dans chaque cellule du réseau WiMAX, la BS fonctionne en point à multipoint avec les CPE qu'elle dessert en utilisant le mode infrastructure comme au sein d'une cellule WiFi. La différence entre WiMAX et WiFi est que les CPE WiMAX ne peuvent pas fonctionner en topologie ad-hoc comme peuvent le faire les cartes réseaux WiFi.

Par contre, les différentes BS du réseau WiMAX fonctionnent en topologie maillée entre elles. Ce réseau maillé est auto configuré, auto structuré et auto réparant. En effet il fournit un routage intelligent à travers le réseau pour trouver une connexion vers Internet. Si un ou plusieurs nœuds tombent en panne (problèmes électriques, intempéries, etc.), le réseau s'ajustera automatiquement afin de faire suivre le signal par un chemin différent.

I.3.4 Les principaux équipements du réseau WiMAX

Depuis le cœur du réseau et en descendant vers l'utilisateur, on trouve les éléments suivants:

- Une liaison à très haut débit, par fibre optique ou faisceau hertzien, alimentant l'émetteur WiMAX.
- Station de base (BS), constituée d'une antenne et d'un matériel radio contenant le dispositif électronique.
- Entre l'antenne et l'utilisateur, plusieurs kilomètres de transmission sans fil.
- Chez l'abonné, une antenne WiMAX assure la liaison entre l'émetteur de la zone et l'équipement connecté (ordinateur ou autre).

I.3.4.1 La station de base WiMAX

La station de base WiMAX est constituée d'une armoire ou boîtier contenant les cartes ou modules électroniques qui exécutent les fonctions radio, réseau et sécurité; et d'une ou plusieurs antennes. Les stations de base sont généralement installées sur des pylônes, châteaux d'eau, tours hertziennes, ou toit des immeubles.

I.3.4.2 Les récepteurs WiMAX

A la différence des réseaux mobiles où tous les terminaux ont des antennes omnidirectionnelles, les réseaux WiMAX combinent des équipements indoor et des équipements outdoor à antennes souvent directionnelles. Les unités indoor présentent un gain d'antenne plus faible afin de réduire la taille de l'équipement et les coûts, ce qui aboutit à une diminution du gain du système de 6 dB.

Les récepteurs WiMAX (CPE) sont de trois types principaux :

- Les points d'accès WiMAX que l'on utilise généralement avec des antennes réceptrices placées sur le toit en mode fixe.
- Les puces électroniques à intégrer dans les PDA et autres petits terminaux pour le WiMAX mobile.
- Les cartes NIC WiMAX de type PCMCIA contenant une antenne intégrée et que l'on branche directement sur le terminal de l'utilisateur.

I.3.5 Les couches protocolaires de la norme IEEE 802.16

La norme IEEE 802.16 est basée sur une architecture en deux couches [11, 14] (figure I.3):

- La couche 1 du modèle OSI ou couche physique, qui a pour fonction la transmission et le traitement physique de l'information;
- La sous couche MAC (Medium Access Control) appartenant à la couche 2 du modèle OSI ou couche liaison de données, qui s'occupe du transfert en bloc des données de signalisation.

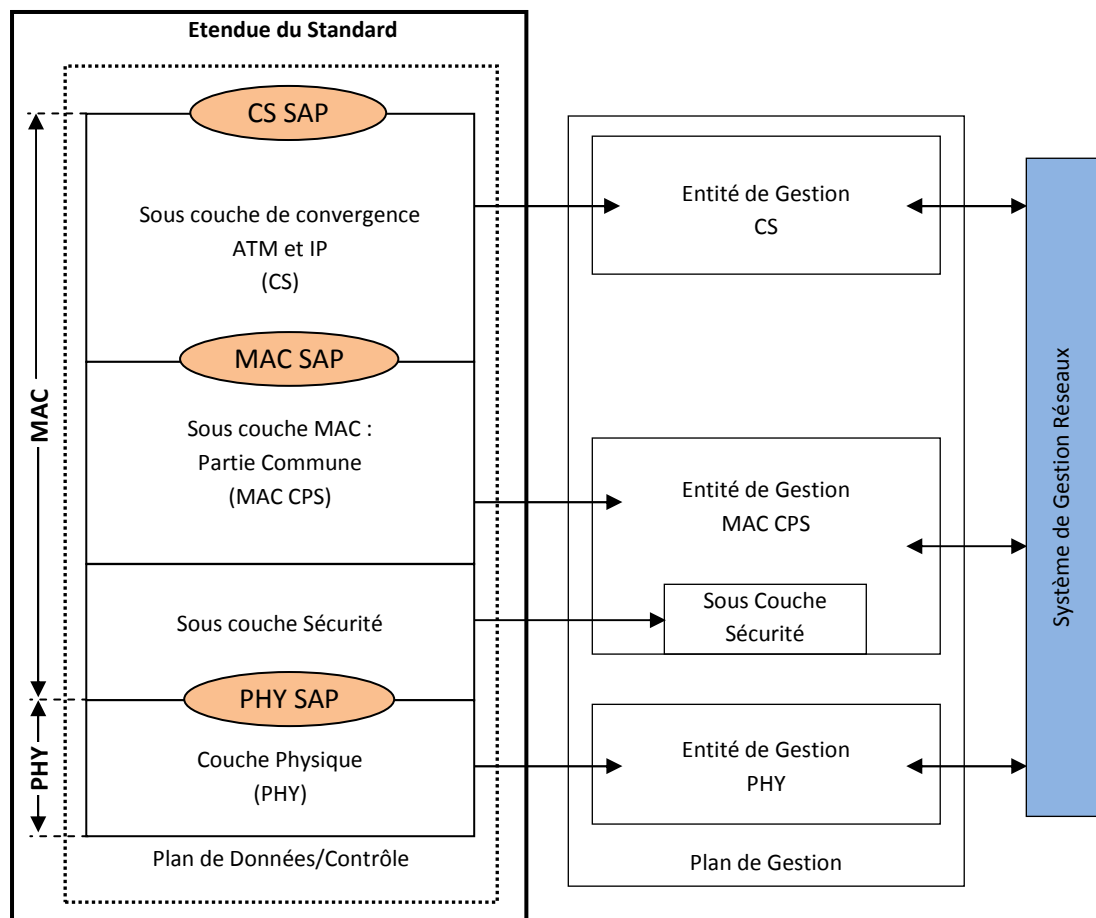


Figure I.3 : Structure en couche de la norme IEEE 802.16.

I.3.5.1 La couche physique

Elle est caractérisée par l'utilisation du multiplexage par répartition en fréquence sur des porteuses orthogonales (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing), la technique de multiplexage qui consiste à subdiviser la bande de transmission en N sous canaux, conduisant à une augmentation de la durée symbole. Cela revient à dire, qu'un flux de données à transmettre est divisé en plusieurs sous flux de données parallèles, qui seront modulés et transmis sur des sous bandes orthogonales différentes. Plus spécifiquement, le second chapitre identifie les éléments de la couche physique qui nous intéressent, à savoir, la technique OFDM, la modulation M-QAM, le codage et les techniques d'émission MIMO.

I.3.5.2 La couche MAC

La couche MAC (Media Access Control) assure le contrôle et la gestion des ressources du canal radio, la gestion des trames de données (fragmentation des paquets descendants et assemblage des trames montantes) et celle d'erreurs de transmission ; est séparée en trois sous-couches :

- La sous-couche spécifique de convergence de services (SSCS) ;
- La sous-couche commune (Common Part Sublayer : CPS) ;
- La sous-couche de protection (Privacy Sub-layer : PS).

Dans le paragraphe suivant, nous accordons plus d'intérêt à la norme IEEE 802.16d qui fera l'objet de travail du deuxième chapitre.

I.3.6 Le standard IEEE 802.16d

La version 802.16d définit une couche MAC commune et 5 couches physiques, chacune étant spécifique à une bande de fréquence ou à un type d'application. Les 5 couches physiques sont nommées WirelessMan-SC, WirelessMan-SCa, WirelessMan-OFDM, WirelessMan-OFDMA et WirelessMan-Human. Afin de garantir une certaine compatibilité entre les équipements, le consortium WiMAX Forum 2 préconise des profils à utiliser. Le consortium préconise l'utilisation de l'interface WirelessMan-OFDM pour les applications fixes et nomades et l'interface WirelessMan-OFDMA pour les applications mobiles. Chacun de ces profils supporte le mode de duplexage temporel (TDD) et fréquentiel (FDD).

Les industriels favorisent le mode TDD, qui est plus simple à mettre en œuvre (utilisation d'une seule fréquence pour l'émission et la réception), et qui permet d'utiliser la réciprocité du canal pour les systèmes intelligents. La norme prévoit également l'utilisation de systèmes multi-antennaires (MIMO, AAS (Adaptative Antennas System)).

La norme 802.16d est prévue pour assurer des liaisons fixes. En effet, les liaisons sont de type "Extérieur" et s'établissent soit entre deux stations de base, ou entre une station de base et un abonné avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne TV (figure I.4).

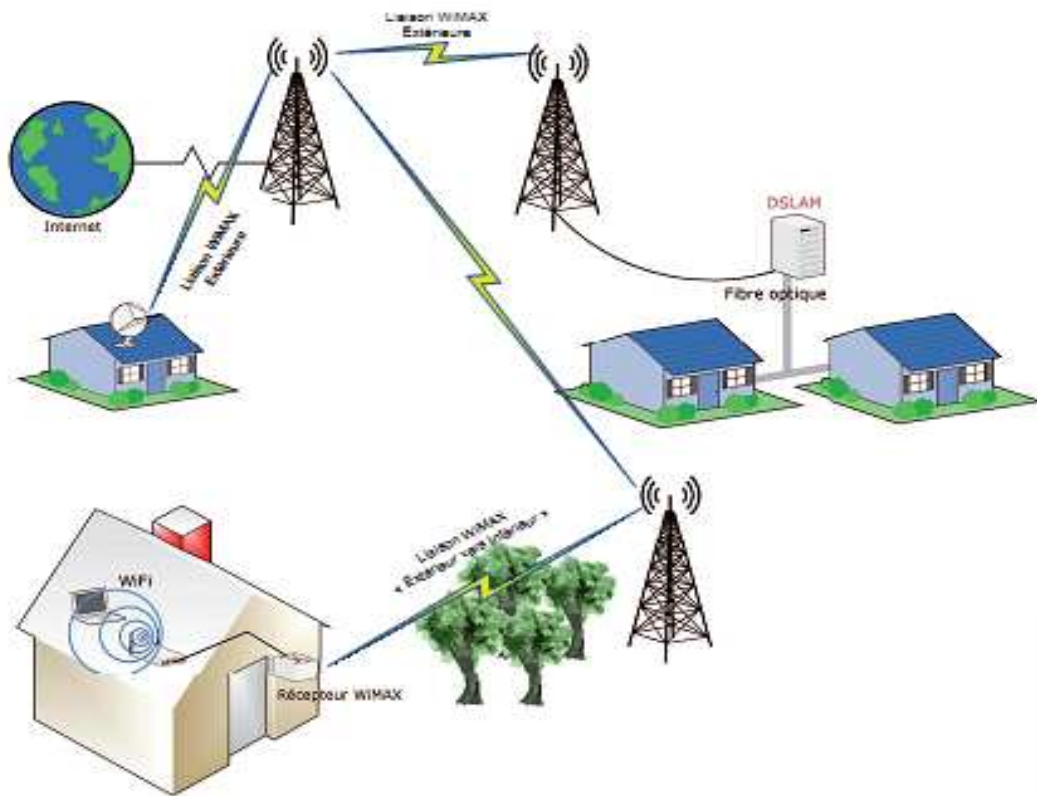


Figure I.4 : Applications fixes du WiMAX (IEEE 802.16d)

Le fait que les connexions soient possibles en NLOS a ouvert la voie vers un autre type de liaison à savoir “Extérieur vers Intérieur”. Le but étant d’utiliser des terminaux d’intérieur, d’installation facile par l’utilisateur final car ne nécessitant pas l’installation d’antennes extérieures. Le problème majeur qui se pose dans cet environnement est la difficulté de pénétration des signaux à l’intérieur des bâtiments. En effet, lors du franchissement du bâtiment, le niveau du signal RF chute brusquement. La portée de ce signal est, ainsi, considérablement limitée.

I.3.6.1 Les modes de duplexage

La transmission de signaux WiMAX se fait sous forme de trames. La trame est un arrangement bien structuré des informations à transmettre. Elle comporte deux sous-ensembles, un pour la liaison descendante (DL) entre la station de base (BS) et la station cliente (SS) et un pour la liaison montante (UL). Pour les différentes interfaces air définies par la norme, deux modes de duplexage sont possibles, soit temporel (TDD), soit fréquentiel (FDD) (figure I.5). Le mode TDD est néanmoins préféré au mode FDD pour les raisons suivantes :

- la conception de la tête RF est plus simple (seulement un circuit avec un commutateur),
- il est possible d’estimer le canal par réciprocité pour permettre une adaptation plus aisée de la liaison aux techniques de systèmes à antennes intelligentes,
- la gestion du spectre fréquentiel est meilleure,
- l’allocation dynamique des ressources de la voie descendante (DL) et montante (UL), le trafic peut devenir plus facilement asymétrique (adaptation en fonction du trafic).

Concernant le duplex fréquentiel, deux modes sont possibles : le “*full duplex*”, ou le “*half duplex*”, noté HFDD. Dans ce dernier cas, l'équipement client (CPE: Customer Premised Equipment) ne peut pas émettre et recevoir en même temps.

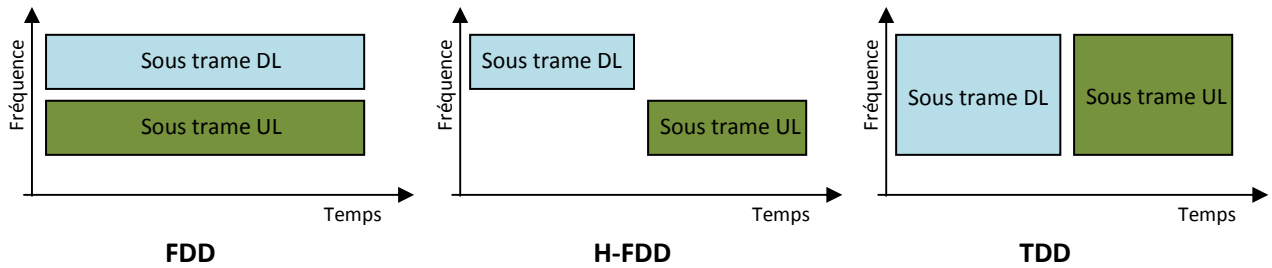


Figure I.5 : Représentation fréquentielle et temporelle des différents modes de duplexage

A. Le mode duplex TDD

En mode TDD, la trame est séparée en deux sous-trames successives, la première pour le lien descendant et la seconde pour la voie montante. La durée totale d'une trame est constante et est comprise entre 2 et 20 ms (la durée est fixée par l'opérateur lors de la mise en place du réseau). Cependant le ratio entre la partie descendante et montante est adaptatif en fonction du trafic sur le réseau. Ce partage de la trame entre les deux voies est paramétré au niveau des couches réseaux.

Des temps de transitions sont nécessaires entre les changements d'états (montant et descendant) pour permettre aux équipements de passer du mode d'émission au mode de réception et inversement. Ces temps sont appelés respectivement TTG (Transmit Transition Gap) et RTG (Receive Transition Gap) et ne sont pas forcément de durée égale.

B. Le mode duplex FDD

En mode FDD, les liens DL et UL utilisent un canal fréquentiel différent. La durée de la trame est fixe et les voies UL et DL utilisent la durée totale de la trame. Comme dans le cas du mode TDD des bursts sont alloués à chacune des SS pour structurer la trame. Certaines stations clientes ne fonctionnent pas en mode FDD classique, mais utilisent le mode HFDD.

Les équipements fonctionnant avec ce mode ne peuvent pas émettre et recevoir simultanément. Dans ce cas l'allocation de bande passante de la voie montante pour un terminal particulier ne pourra pas lui être attribuée en même temps qu'il reçoit des données. De plus il faut considérer le temps de transition nécessaire à celui-ci pour passer du mode réception au mode émission (SSRTG) et inversement (SSTTG).

I.3.6.2 Modulation adaptative

Les bits de données à transmettre sont préalablement codés puis modulés sous forme de symboles utiles. Ces symboles sont ensuite transmis sur une ou plusieurs porteuses RF. La modulation utilisée pour former ces symboles utiles est adaptative en fonction de la qualité du lien radio afin de garantir un Taux

d'Erreurs Binaires (TEB) minimum. Ainsi les bursts attribués à chacune des stations clientes utiliseront une modulation différente suivant leur position par rapport à la station de base, le type de modulation est précisé dans le profil du burst. Ce profil est établi par la BS en accord avec la qualité du signal reçu par les SS (information donnée par le *CINR*).

La qualité du lien est définie par le *CINR* (Carrier-to-Interference-and-Noise-Ratio), et les changements d'état se font par des seuils préalablement fixes. Plus la qualité du lien sera bonne plus le nombre de bits utilisés par symboles augmentera.

L'utilisation de la modulation adaptative (figure I.6) permet à un système sans fil de choisir la modulation d'ordre le plus élevé selon les conditions du canal. On peut voir une évaluation générale des conditions du canal requis pour différentes techniques de modulation. A mesure que l'on augmente la portée, on dégrade vers le bas aux modulations inférieures (c-à-d, BPSK), mais en tant que tu es dans un environnement indoor étroit tu peux utiliser des modulations d'ordre plus supérieur comme la QAM pour augmenter le débit. En outre, la modulation adaptative permet au système d'éliminer l'interférence d'évanouissement et autres.

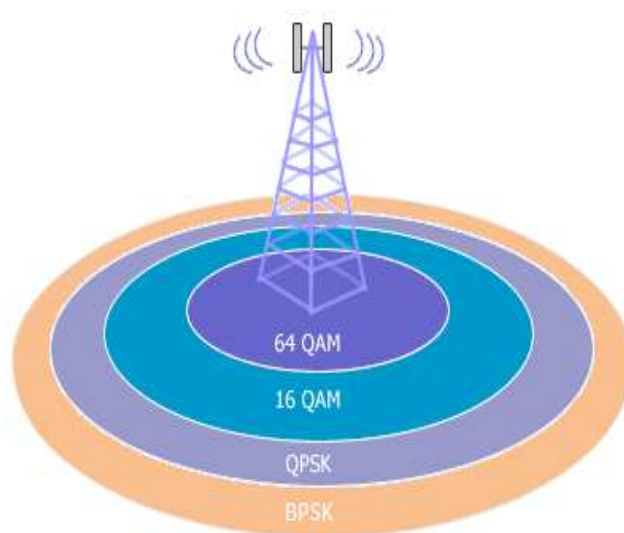


Figure I.6 : Utilisation de la modulation adaptative

I.4 Le canal de propagation

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fil : L'émetteur, le récepteur et le support de propagation de l'onde électromagnétique. Ce support est désigné par le terme "Canal de Propagation". Ce canal peut être présenté sous la forme d'un ensemble de phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [15].

I.4.1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur (figure I.7). Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en vue directe ou LOS (Line Of Sight).

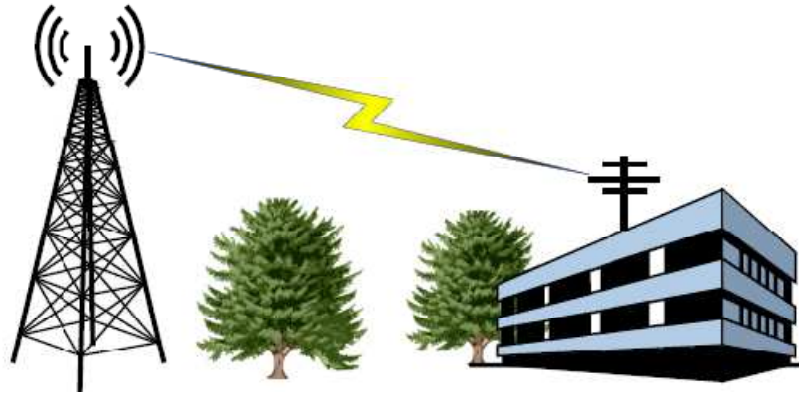


Figure I.7 : Propagation en espace libre

Un système de communication respectant ces spécifications peut être schématisé comme le montre la figure I.8. A la réception, la puissance du signal subit une atténuation A inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur. D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{Watt}) \quad (\text{I. 1})$$

où G_e et G_r sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dBi, d est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et λ est la longueur d'onde en mètre.

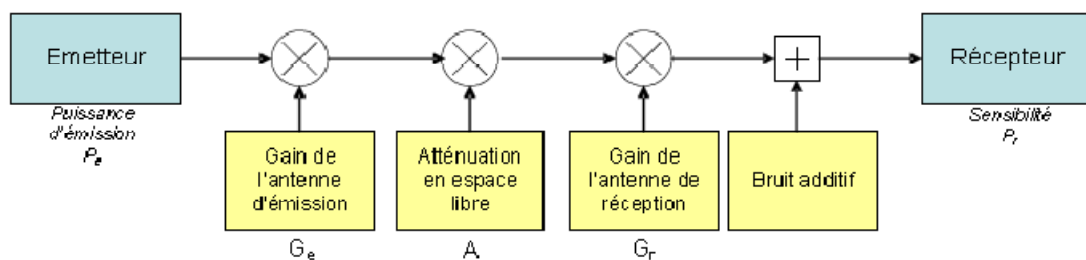


Figure I.8 : Système de communication avec un canal à bruit additif

L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance P_e du signal émis et la puissance P_r du signal reçu s'écrit :

$$A = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} \quad (\text{dB}) \quad (\text{I. 2})$$

λ est reliée à la fréquence de travail f_p par la relation suivante : $\lambda = \frac{c}{f_p}$ avec c célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$). En considérant les gains des antennes d'émission et de réception fixés à 0 dB , des

courbes d'atténuation en espace libre en fonction de d à différentes fréquences, sont illustrées sur la figure I.9.

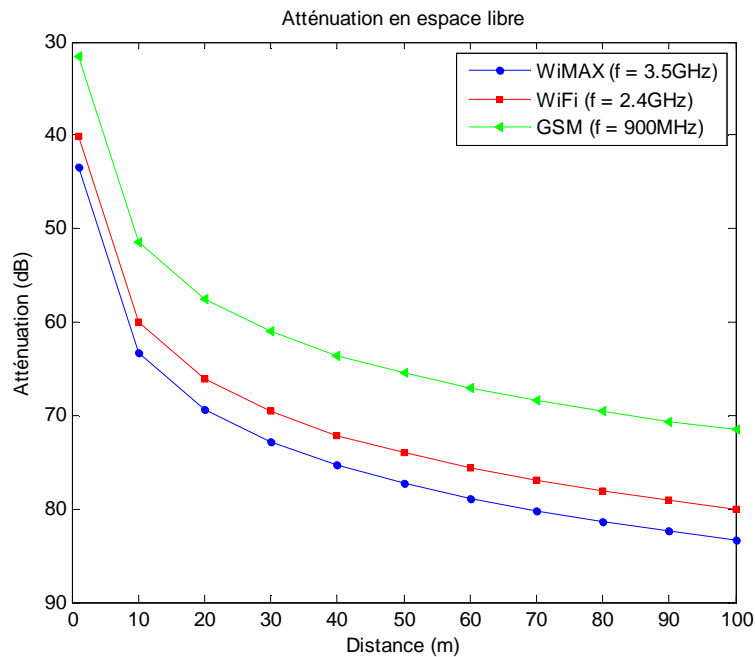


Figure I.9 : Atténuation en espace libre

1.4.2 Propagation en environnement réel

La propagation en espace libre n'est pas toujours rencontrée dans les situations réelles. Généralement, le signal transmis par une source se propage dans l'espace en suivant plusieurs chemins radios, avant d'être reçu par le destinataire. Ce type de propagation est appelé NLOS (Non Line Of Sight) si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Si une visibilité directe existe entre ces derniers, les propagations LOS et NLOS peuvent coexister (figure 1.10). En fonction de la nature de l'environnement de propagation et de la taille des obstacles, il est sujet à l'influence de divers phénomènes physique [16, 17, 18, 19] à savoir :

- La **réflexion** et la **transmission** qui se produisent sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réflexion décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi. Si la surface est totalement lisse, ou du moins que les irrégularités sont de dimension négligeable par rapport à la longueur d'onde.
- La **diffraction** qui se produit sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. On peut citer, par exemple, la diffraction par dessus les toits ou sur les coins des bâtiments. La diffraction permet d'éclairer des zones qui seraient considérées comme zones d'ombre par l'optique géométrique. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande. Beaucoup d'études sur les pertes

de puissance dans le contexte radiomobile se font à partir de modèles prenant en compte la diffraction.

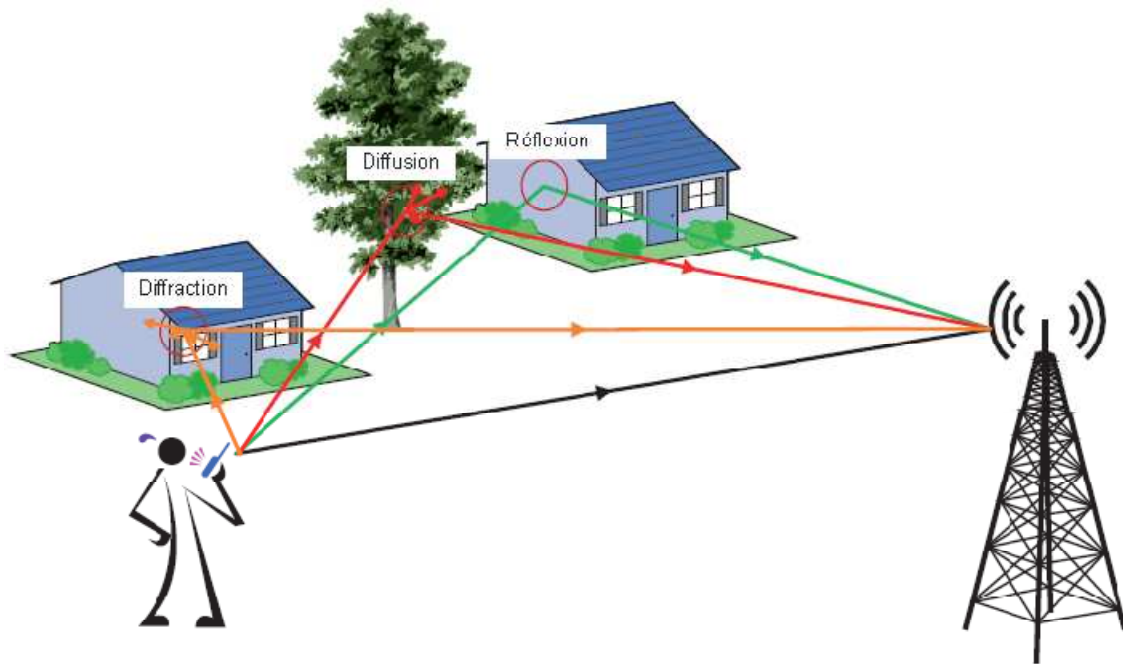


Figure I.10 : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion

- La **diffusion** peut se produire quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane et lisse. C'est le cas des couches ionisées, de la surface du sol dans les régions vallonnées (pour les longueurs d'ondes les plus grandes) ou de la surface des obstacles (falaises, forêts, constructions...) pour les ondes ultracourtes (au-dessus de quelques centaines de mégahertz).

Au niveau de la réception, les trajets arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépend de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total.

Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation en environnement réel comme le montre la figure I.11.

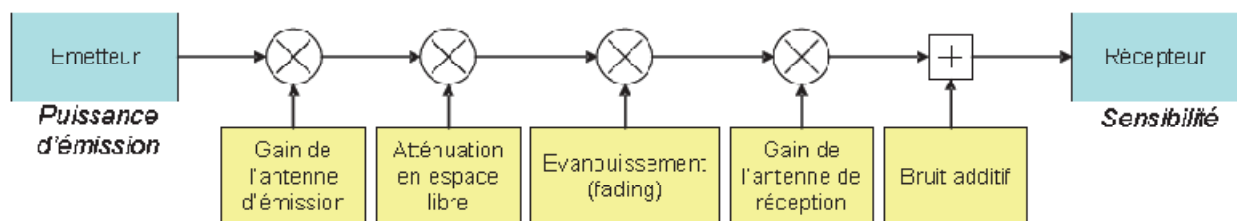


Figure I.11 : Système de communication avec un canal réel.

I.4.3 Modélisation

Soit un canal radio mobile caractérisé par L trajets et par des retards associés à ces trajets. On peut donc considérer ce canal comme un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui est une fonction du temps et des retards des trajets.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_T} \alpha_i(t) e^{-j(2\pi f_c \tau_i(t))} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (I.3)$$

avec $\alpha_i(t)$ et $\tau_i(t)$ sont respectivement l'amplitude complexe et le retard du nième trajet à l'instant t .

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante :

- Distorsion d'amplitude par l'évanouissement
- Décalage en fréquence par effet Doppler
- Distorsion de phase par l'étalement des retards

I.5 Les systèmes MIMO

Les techniques MIMO sont apparues dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [20]. Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur.

La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande alloué au signal ni sa puissance d'émission.

De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité. Concrètement, plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Cela a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (en anglais Signal to Noise Ratio (SNR)) et donc du taux d'erreurs binaires [20, 21].

I.5.1 Les principes du MIMO

Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels. Contrairement aux

systèmes classiques, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les technique de :

- Diversité d'espace : Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne
- Diversité fréquentielle : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Il faut toutefois faire attention à la largeur de bande cohérente et à l'étendue fréquentielle due aux multi-trajets et aux distances à franchir par la transmission.
- Diversité temporelle : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse.

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output) [22] (figure I.12).

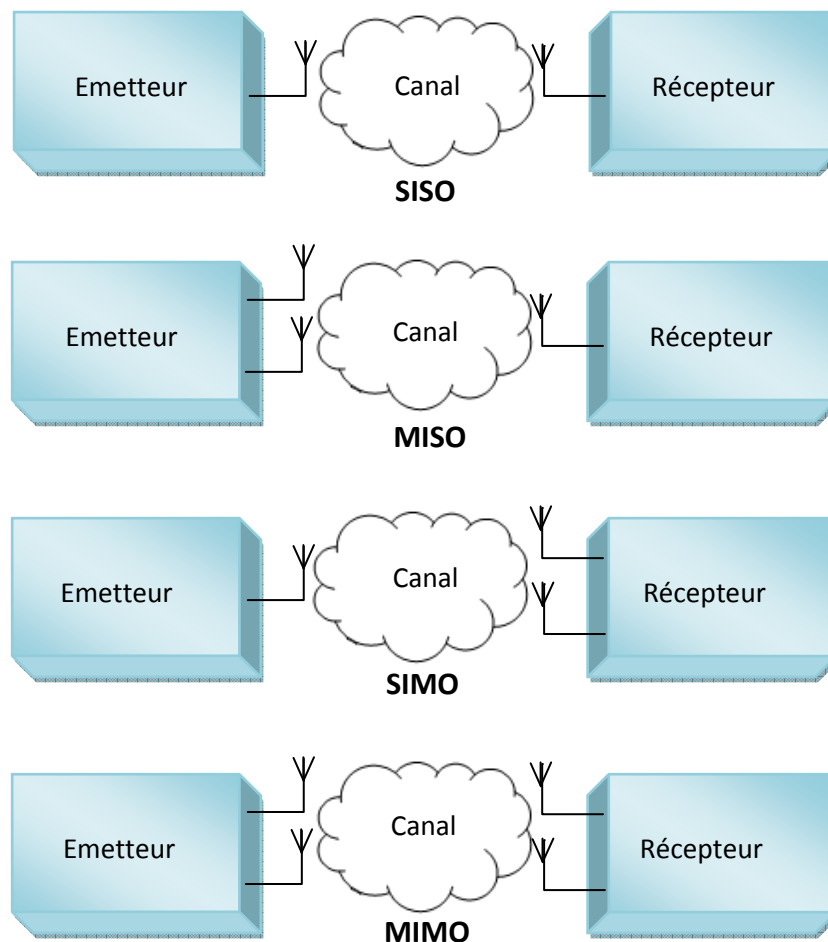


Figure I.12 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO

I.5.2 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO (figure I.13) composé de N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception. L'information est émise par les N_T antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception.

A la réception on détecte un signal $y(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ qui s'écrit :

$$y(t) = Hx(t) + b(t) \quad (\text{I.4})$$

avec $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ la matrice du canal, $x(t) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ le signal émis et $b(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ un bruit blanc additif gaussien.

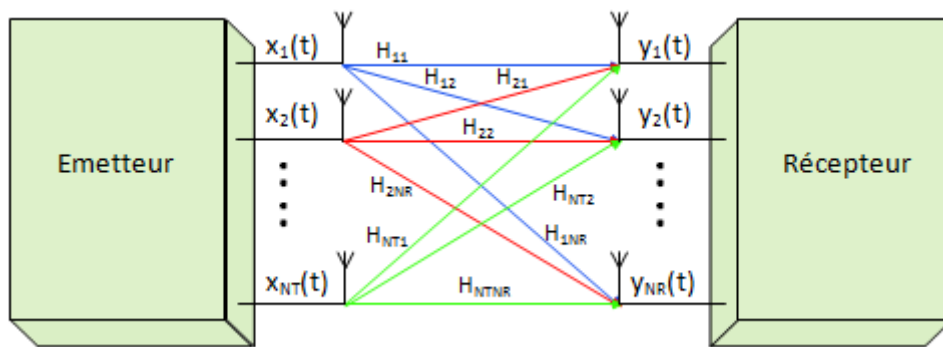


Figure I.13 : Système MIMO

Les équations (I.5) et (I.6) comportent l'écriture matricielle des éléments composant ce système.

$$\begin{aligned} x(t) &= [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_{N_T}(t)] \\ y(t) &= [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_{N_R}(t)] \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

avec $x_i(t)$ et $y_j(t)$ représentent, respectivement, le signal relatif à la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et celui relatif à la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception.

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1} & H_{N_R2} & \cdots & H_{N_R N_T} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

avec H_{ij} le coefficient complexe du canal entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

I.5.3 Intérêt de la transmission sur plusieurs antennes

Lors de transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée « capacité de Shannon ».

Pour un lien simple, c'est-à-dire une antenne à l'émission et une autre à la réception, la capacité maximale du canal est donnée par :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad (I.7)$$

avec P est la puissance du signal utile en Watt, N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit calculée en W/Hz et W est la bande passante donnée en Hz.

Pour rendre la capacité indépendante de la bande passante du canal W , la notation d'efficacité spectrale η a été définie, qui est le rapport entre la capacité du canal et la bande passante :

$$\eta = \frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (I.8)$$

Physiquement cela se traduit par la quantité d'information que l'on peut envoyer par chaque Hertz de bande passante. Autrement dit, l'efficacité spectrale renseigne sur la limite à laquelle on peut exploiter la bande passante disponible.

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information à envoyer nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable.

L'équation (I.8) montre que l'augmentation de la puissance du signal émis se traduit par une augmentation logarithmique de l'efficacité spectrale. À titre d'exemple, si on veut gagner 1 bps/Hz, on doit doubler la puissance de l'émetteur. Si on veut passer de 1 bps/Hz à 10 bps/Hz, on doit multiplier la puissance de l'émetteur par 1000. Ce qui n'est pas toujours possible.

En mode de transmission MISO, une superposition du signal transmis simultanément par les N_T antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole de densité d'énergie E_s/N_T , autrement dit, la puissance émise est divisée sur le nombre d'antennes, telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_T} P_i \quad (I.9)$$

avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_T \times P_i$. C'est une technique qui permet une augmentation logarithmique de la capacité du canal avec le nombre d'antennes N_T avec la formule suivante [23]:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_T \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (I.10)$$

L'équation (I.10) s'écrit de la même façon que l'équation (I.7), mais l'intérêt de cette technique réside dans le fait que dans les multitrajets, la probabilité d'évanouissement dans N_T antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

Autrement dit, avec une seule antenne émettrice, si le canal introduit un fort évanouissement, tout le signal émis sera affecté, alors qu'avec N_T antennes, même si le canal introduit un fort évanouissement, ce dernier a peu de chances d'affecter tous les trajets émis.

Dans le mode SIMO, qui consiste à déployer plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal à bruit résultant est la somme des rapports signaux à bruits de chacune des branches du récepteur [24, 25].

La diversité de réception est une solution qui améliore la capacité (ou le débit). En effet, dans ce cas, la capacité est :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_R \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (\text{I.11})$$

La capacité est améliorée, seulement la propagation de celle-ci reste logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

I.5.4 Capacité des canaux MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, dont nous ne présentons ici que le minimum pour montrer l'intérêt des transmissions MIMO. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_T antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de la puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance $P_i = P / N_T$) [23, 25, 26].

Pour les formules de capacité les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice et est notée σ_R^2 .
- P_T est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute l'énergie E_s (donc un canal SIMO).
- Le rapport signal sur bruit moyen (RSB) sur chaque antenne de réception est $\rho = P_T / \sigma_R^2$, et est indépendant de N_T .

I.5.4.1 Capacité du canal SISO

La capacité (moyenne) ergodique d'un canal aléatoire avec $N_T = N_R = 1$ antenne et une contrainte de puissance moyenne transmetteur P_T peut être exprimée comme [26] :

$$C = \varepsilon \left\{ \max_{p(x): P \leq P_T} I(x, y) \right\} \quad (\text{I.12})$$

là où P est la puissance moyenne d'un mot de code de canal simple transmis sur le canal et $\varepsilon\{\cdot\}$ dénote l'espérance sur toutes les réalisations de canal. Comparé à la définition en équation I.8, la capacité du canal est maintenant définie comme le maximum d'information réciproque entre l'entrée et la sortie sur toutes les distributions statistiques sur l'entrée qui satisfont la contrainte de puissance. Si chaque symbole de canal à l'émetteur est dénoté par x , la contrainte moyenne de puissance peut être exprimée par [27] :

$$P = \varepsilon\{|x^2|\} \leq P_T \quad (I.13)$$

Utilisant (I.12), la capacité (moyenne) ergodique d'un système SISO ($N_T=N_R=1$) avec un gain complexe aléatoire H_{ij} de canal est donné par [26] :

$$C = \varepsilon\{\log_2(1 + \rho \cdot |H_{11}|^2)\} \quad (I.14)$$

là où ρ est le rapport signal sur bruit (RSB) moyen à la branche de récepteur. Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \rho \cdot |H_{11}|^2$. Lorsque le RSB est élevé, un gain de 3 dB sur ρ ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

Si $|H_{11}|$ est Rayleigh, $|H_{11}|^2$ suit une distribution chi-carré avec deux degrés de liberté [26]. L'équation (I.14) peut alors être écrite comme suit :

$$C = \varepsilon\{\log_2(1 + \rho \cdot \chi_2^2)\} \quad (I.15)$$

là où χ_2^2 est une variable aléatoire distribuée chi-carré avec deux degrés de liberté.

I.5.4.2 Capacité du canal SIMO

Un canal SIMO est un système multi-antennes conventionnel réalisant, par exemple, de la formation de voie conventionnelle en réception. Sa capacité est donnée par :

$$C = \log_2\left(1 + \rho_R N_R^2 |H_{1j}|^2\right) \text{ bps/Hz} \quad (I.16)$$

Sa capacité augmente en fonction du logarithme de $1 + \rho_R N_R^2 |H_{1j}|^2$, soit un peu moins lentement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

I.5.4.3 Capacité du canal MIMO

La capacité d'un canal aléatoire MIMO avec la contrainte de puissance P_T peut être exprimée par l'expression suivante:

$$C = \varepsilon\left\{\max_{p(x): \text{trace}(\Phi) \leq P_T} I(x, y)\right\} \quad (I.17)$$

avec $\Phi = \varepsilon\{xx^*\}$ est la matrice de covariance du vecteur de signal transmis x . La puissance totale transmise est limitée à P_T , indépendamment du nombre des antennes de transmission. En utilisant (I.4) et le rapport entre l'information et l'entropie mutuelles, (I.17) peut être exprimée comme suit pour une matrice de canal H donnée :

$$\begin{aligned}
 I(x, y) &= h(y) - h(y|x) \\
 &= h(y) - h(Hx + b|x) \\
 &= h(y) - h(b|x) \\
 &= h(y) - h(b)
 \end{aligned} \tag{I.18}$$

là où $h(\cdot)$ dénote dans ce cas-ci l'entropie différentielle d'une variable aléatoire continue. On le suppose que le vecteur x de transmission et le vecteur n de bruit sont indépendants.

L'équation (I.18) est maximisée quand y est gaussien, puisque la distribution normale maximise l'entropie pour une variance donnée [27]. L'entropie différentielle d'un vecteur gaussien réel $y \in R^n$ avec la matrice de covariance de moyenne zéro K est égal à $\frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^n \det k)$. Pour un vecteur gaussien complexe $y \in C^n$, l'entropie différentielle est inférieure ou égal à $\log_2[\det(\pi e K)]$ [26].

$$h(y) \leq \log_2[\det(\pi e K)] \tag{I.19}$$

avec l'égalité si et seulement si y est un gaussien complexe circulairement symétrique [26, 20], avec $\varepsilon\{yy^*\}=K$. En assumant la distribution gaussienne optimale pour le vecteur de transmission x , la matrice de covariance du vecteur complexe reçu y est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon\{yy^*\} &= \varepsilon\{(Hx + b)(Hx + b)^*\} \\
 &= \varepsilon\{Hxx^*H^*\} + \varepsilon\{bb^*\} \\
 &= H\Phi H^* + K^b \\
 &= K^d + K^b
 \end{aligned} \tag{I.20}$$

L'indice supérieur d et n dénote respectivement la partie désirée et la partie de bruit de (I.20). L'information réciproque maximum d'un canal aléatoire de MIMO $I(x, y)$. Cette information mutuelle est maximisée lorsque y suit une distribution gaussienne optimale on obtient alors:

$$\begin{aligned}
 I(x, y) &= h(y) - h(b) \\
 &= \log_2 \left[\det \left(\pi e (K^d + K^b) \right) \right] - \log_2 [\det(\pi e K^b)] \\
 &= \log_2 [\det(K^d + K^b)] - \log_2 [\det(K^b)] \\
 &= \log_2 \left[\det(K^d + K^b) (K^b)^{-1} \right] \\
 &= \log_2 \left[\det \left(K^d (K^b)^{-1} + I_{N_R} \right) \right] \\
 &= \log_2 \left[\det \left(H\Phi H^* (K^b)^{-1} + I_{N_R} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{I.21}$$

Quand l'émetteur n'a aucune connaissance de l'état du canal, il est optimal d'utiliser une distribution d'énergie uniforme [28]. La matrice de covariance de transmission est alors donnée par :

$$\Phi = \frac{P_T}{N_T} I_{N_T} \quad (I.22)$$

C'est également commun à supposer que le bruit non-corrélatif dans chaque branche de récepteur décrite par la matrice de covariance $K^b = \sigma^2 I_{N_R}$.

La capacité (moyenne) ergodique pour un canal MIMO complexe peut alors être exprimée comme suit [25] :

$$C = \varepsilon_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{P_T}{\sigma^2 N_T} H H^* \right) \right] \right\} \quad (I.23)$$

Ceci peut également être écrit comme suit :

$$C = \varepsilon_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H H^* \right) \right] \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (I.24)$$

là où $\rho = P_T/\sigma^2$ est le rapport signal sur bruit RSB (en anglais *Signal to Noise Ratio* : *SNR*) moyen à chaque branche de récepteur.

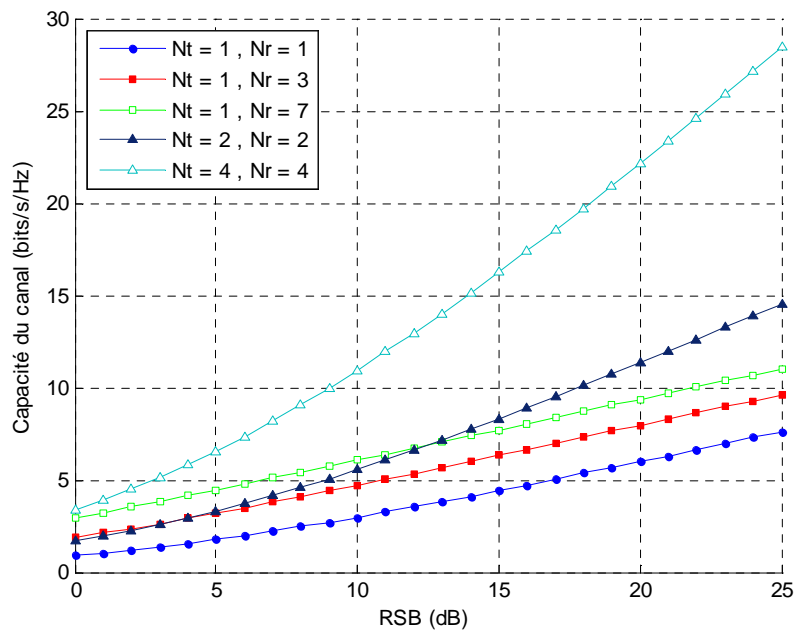


Figure I.14 : Capacités de systèmes SIMO et MIMO par rapport au canal SISO. Le multiplexage spatial permet d'augmenter beaucoup plus rapidement la capacité.

La capacité augmente donc beaucoup plus vite dans le cas MIMO que dans les cas SISO et SIMO. La figure I.14 représente l'espérance de la capacité en fonction du RSB pour plusieurs valeurs de N_T et N_R . Un programme, effectué suivant la loi définie précédemment, est été utilisé pour tracer ces courbes.

Dans le cas SISO ($N_T = 1$ et $N_R = 1$) la capacité varie de 0.89 à 7.61 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le RSB, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les

techniques actuelles, qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité est une borne qui ne peut être dépassée et un système multi-antennes, même sous-exploité, obtiendra de meilleures performances.

Les deux exemples SIMO ($N_T=1$ et $N_R=3$ et $N_R=7$) montrent les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à trois antennes en réception permet de gagner 3 bps/Hz par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important, en particulier à fort RSB . Avec $N_R=7$ le gain est d'environ 1.4 bps/Hz, ce qui est peu pour quatre antennes supplémentaires. Comme pour les systèmes SISO la capacité augmente lentement, ce qui reste la principale limitation des systèmes SIMO, à fort RSB notamment.

Les deux exemples MIMO ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ($N_T + N_R = 4$ et 8). Pour un RSB de 0 dB, le système MIMO avec ($N_T=2$ et $N_R=2$) a une capacité presque équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement, pour finir avec un gain d'environ de 34 % à 25 dB de RSB et un gain de 60% sur les systèmes MIMO et SIMO à huit antennes. Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque 2 fois de celle du système à quatre antennes.

L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.

Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

Par la loi de grands nombres, le terme $\frac{1}{N_T} HH^* \rightarrow I_{N_R}$ comme N_T devient grand et N_R est fixe. Ainsi la capacité dans la limite du grand N_T est [26, 29, 30]:

$$C = \varepsilon\{N_R \log(1 + \rho)\} \quad (I.25)$$

Pour pousser plus avant l'analyse de la capacité de canal MIMO donnée en (I.24) est possible, on peut exprimer encore plus simplement la capacité des systèmes multi-antennes par la diagonalisation de produit de la matrice HH^* par l'un ou l'autre, la décomposition de valeur propre ou la décomposition de valeur singulière [26, 28]. En réalisant la décomposition de valeur propre (DVP), le produit de matrice est écrit comme suit :

$$HH^* = EAE^* \quad (I.26)$$

là où E est la matrice de vecteur propre avec les colonnes orthonormales et Λ est une matrice diagonale avec les valeurs propres sur la diagonale principale. En utilisant cette notation, (I.24) peut être écrit comme suit :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} E \Lambda E^* \right) \right] \right\} \quad (\text{I.27})$$

Le produit de matrice HH^* peut également être décrit en utilisant la décomposition singulière de valeur sur la matrice H de canal écrite par [29] :

$$H = U \Sigma V^* \quad (\text{I.28})$$

avec U et V sont les matrices unitaires des vecteurs singuliers gauches et droits respectivement, et Σ est une matrice diagonale avec des valeurs singulières sur la diagonale principale. Tous les éléments sur la diagonale sont zéro excepté les k premiers éléments. Le nombre des valeurs singulières différent de zéro k égale le grade (rang) de la matrice de canal. En utilisant (I.28) dans (I.24), la capacité de canal MIMO peut être écrite comme suit :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} U \Sigma \Sigma^* U^* \right) \right] \right\} \quad (\text{I.29})$$

Après diagonalisation de la produit de matrice HH^* , les formules de capacité du canal MIMO inclut maintenant les matrices unitaires et diagonales seulement. Il est alors plus facile de voir que toute la capacité d'un canal MIMO se compose par la somme de sous-canaux parallèles SISO [25]. Le nombre de sous-canaux parallèles est déterminé par le grade de la matrice de canal. En général, le grade de la matrice de canal est donné par :

$$\text{rank}(H) = k \leq \min\{N_T, N_R\} \quad (\text{I.30})$$

Utilisant (I.30) en même temps avec le fait que le déterminant d'une matrice unitaire est égale à 1, (I.27) et (I.29) peut être exprimé respectivement comme suit :

$$\begin{aligned} C &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \right\} \\ &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \sigma_i^2 \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{I.31})$$

Dans (I.31), λ_i sont les valeurs propres de la matrice diagonale Λ , et σ_i^2 sont les valeurs singulières carrées de la matrice diagonale Σ . La capacité maximum d'un canal MIMO est atteinte dans la situation peu réaliste quand chacun des signaux transmis par N_T est reçu par le même ensemble d'antennes N_R sans interférence. Elle peut également être décrite comme si chaque signal transmis où reçu par un ensemble séparé des antennes de réception, donnant un nombre total $N_T \times N_R$ antennes de réception. Avec

la combinaison optimale au récepteur et recevoir la diversité seulement ($N_T = 1$), la capacité de canal peut être exprimé comme suit [25, 26] :

$$C = \varepsilon \left\{ \log_2 \left(1 + \rho \cdot \chi_{2N_T}^2 \right) \right\} \quad (\text{I.32})$$

avec $\chi_{2N_T}^2$ est une variable aléatoire chi-distribuée avec $2.N_T$ degrés de liberté. S'il y a N_T antennes de transmission et la combinaison optimale entre N_R antennes au récepteur, la capacité peut être écrite par [25, 26]:

$$C = \varepsilon \left\{ N_T \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \cdot \chi_{2N_T}^2 \right) \right\} \quad (\text{I.33})$$

L'équation (I.33) représente la limite supérieure d'un canal MIMO d'évanouissement de Rayleigh. Sur la figure I.15, la capacité de Shannon d'un canal SISO est comparée à la limite supérieure de (I.33) à $N_T = N_R = 4$. Quoique cette limite sur le canal MIMO représente un cas spécial, la figure I.15 montre clairement le potentiel de la technologie MIMO.

Quand le canal est connu à l'émetteur, la capacité maximum d'un canal MIMO peut être réalisée en employant le principe Water-filling [27, 31] sur la matrice de covariance de transmission. La capacité est alors donnée par :

$$\begin{aligned} C &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \varepsilon_i \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \right\} \\ &= \varepsilon \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \varepsilon_i \frac{\rho}{N_T} \sigma_i^2 \right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

avec ε_i est un scalaire, représentant la partie de la puissance disponible transmise au $i^{\text{ème}}$ sous-canal. La contrainte de puissance à l'émetteur peut être exprimée par $\sum_{i=1}^k \varepsilon_i \leq N_T$.

Clairement, avec un nombre réduit de valeurs singulières différentes de zéro en (I.31) et (I.34), la capacité du canal MIMO sera réduite en raison d'une matrice de canal de faible rang (grade). C'est la situation quand les signaux arrivant aux récepteurs sont corrélés. Quoiqu'un grade élevé de canal soit nécessaire pour obtenir l'efficacité spectrale élevée sur un canal MIMO, la basse corrélation n'est pas une garantie de la capacité élevée [25].

Dans [24], l'existence des canaux de trou d'épingle (en anglais *Pin-hole*) est démontrée. De tels canaux montrent une basse corrélation d'évanouissement entre les antennes au récepteur et au côté d'émetteur, mais les canaux ont toujours des pauvres rangent des propriétés et par conséquent une capacité basse.

Afin de prouver l'efficacité du concept multi-antennaire, la figure I.16 représente la capacité d'un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh comparée à la capacité de Shannon d'un canal SISO. La figure I.16 montre plus précisément que la capacité des systèmes MIMO croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, si celui-ci est égal.

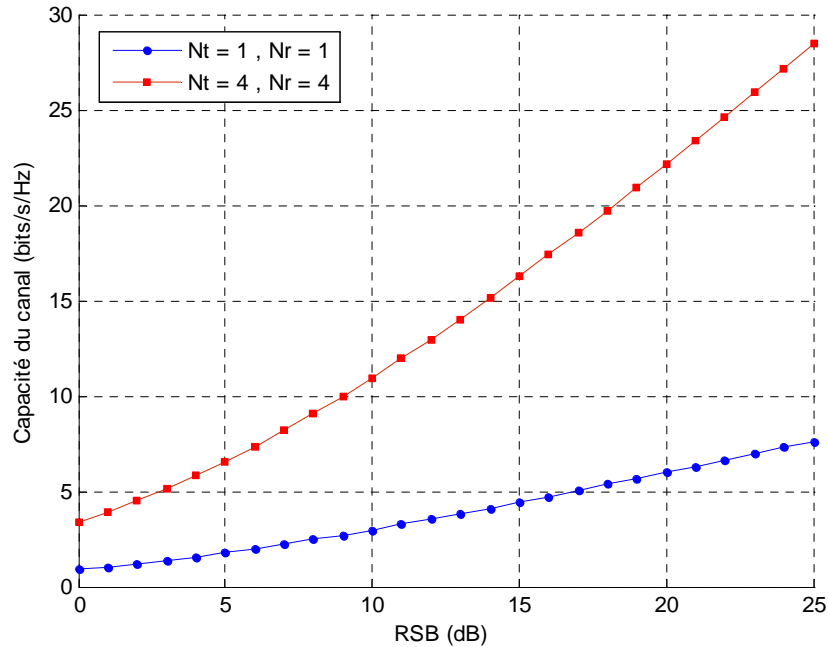


Figure I.15 : La capacité de Shannon d'un canal SISO comparée à la capacité ergodique d'un canal MIMO d'évanouissement de Rayleigh à $N_T = N_R = 4$.

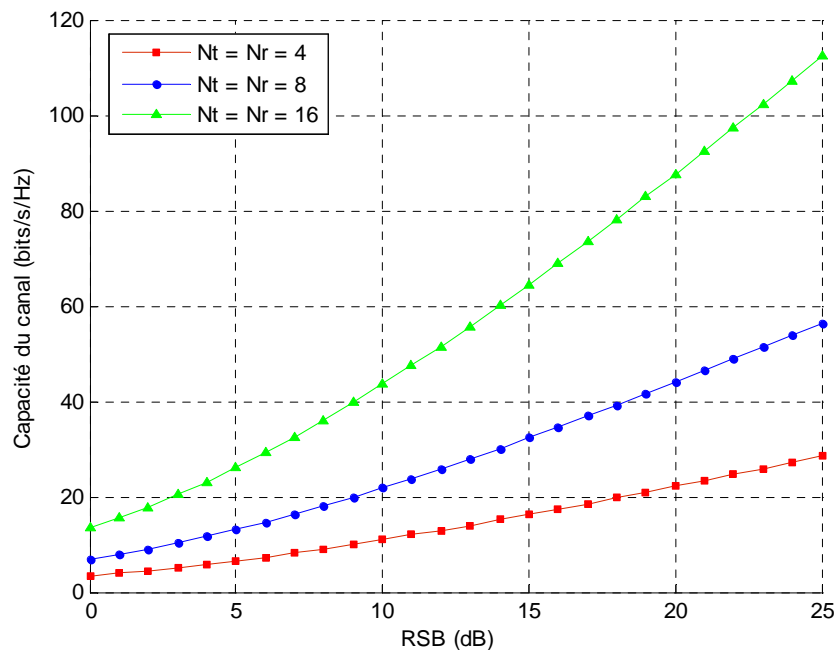


Figure I.16 : Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh pour un nombre d'antennes émettrices et réceptrices égal ($N_T = N_R$).

Si on considère un nombre constant de récepteurs N_R , lorsque le nombre d'émetteurs N_T devient grand ($\frac{1}{N_T} HH^* \rightarrow I_{N_R}$), la capacité est alors indépendante de N_T :

$$C = N_R \cdot \log(1 + \rho) \quad (\text{I.35})$$

Il devient donc, comme le montre la figure I.17, parfaitement inutile d'augmenter le nombre d'antennes, puisque la capacité du système sature.

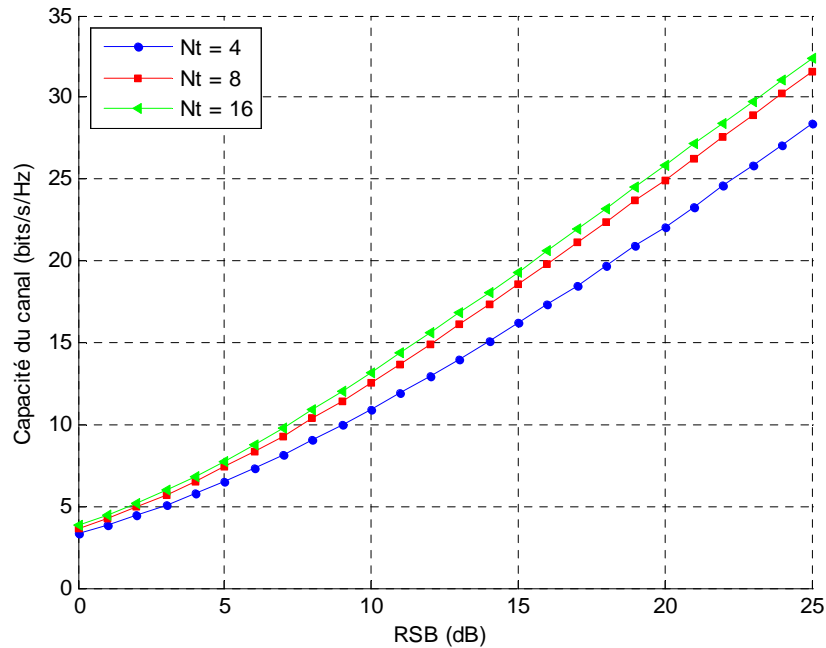


Figure I.17 : Capacités des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre d'antennes émettrices pour 4 récepteurs ($N_R = 4$).

Certains systèmes, tel le BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) original [32, 33], supposent d'ailleurs que le nombre d'antennes en réception est toujours au moins aussi grand que le nombre d'antennes à l'émission.

En revanche, pour un nombre d'antennes émettrices donné, la capacité des systèmes augmente théoriquement indéfiniment avec le nombre de récepteurs (figure I.18).

Ceci suppose cependant des conditions idéales, c'est-à-dire une parfaite décorrélation entre les signaux sur les récepteurs pour avoir des points de vue indépendants sur le canal, ce qui est impossible en pratique pour des raisons d'encombrement et de conditions de propagation souvent imprévisibles.

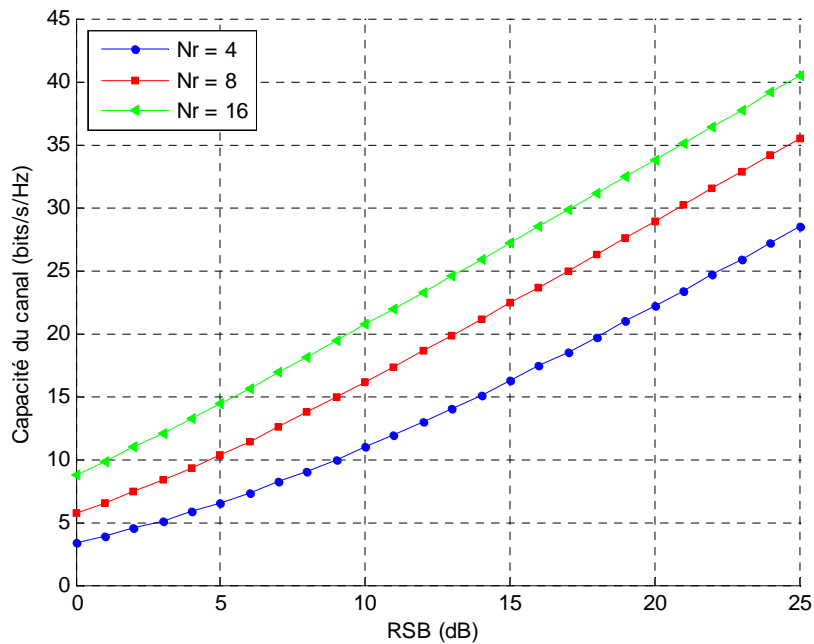


Figure I.18 : Capacité théorique des systèmes MIMO dans un canal de Rayleigh en fonction du nombre de récepteurs pour un nombre d'antennes émettrices donné ($N_T = 4$)

I.5.5 Les différentes techniques MIMO étudiées

Cette partie recense les différents types de techniques MIMO d'émission utilisées dans cette thèse. Ces techniques MIMO se découpent en deux groupes principaux, d'une part les techniques à multiplexage spatial qui permettent d'augmenter la capacité du système par rapport à un système SISO et d'autre part les codes espace-temps qui augmentent la diversité du système afin d'accroître la fiabilité de la transmission. Nous présentons les codes à multiplexage spatial V-BLAST créés par Foschini en 1996, ainsi que les codes d'Alamouti, qui fait partie des codes espace-temps.

Ces techniques de codage MIMO sont utilisées dans les standards WiFi (IEEE 802.11n), WiMAX et UMTS.

Nous nous intéressons dans la suite de cette thèse uniquement au multiplexage spatial, particulièrement à l'architecture V-BLAST et au codage spatio-temporel par blocs (STBC: Space-Time Bloc Coding) du type codes d'Alamouti.

I.5.5.1 Le multiplexage spatial

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial. Le système transmet alors N_T fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO. L'architecture de ce premier système MIMO, est appelé D-BLAST (Diagonal-Bell Labs Advanced Space Time). Par la suite Foschini et Wolniansky proposent deux schémas de codage plus réalistes, appelé V-BLAST (Vertical-Bell Labs Advanced Space Time) et H-BLAST (Horizontal-Bell

Labs Advanced Space Time). Pour pouvoir être décodés, ces codes BLAST doivent utiliser au moins autant d'antennes en réception qu'en émission.

Si on note $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots$ les bits d'information provenant de la source binaire et $\{x_k^1\}$ les symboles à émettre qui se trouvent sur la $l^{ème}$ ligne de la matrice résultante (figure I.19).

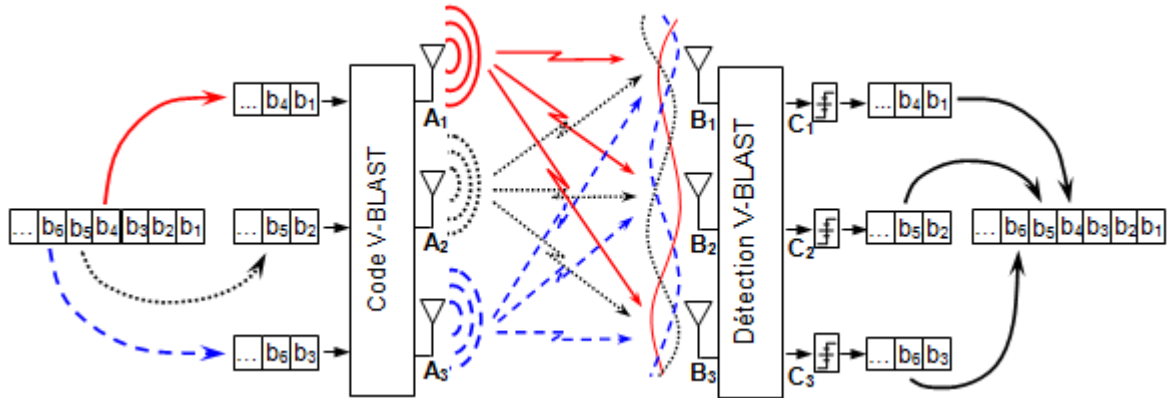


Figure I.19 : Codage V-BLAST avec $N_T = N_R = 3$ pour l'amélioration triple de l'efficacité spectrale.

Le processus peut être représenté sous forme du diagramme suivant [34] :

$$(b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k \ \dots) \rightarrow \begin{bmatrix} b_1 & b_{N_{T+1}} & \dots \\ b_2 & b_{N_{T+2}} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{N_T} & b_{2N_T} & \dots \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ x_1^{N_T} & x_2^{N_T} & \dots \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) l de la matrice sont alors envoyés par la $l^{ème}$ antenne ($l = 1, \dots, N_T$). Cette architecture verticale sans codage n'est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c'est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité.

Une trame de bits d'information est divisée en N_T sous trames. Chaque sous-trame est modulée par la suite par le même type de modulation (figure I.20). Les couches correspondent aux différentes sous-trames [34].

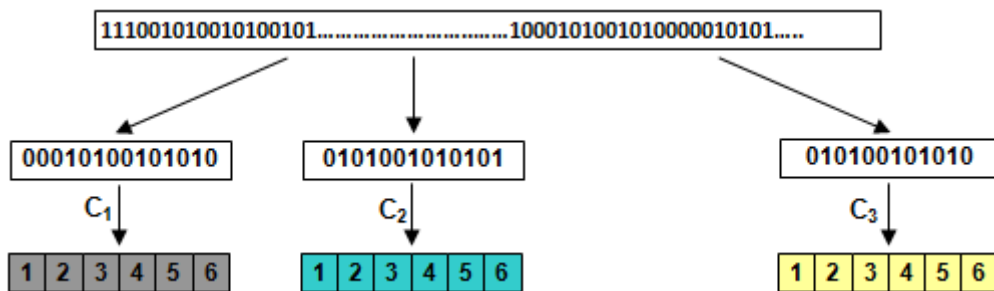


Figure I.20 : Division en sous-trames et codage de chaque sous-trame

Le codage V-BLAST consiste à associer chaque couche à une antenne émettrice (figure I.21). Le rendement du code est donc N_T symboles par unité de temps (symboles/ut). Ce système correspond au système non codé décrit par l'équation (I.4) [34].

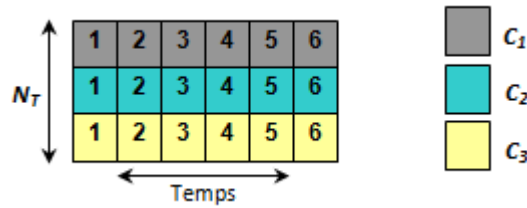


Figure I.21 : Structure d'un mot de code du code V-BLAST

A. Décodage V-BLAST

L'avantage de ce système de transmission apparaît au niveau de son décodage. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO, connu aussi dans la littérature comme "suppression successive de l'interférence" (Successive Interference Cancellation - SIC).

A chaque itération, un symbole d'une couche est décodé en considérant les autres symboles des autres couches comme des interférences. Sa contribution dans le signal reçu est par la suite soustraite afin de pouvoir décodé les autres symboles. Ces opérations sont répétées autant de fois qu'il y a de couches. L'annulation peut utiliser soit le critère du forçage à zéro (Zero-Forcing - ZF), soit le critère minimisant l'erreur quadratique moyenne (Minimum Mean Square Error - MMSE).

B. Ordre, Suppression et Annulation

La détection V-BLAST consiste à estimer chaque symbole émis en séquence. A chaque pas de l'estimation, les symboles déjà estimés sont soustraits du signal reçu y (c'est à dire, supprimés), et les symboles inconnus sont considérés comme interférence (c'est à dire annulés).

Il faut encore déterminer l'ordre d'estimation. L'un des aspects clef de V-BLAST est que des ordres différents produisent des taux d'erreur différents. Soit K_i un ordre d'estimation, définit comme un ensemble ordonné de nombres entiers k ; $1 \leq k \leq N_T$. Evidemment, il y a N_T ordres possibles. L'un d'entre eux est optimal dans le sens qu'il produit le taux d'erreur minimal. Soit l'ordre optimal $K_0 = \{k_1, k_2, \dots, k_{N_T}\}$. La méthode utilisée pour déterminer K_0 est expliquée dans la suite. Pour l'instant, on suppose que l'ordre optimal a été trouvé. La détection de x_k se fait en deux pas :

Suppression des symboles : On suppose $i > 1$. Soit h_1, h_2, \dots, h_{N_T} les colonnes de la matrice du canal H . Si les symboles $x_{k_1}, x_{k_2}, \dots, x_{k_{i-1}}$ ont été déjà estimés, alors leur contribution à y peut être supprimée :

$$y_{k_i} = y - h_{k_1} \hat{x}_{k_1} - h_{k_2} \hat{x}_{k_2} - \dots - h_{k_{i-1}} \hat{x}_{k_{i-1}} \quad (\text{I.37})$$

Annulation de l'interférence : Les symboles $x_{k_{i+1}}, x_{k_{i+2}}, \dots, x_{k_{NT}}$ n'ont pas été encore estimés. Cependant, grâce à la connaissance de H , ils peuvent être annulés. L'annulation est synonyme à faire une pondération linéaire du vecteur reçu de telle façon qu'un certain critère soit satisfait. Les critères les plus courants sont le critère du forçage à zéro (Zero-Forcing ZF) et le critère de l'erreur quadratique minimale (Minimum Mean-Squared Error ou MMSE).

Nous aurons recours à un égaliseur zero-forcing qui se présente comme un bon compromis performances/complexité.

Le principe du Zero-Forcing est de trouver $w_{k_i} \in \mathbb{C}^{1 \times N_R}$ tel que: $w_{k_i} H = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]$ où l'élément égal à 1 se trouve dans la position k_i . Alors, \hat{x}_{k_i} est donné par [35]:

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k_i} &= w_{k_i} y_{k_i} + w_{k_i} n \\ &= w_{k_i} H x + w_{k_i} n\end{aligned}\quad (I.38)$$

Cette procédure peut être interprétée d'un point de vue géométrique comme la projection de y_{k_i} sur un vecteur orthogonal à l'espace vectoriel $N_T - i$ dimensionnel qui est généré par les colonnes de H , ce qui correspond aux symboles qui n'ont pas encore été estimés.

L'ordre optimal : L'ordre optimal est donné par le SNR moyen de chaque x_{k_i} : le symbole avec le SNR le plus fort doit être détecté en premier lieu. Il sera suivi du symbole le plus fort parmi ceux qui restent à détecter. Cette procédure se répète jusqu'à ce que tous les symboles aient été détectés. C'est à dire, pour chaque i , x_{k_i} doit avoir un SNR plus grand que $x_{k_i}, x_{k_{i+1}}, \dots, x_{k_{NT}}$. Le SNR post-détection de x_{k_i} peut être déterminé par la formule suivante [35] :

$$\sigma_{k_i} = \frac{|x_{k_i}|^2}{2N_0 \|w_{k_i}\|^2} \quad (I.39)$$

où w_{k_i} est le vecteur utilisé pour annuler les symboles inconnus $x_{k_{i+1}}, x_{k_{i+2}}, \dots, x_{k_{NT}}$. Pour déterminer k_i il faut trouver le SNR moyen de tous les symboles et puis trouver le plus fort. En d'autres termes,

$$k_i = \underset{j \in \{k_1, k_2, \dots, k_{i-1}\}}{\operatorname{argmin}} \frac{|x_j|^2}{\|w_j\|^2} \quad (I.40)$$

Dans la pratique, le récepteur ne connaît pas la valeur de x_{k_i} dans le numérateur de l'équation (I.40). En supposant que tous les signaux ont la même énergie, l'expression de k_i peut être réécrite comme suit :

$$k_i = \underset{j \in \{k_1, k_2, \dots, k_{i-1}\}}{\operatorname{argmin}} \frac{1}{\|w_j\|^2} \quad (I.41)$$

De toute évidence, si tous les symboles de la constellation C ont la même énergie, l'équation (I.41) donne un ordre sous-optimal. Cela introduit une source de perte de performance du V-BLAST.

I.5.5.2 Codage Espace-Temps en Bloc

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés. Nous en citons quelques-uns comme les techniques de combinaison par ratio maximal [36], de water-filling [27], de codage espace-temps en treillis [37, 38] et de codage espace-temps en bloc [39, 40]. Dans la suite, nous nous intéressons à celle du codage espace-temps en bloc.

Le codage espace-temps en bloc (en anglais Space-Time Bloc Coding) a été présenté, pour la première fois par Alamouti en 1998 [40]. Cette approche prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code avec, au plus, deux antennes réceptrices. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

A. Le cas MISO

Le schéma d'un codage espace-temps, appliqué à un système MISO avec deux antennes en émission et une seule en réception, est illustré sur la figure I.22.

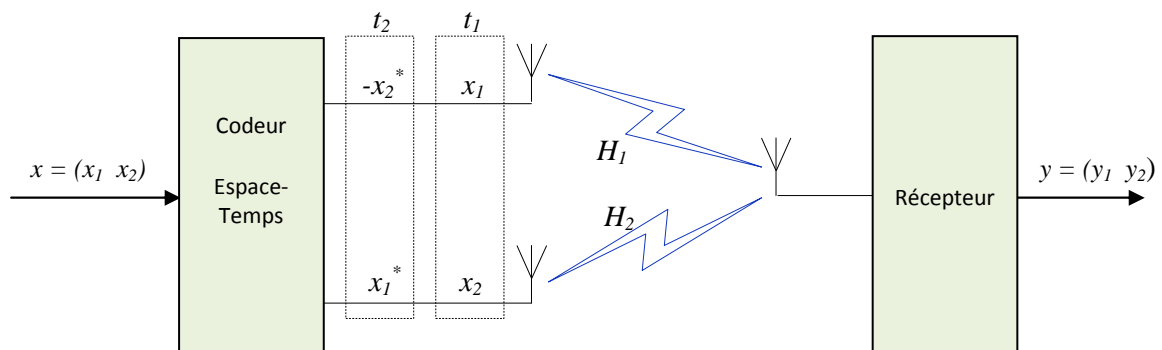


Figure I.22 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti

A la sortie du codeur espace-temps, les antennes d'émission N_{T1} et N_{T2} envoient, respectivement, les symboles x_1 et x_2 , durant le premier temps symbole t_1 . A temps symbole d'après, les symboles $-x_2^*$ et x_1^* sont émis. Les canaux H_1 et H_2 sont supposés statiques durant t_1 et t_2 .

Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles reçus affectés par les différents canaux. De là :

$$y = x.H + b \quad (\text{I.42})$$

avec $y = [y_1 \ y_2]^T$ le vecteur signal reçu, $h = [h_1 \ h_2]^T$ le vecteur canal, $b = [b_1 \ b_2]^T$ le vecteur bruit et x la matrice des symboles codés :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

Le développement des éléments de l'équation (I.42) mène au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 H_1 + x_2 H_2 + b_1 \\ y_2 &= -x_2^* H_1 + x_1^* H_2 + b_2 \end{aligned} \quad (\text{I.44})$$

En conjuguant la deuxième équation du système, on peut écrire :

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 H_1 + x_2 H_2 + b_1 \\ y_2^* &= x_1 H_2^* - x_2 H_1^* + b_2^* \end{aligned} \quad (\text{I.45})$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Alamouti a considéré, dans son article, que les canaux H_1 et H_2 sont orthogonaux. Concrètement, il scinde le canal MISO en deux canaux indépendants pour garantir une diversité d'ordre 2. Mathématiquement, cela veut dire que :

$$H_c H_c^H = H_c^H H_c = (|H_1|^2 + |H_2|^2) I_2 \quad \text{avec} \quad H_c = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

avec I_2 la matrice identité.

Cette hypothèse simplifie le calcul des symboles \hat{x}_1 et \hat{x}_2 estimés à la réception. On peut écrire alors :

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + H_c^H \tilde{b} \quad (\text{I.48})$$

avec $\tilde{b} = [b_1 \quad b_2^*]^T$ le vecteur de bruit résultant.

B. Le cas MIMO

Comme mentionné précédemment, Alamouti a considéré un système MIMO avec deux antennes en émission et deux en réception (figure I.23). Le traitement appliqué à l'antenne de réception dans le cas MISO est appliqué à chacune des deux antennes de réception dans ce cas.

Les canaux H_1 et H_2 définis précédemment sont, cette fois-ci, des vecteurs contenant les coefficients des canaux établis, respectivement, entre l'antenne N_{T1} et N_{T2} et les deux antennes de réception. On écrit alors $H_1 = [H_{11} \quad H_{12}]$ et $H_2 = [H_{21} \quad H_{22}]$.

A la réception $y = [y_1 \quad y_2]^T = [y_1(1) \quad y_1(2) \quad y_2(1) \quad y_2(2)]^T$ avec $y_1(1)$ et $y_1(2)$ les symboles reçus sur l'antenne N_{R1} , respectivement, durant t_1 et t_2 . De même, les symboles $y_2(1)$ et $y_2(2)$ sont reçus sur l'antenne N_{R2} , respectivement, durant les deux temps symboles.

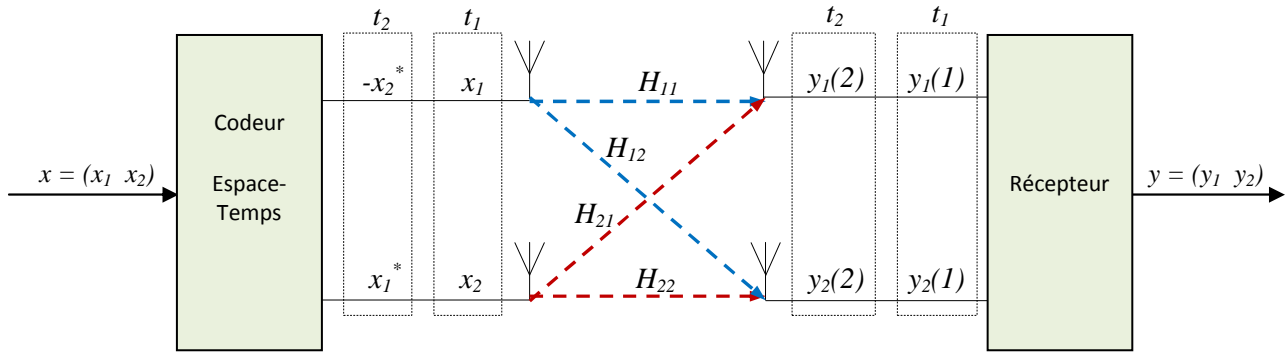


Figure I.23 : Schéma d'un système MIMO (2x2) avec codage d'Alamouti

En reprenant le calcul effectué dans le cas MISO et en l'adaptant à cette configuration, on écrit :

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \\ H_{21}^* & -H_{11}^* \\ H_{22}^* & -H_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1(1) \\ b_1(2) \\ b_2^*(1) \\ b_2^*(2) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 49})$$

et donc

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} + H_c^H \begin{bmatrix} b_1(1) \\ b_1(2) \\ b_2^*(1) \\ b_2^*(2) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad H_c = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \\ H_{21}^* & -H_{11}^* \\ H_{22}^* & -H_{12}^* \end{bmatrix} \quad (\text{I. 50})$$

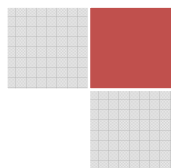
Le MIMO permet donc d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches pour augmenter le débit ou la portée du réseau. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes, émettrices et réceptrices. Ainsi il permet d'améliorer les performances des appareils, qui aujourd'hui connaissent des problèmes liés à la nature des ondes et à leur comportement suivant l'environnement, ce qui diminue la qualité de transmission et donc le débit ainsi que la portée.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de l'étude a été présenté en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existants dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Ensuite, nous avons enchaîné par la présentation du standard IEEE 802.16 (WiMAX) et de ces différentes normes plus en détaille la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet de ces travaux de thèse. Puis les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rappelées. Cela nous a menés à la présentation d'une des techniques d'améliorer l'efficacité spectrale et les performances des systèmes, nous avons présenté le MIMO qui permet d'augmenter la capacité des systèmes, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même le MIMO augmente la diversité en utilisant différentes techniques. Finalement, nous avons enchaîné avec une présentation du multiplexage spatial et les codes espace-

temps. Lors de cette dernière partie, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, aux codes V-BLAST et STBC.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à la couche physique de la norme IEEE 802.16d en présentant ces caractéristiques. Ensuite, le système MIMO-WiMAX sera implémenté sur Matlab© à travers une chaîne d'émission respectant ces caractéristiques ainsi qu'une chaîne de réception duale.



Chapitre | II

SYSTÈME DE COMMUNICATIONS SANS FIL
BASÉ SUR LES SPÉCIFICATIONS WIMAX MIMO-OFDM

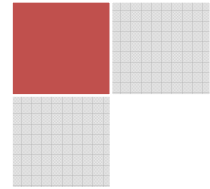
SOMMAIRE

- II.1 - Introduction
 - II.2 - Les systèmes OFDM
 - II.3 - La couche PHY WiMAX-OFDM
 - II.4 - La structure du système WiMAX-MIMO-OFDM
 - II.5 - Simulation du système WiMAX
 - II.6 - Conclusion
-

" Il ne faut pas attendre d'être parfait pour commencer quelque chose de bien "

Abbé Pierre.

Chapitre | II



SYSTÈME DE COMMUNICATIONS SANS FIL BASÉ SUR LES SPÉCIFICATIONS WIMAX MIMO-OFDM

II.1 Introduction

Les principales notions de la technique MIMO, nécessaires pour mener à bien notre étude, ont été présentées et détaillées dans le premier chapitre. Les différentes versions du standard IEEE 802.16 ont été, également, présentées. Parmi ces versions, nous nous sommes intéressés, notamment, à la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet des travaux de ce chapitre. La structure des trames relatives à cette norme ont été, ainsi, détaillées.

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

Tout d'abord, Nous commençons par une présentation de la modulation OFDM qui se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal propagé. Ensuite, les spécifications de la couche PHY relative à la norme IEEE 802.16d seront étudiées. Cela permettra de définir et de comprendre l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système. Chacun de ces blocs sera, ensuite, implémenté sur Matlab® à travers un code que nous développons sans avoir recours aux fonctions prédéfinies sur ce logiciel. Nous procédons de la sorte dans le but d'obtenir, au final, un système souple, évolutif et modulable. Notons que la norme IEEE 802.16d ne fournit aucune recommandation concernant les algorithmes et les techniques régissant la réception des signaux WiMAX. Les blocs constituant la chaîne de réception sont donc choisis pour garantir de bonnes performances avec une complexité moindre.

La caractérisation de ce système est faite ensuite, à travers une évaluation de ses performances dans différentes configurations antennaires (SISO et MIMO); ce qui permet de vérifier l'efficacité des algorithmes implémentés.

II.2 Les systèmes OFDM

Les techniques de modulations classiques sont sensibles aux interférences entre symboles (IES) dans le cas d'un canal à trajets multiples. Pour compenser cet effet négatif, des processus d'égalisation sont

utilisés. Cependant, leur mise en place s'est avérée d'une grande complexité surtout lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal.

Les techniques de modulations multiporteuses peuvent remédier ce problème en éliminant les IES et en simplifiant l'égalisation. L'information est, alors, répartie sur un grand nombre de sous-porteuses. Ainsi, dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront éliminées à cause de la combinaison destructive des signaux parcourant des chemins différents, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées [41]. Dans cette thèse, nous nous intéressons, plus particulièrement, à une technique multiporteuse très performante, appelée OFDM.

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles [42]. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux fréquences centrales des autres porteuses. Cela permet alors à ses porteuses d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses (figure II.1) opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading) .

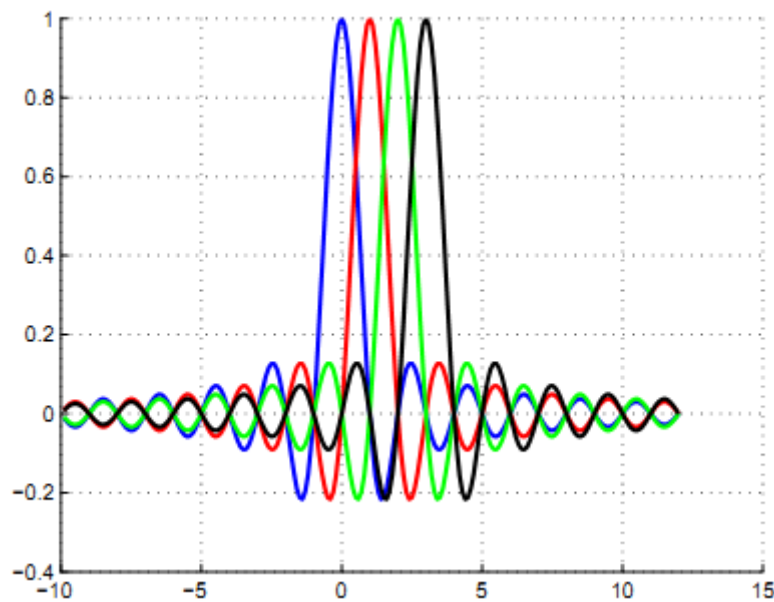


Figure II.1 : Spectres de quatre porteuses orthogonales

De part sa structure, l'OFDM permet, également, d'améliorer l'efficacité spectrale d'un système de communication. D'autres avantages, entre autres, qui justifient l'intérêt qu'on lui porte actuellement, sont la simplicité de sa mise en place (utilisation des fonctions duales IFFT-FFT) et l'utilisation d'un intervalle de garde pour lutter contre l'IES.

Cependant, comme toute modulation numérique, l'OFDM présente quelques défauts qui nécessitent d'être corrigés. Nous en citons la perte en termes de bande utile occupée et de débit dus à l'utilisation de cet intervalle de garde. Par exemple, 20% de la bande allouée est consommée par cet intervalle dans la

norme IEEE802.11a. De même, sa structure la rend très sensible aux décalages fréquentiels et au bruit de phase des équipements qui pourront causer la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses et donc l'apparition d'IES.

II.2.1 Génération des symboles OFDM

Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs (symboles OFDM). Chaque bloc comporte un ensemble de N sous-porteuses orthogonales dont les fréquences centrales f_k sont espacées d'un multiple de l'inverse de la période symbole $\Delta f = 1/N.T_s$. L'ensemble est centré autour de f_p la fréquence de travail.

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous la forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes X sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une constellation typiquement de modulation BPSK, QPSK ou QAM. Cela entraîne une réduction du débit binaire initial R à une quantité égale à $R/\log_2(M)$ où M représente la taille de la constellation.

Les données passent dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, elles sont converties au domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier inverse discrète (IDFT) ou rapide (IFFT). La IDFT (ou IFFT) accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise la modulation OFDM. Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure II.2.

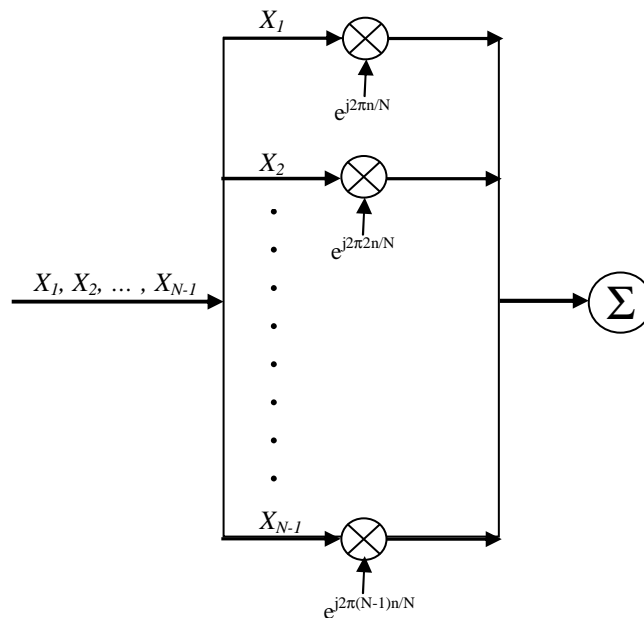


Figure II.2 : Schéma de principe du modulateur OFDM

Ainsi, Le signal relatif au $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM s'écrit :

$$x_{m,n} = IDFT\{X_{m,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.1})$$

D'un point de vue matriciel, x_m s'écrit :

$$x_m = F^H [X_{m,0} \ X_{m,1} \ \dots \ X_{m,N-1}]^T \quad (\text{II. 2})$$

avec $F = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{-j(2\pi/N)nk}]_{n,k=0,\dots,N-1}$ et $(\cdot)^{t*}$ l'opérateur transposé conjugué.

Cette séquence $x_{m,n}$ correspond à la somme $x_m(t)$ des signaux, répartis sur les N sous-porteuses du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM, échantillonnée aux instants $t = n.T_s/N$, avec $n = 0, \dots, N$.

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (\text{II. 3})$$

La forme des données est ensuite convertie de parallèle en série. A la réception, le signal reçu $y_{m,n}$ est le résultat de filtrage du signal émis $x_{m,n}$ par un canal h . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + b \quad (\text{II. 4})$$

avec b un bruit additif blanc gaussien.

A la réception, les données passent dans un buffer les convertissant de série en parallèle pour pouvoir les transformer, à nouveau, dans le domaine fréquentiel. Cette transformation est effective en utilisant une transformée de Fourier discrète (DFT) (ou rapide (FFT)).

II.2.2 Préfixe cyclique

Considérons que h comporte L trajets se caractérisant, respectivement, par τ_l et λ_l les retards et les atténuations relatifs à chaque trajet l . A cause de la mémoire du canal, les L dernières composantes du bloc OFDM x_{m-1} interfèrent avec les L premières composantes du bloc OFDM x_m . Cela donne naissance à un phénomène d'IES qui vient dégrader la qualité de la liaison.

Une astuce, appelée préfixe cyclique [41, 43], est utilisée dans les systèmes OFDM actuels dans le but d'éliminer ce phénomène d'IES.

Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation (II.4) en un produit de convolution circulaire. Elle consiste, alors, à ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice $(m + 1)$ ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D , telle que $D \geq (L - 1)$, consiste à étendre le symbole OFDM en copiant les D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole (figure II.3). Les durées d'un symbole (bloc) OFDM et du préfixe cyclique sont notées respectivement T_b et T_{pc} .

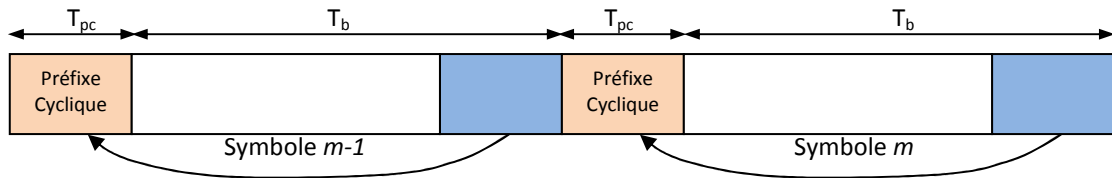


Figure II.3 : Principe du préfixe cyclique

Le bloc temporel se transforme, alors, de $\{x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$ à $\{x_{m,N-D+1}, \dots, x_{m,N-1}, x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$.

La figure II.4 représente le schéma d'un système OFDM.

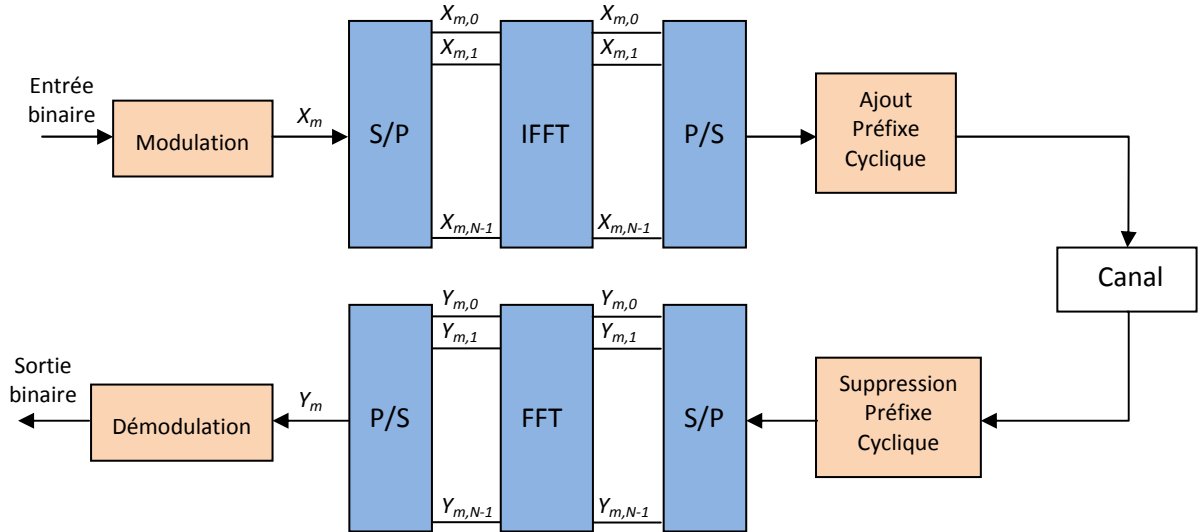


Figure II.4 : Schéma d'un système OFDM

En considérant une transmission sans bruit additif, le symbole OFDM reçu après le passage par le canal s'écrit :

$$\begin{bmatrix} q_{m,0} \\ q_{m,1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & & & & \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \\ x_{m,0} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Préfixe cyclique} \\ \text{Données utiles} \end{array} \right\} \quad (\text{II.5})$$

Les D premiers échantillons du symbole OFDM reçu contiennent les interférences avec le bloc précédent. Ils sont, donc, écartés dans la suite du calcul. Ainsi, le système peut se réécrire :

$$\begin{bmatrix} q_{m,D} \\ q_{m,D+1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,0} \\ x_{m,1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

D'après [44], toute matrice circulante est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier.

Ainsi :

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} F \quad (\text{II.7})$$

Avec $\text{diag}([H_0, \dots, H_{N-1}]) = F [h_0 \dots h_{L-1} \ 0 \dots 0]^T$ est la transformée de Fourier du canal et H_k le coefficient du canal plat associé à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuses. D'après les équations (II.2) et (II.7), la transformée de Fourier du symbole OFDM reçu y_m s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y_{m,0} \\ Y_{m,1} \\ \vdots \\ Y_{m,N-1} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m,0} \\ X_{m,1} \\ \vdots \\ X_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

De là, l'égalisation devient très simple à mettre en place. En effet, en opérant dans le domaine fréquentiel, des inversions scalaires suffisent à compenser l'effet du canal au lieu des inversions matricielles nécessaires dans les systèmes mono-porteuses.

II.3 La couche PHY WiMAX-OFDM

II.3.1 Structure des symboles

Comme nous l'avons expliqué précédemment, l'OFDM est une technique de transmission du signal qui consiste à utiliser de multiples sous-porteuses orthogonales pour transmettre les symboles utiles et donc de s'affranchir en partie des problèmes liés à la propagation des ondes (sélectivité en fréquence et interférences dues aux multiples trajets) et par conséquent améliorer l'efficacité spectrale du système. Dans le domaine fréquentiel (figure II.5), le nombre total de sous-porteuses utilisées est noté N_{FFT} . Celles-ci sont réparties de la façon suivante :

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

La couche PHY WirelessMan-OFDM relative à la norme IEEE802.16, stipule l'utilisation de 256 sous-porteuses (N_{FFT}). Cependant 200 sous-porteuses sont réellement utilisées, les 56 autres servant pour les intervalles de garde afin d'éviter les recouvrements entre canaux adjacents et le continu (porteuses non utilisées). Parmi les sous-porteuses utilisées, 8 sont des sous-porteuses pilotes (N_p) et les 192 autres (N_u) sont réellement utilisées pour la transmission des données.

La durée du préfixe cyclique est une valeur paramétrable (une portion du temps symbole-OFDM) qui peut prendre les valeurs suivantes : $G = 1/4; 1/8; 1/16; 1/32$. Plus le canal présentera un nombre de trajets importants et espacés dans le temps, plus le préfixe cyclique devra être grand.

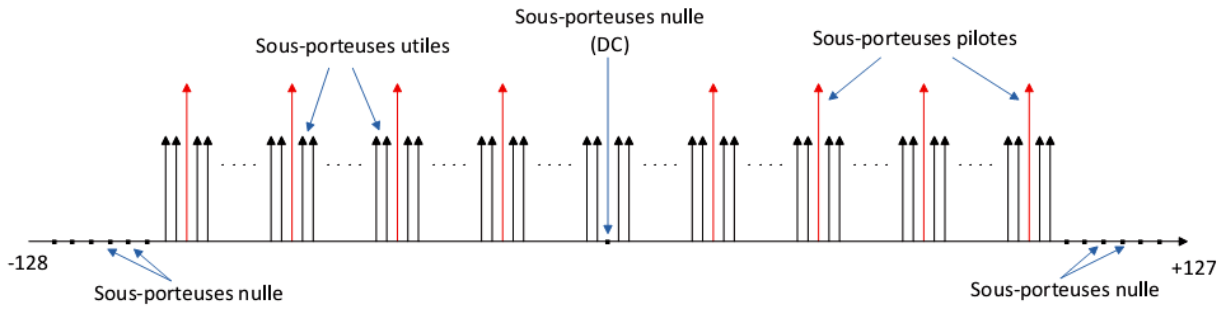


Figure II.5 : Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM

L'augmentation de la durée du préfixe cyclique se fait au détriment du débit réel de la transmission. Dans la bande licenciée, les canaux peuvent avoir les largeurs de bande passante (BP) suivantes : 1,75MHz; 3MHz, 5MHz; 7MHz et 14MHz. Le facteur d'échantillonnage est généralement de 8/7. Ainsi la durée d'un symbole n'est pas la même suivant la largeur du canal et la longueur du préfixe cyclique (PC). Elle est comprise entre 16,5µs (BP = 14MHz et G=1/32) et 160µs (BP = 1,75MHz et G =1/4).

II.3.2 Structure des trames

La structure des trames est identique en mode TDD ou FDD. Les éléments définissant une trame sont :

- *le burst ou slot temporel* : ressource attribuée à un utilisateur (UL) ou à un profil (DL). Sa durée est définie en nombre entier de slots physiques et peut contenir un ou plusieurs symboles.
- *le symbole* : combinaison de bits de données. Sa longueur dépend de la modulation utilisée.
- *le slot physique (PS)* : unité de base temporelle de la trame, sa valeur est variable et dépend du mode de transmission des données, spécifié par la couche physique utilisée.

A titre indicatif pour l'interface WirelessMan-OFDM avec un canal de largeur spectrale (BP) de 7 MHz, le signal est échantillonné à 8 MHz et la durée d'un PS sera de 0,5 s.

Le mode TDD est préféré au mode FDD pour plusieurs raisons, citées dans le chapitre précédent. La figure II.6 illustre la structure d'une trame TDD.

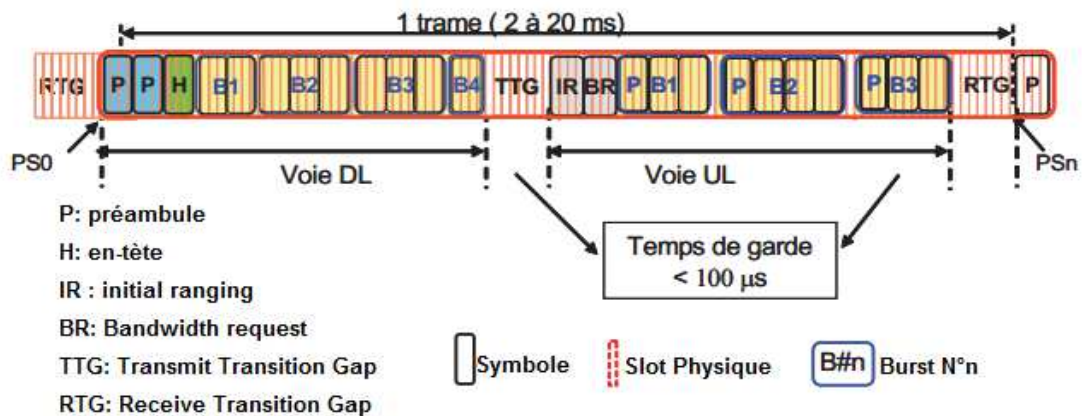


Figure II.6 : Structure d'une trame TDD

Le nombre de slot physiques n , d'une trame, est défini par la relation suivante :

$$n = \frac{\text{Débit} \times \text{Durée de la trame}}{4} \quad (\text{II.9})$$

Le premier slot physique est numéroté PS_0 et il commence au début du préambule de la voie descendante. Les slots physiques permettent de déterminer la position des différents bursts et leur durée dans la trame. Pour le lien descendant un burst est associé à un profil de transmission. Ainsi les données à transmettre pour plusieurs SS, sont regroupées dans le burst. Un profil de transmission correspond à un type de modulation et un codage canal (par exemple 64 QAM 3/4 est un profil). Sur la liaison montante, un burst est associé à un SS particulier.

II.3.2.1 Lien descendant (DownLink)

La sous-trame DL (DownLink) débute toujours par un préambule constitué de 2 symboles OFDM (préambule long), qui permet à la station cliente (SS) de se synchroniser avec la station de base (BS) et de démarrer le processus pour établir une liaison. Les préambules utilisent la modulation QPSK et sont transmis avec une puissance supérieure par rapport aux autres données de la trame (+6dB pour le premier symbole et +3dB pour le second), cela facilite leurs détections par les SS. Le premier symbole utilise seulement les sous-porteuses multiples de 4 (50 sous-porteuses utiles), le second utilise les sous-porteuses paires (100 sous-porteuses utiles). Dans le domaine temporel (figure II.7), la forme d'onde résultante consiste en un segment de 64 échantillons répétés 4 fois pour le premier symbole et d'un segment de 128 échantillons répétés 2 fois pour le second afin de rester sur une durée constante de temps symbole OFDM.

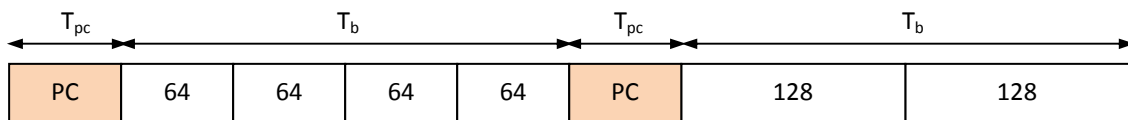


Figure II.7 : Structure temporelle du préambule relatif à la voie descendante

Le préambule est suivi par un entête, le FCH (Frame Control Header) d'une durée d'un symbole OFDM transmis en utilisant la modulation la plus robuste, BPSK avec un codage d'un rapport 1/2. L'entête FCH contient les informations sur la composition de la trame: DL-MAP et UL-MAP (Downlink et Uplink Maps). Ces messages contiennent le profil des bursts (le type de modulation et de codage, leurs positions dans la trame et les messages DCD (Uplink Channel Descriptor) et UCD (Downlink Channel Descriptor). Ces messages contiennent aussi des informations sur les caractéristiques physiques du canal. La figure II.8 montre la structure générale d'une trame en mode TDD (DL et UL).

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

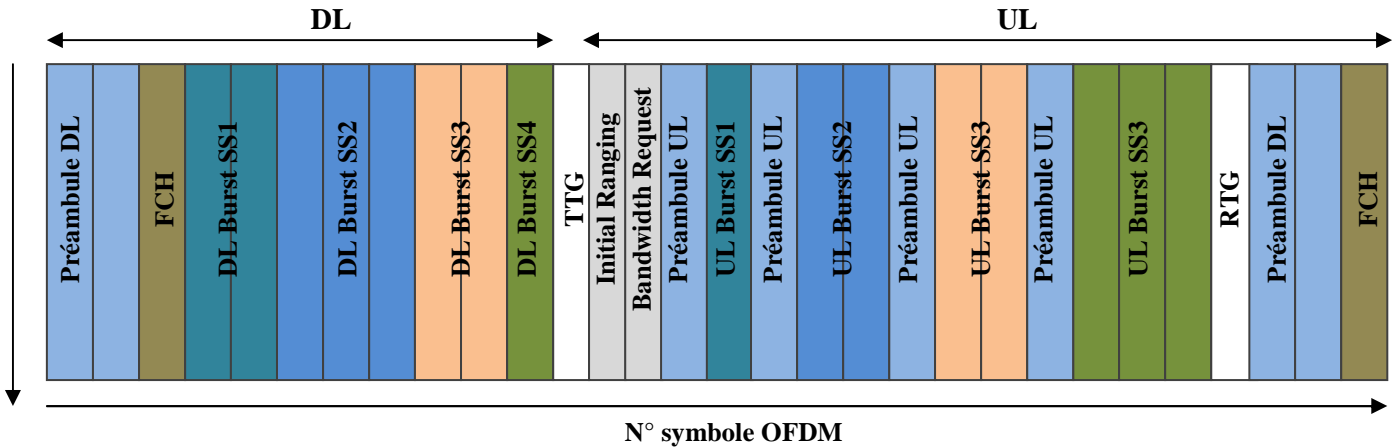


Figure II.8 : Structure des trames OFDM en mode TDD.

II.3.2.2 Lien montant (UpLink)

Chaque trame en lien montant débute par un slot de contention réservé pour l'initialisation (initial ranging) permettant à des nouvelles stations clientes d'accéder au réseau et un slot de contention réservé aux requêtes de bande passante (Bandwidth request) nécessaire à la station abonnée pour demander une allocation de ressource. Les slots de contention sont suivis par un ou plusieurs bursts (un burst par station client). Chaque burst débute également par un préambule court (1 symbole OFDM) permettant à la station de base d'adapter sa synchronisation avec la station client. Entre deux bursts se trouvent un gap de transition d'une durée de quelques PS (environ $1\mu s$). La structure temporelle du préambule relatif à la voie montante est schématisée sur la figure II.9.

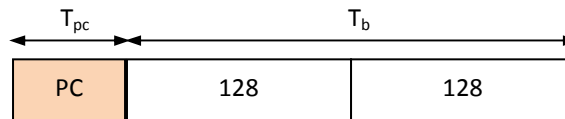


Figure II.9 : Structure temporelle du préambule relatif à la voie montante

La durée d'une trame est comprise entre 2,5 et 20 ms et peut prendre les valeurs suivantes: 2,5ms; 4ms; 5ms; 8ms; 10ms; 12,5ms et 20ms. Le tableau II.1 récapitule les principales caractéristiques listées précédemment.

Type de la transmission	OFDM
Fréquence porteuse (GHz)	3.5
Modèle du canal	LOS/NLOS
Codage	Reed-Solomon + Convolutif
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Bande passante (MHz)	1.75, 3.5, 5, 7, 14
Nombre de sous-porteuses	256
Taille de la IFFT/FFT	256
Sous-porteuses utiles	192
Sous-porteuses pilotes	8
Sous-porteuses nulles	56
Taille du Préfix cyclique	1/4, 1/8, 1/16, 1/32

Tableau II.1 : Récapitulatif des principales caractéristiques de la couche PHY

Afin d'évaluer notre système, nous nous sommes basés sur ces caractéristiques pour développer une chaîne de communications numériques complète (émission et réception). Les performances de ce système sont, alors, évaluées et validées dans le cas du canal de Rayleigh.

Nous présentons dans la suite, la structure de ce système à travers les différents blocs numériques qui le composent. Le fonctionnement de chacun de ces blocs est également détaillé.

II.4 La structure du système WiMAX-MIMO-OFDM

Ce paragraphe présente la structure du système WiMAX-MIMO-OFDM à travers les blocs numériques qui le constituent. Entièrement développé sous Matlab®, ce système comprend une chaîne d'émission basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d et une chaîne de réception duale. Notons que cette norme ne donne aucune recommandation concernant les algorithmes numériques à utiliser du côté du récepteur. Cela nous laisse un certain degré de liberté pour choisir les algorithmes présentant le meilleur compromis entre de bonnes performances et une complexité moindre.

Le but des simulations est d'évaluer et de valider les performances du système WiMAX dans différents canaux à travers la caractérisation des niveaux de Taux d'Erreur Bit (BER : Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). Le BER est calculé, pour un SNR donné, à partir de l'équation suivante: $BER = N_e/N$, avec N le nombre de bits envoyés et N_e le nombre de bits erronées à la réception. Pour pouvoir tracer les courbes $BER = f(SNR)$, le SNR varie dans un intervalle $[SNR_{min} SNR_{max}]$ défini selon le scénario simulé. En général, la puissance du signal est considérée fixe tandis que la puissance du bruit est variable de telle façon à avoir un SNR variant dans cet intervalle [45].

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la norme IEEE 802.16d prévoit l'utilisation optionnelle de la diversité en émission à travers un système MISO. Ce système comporte deux antennes émettrices et une antenne réceptrice, chaque branche dispose de sa propre chaîne de modulation OFDM.

Dans le cadre de ces travaux, nous avons outrepassé les spécifications de cette norme en ajoutant une seconde antenne réceptrice au système WiMAX étudié. Les algorithmes détaillés pour la configuration MISO restent valables pour cette nouvelle structure du système. Le nouveau schéma d'émission/réception est illustré sur la figure II.10.

Mise à part le codage espace-temps (STC) et le multiplexage spatial (SM), tous les blocs numériques constituant cette chaîne sont identiques à ceux utilisés dans le cas SISO. Rappelons que dans ce cas, le préambule ne contient qu'un seul symbole OFDM et que le type de codage espace-temps utilisé est celui basé sur le schéma d'Alamouti et le type de multiplexage spatial est celui basé sur le V-BLAST.

Nous détaillons dans la suite, chacun des blocs selon l'ordre de leurs apparitions dans la chaîne d'émission et de réception WiMAX-MIMO-OFDM.

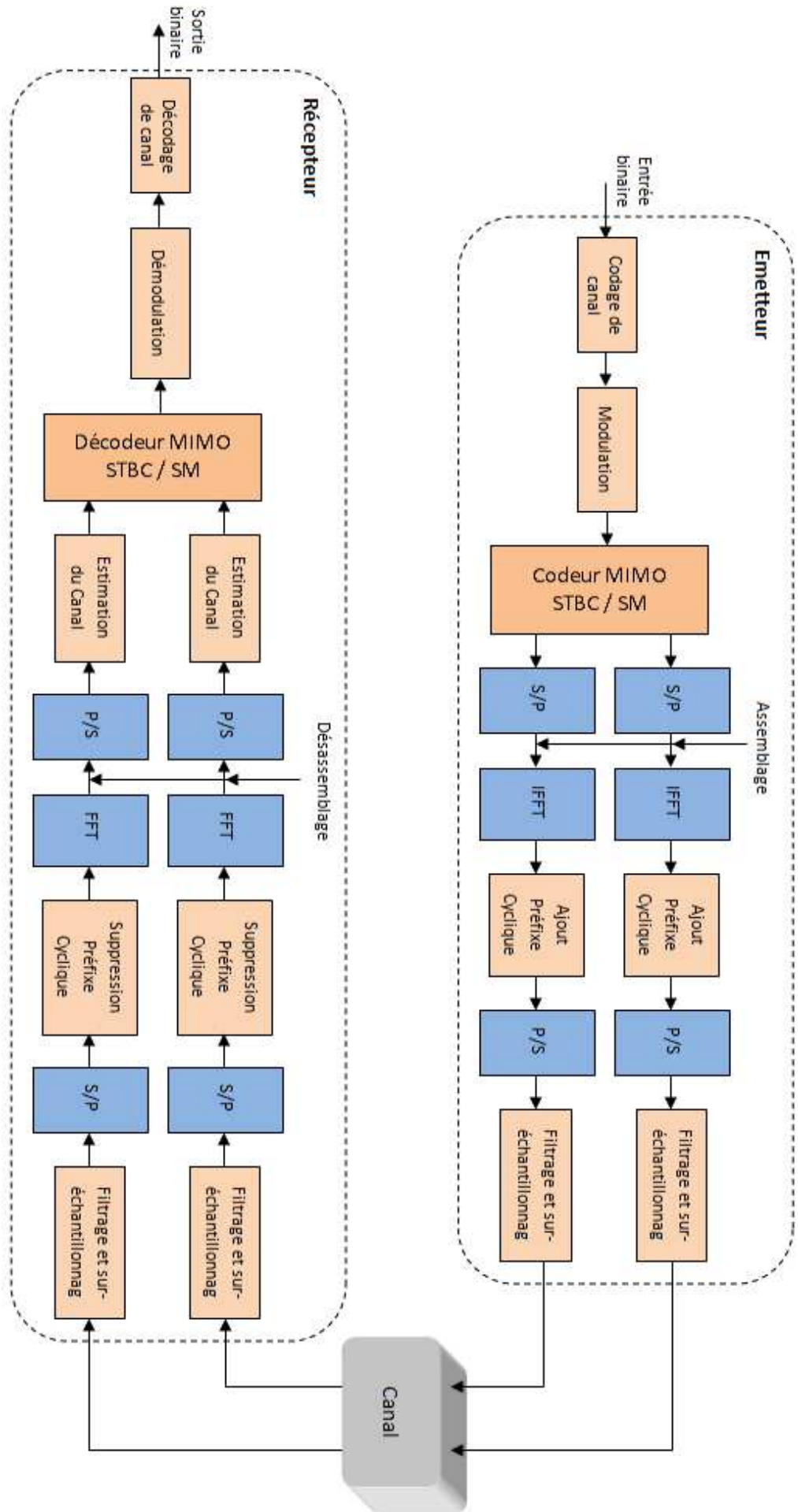


Figure II.10 : Chaîne de communications numériques (émission-réception) basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16 (Configuration MIMO)

II.4.1 Chaîne d'émission

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

II.4.1.1 Le codage de canal

Le codage de canal, introduit dans la chaîne d'émission avant le modulateur OFDM, permet de prévenir les données contre les erreurs en les arrangeant différemment et en introduisant de la redondance. Selon la norme IEEE 802.16d, le processus de ce codage est la concaténation d'une fonction d'embrouillage, de codage correcteur d'erreurs et d'entrelacement (figure II.11).

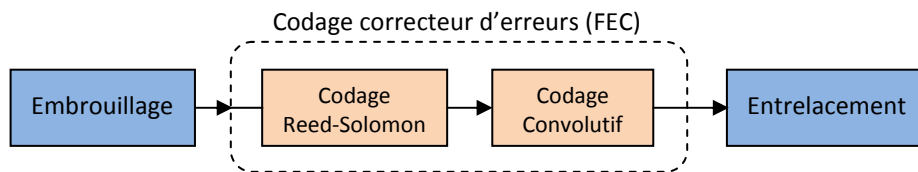


Figure II.11 : Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d

Ce processus de codage est flexible grâce au poinçonnage du signal qui permet de mettre en place différents taux de codage. Cela garantit aux abonnés une protection optimale contre les erreurs en fonction du degré de perturbations qu'amène le canal de propagation. En effet, l'abonné transmet les informations relatives au canal à la Station de Base (BS) qui choisit un taux de codage approprié et l'applique aux données en voie descendante. Ainsi, un utilisateur se trouvant, à un instant donné, dans un environnement riche en éléments perturbateurs se verra attribué une meilleure correction d'erreurs qu'un autre se trouvant dans de meilleures conditions de propagation.

Dans la suite, chacun des blocs de codage est présenté et son fonctionnement est détaillé.

II.4.1.1.1 Embrouillage

L'embrouilleur a pour but d'éliminer les longues séquences de '0' ou de '1' que peut contenir la séquence d'entrée. Cela créerait une raie temporelle à forte énergie qui perturbera le fonctionnement des amplificateurs utilisés dans le système. Un signal connu qui possède cette caractéristique est le bruit qui par nature est aléatoire et donc une énergie uniformément répartie. Ce bloc utilise un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS en anglais) ayant le polynôme générateur $(1 + X^{14} + X^{15})$. Le principe de fonctionnement est illustré sur la figure II.12.

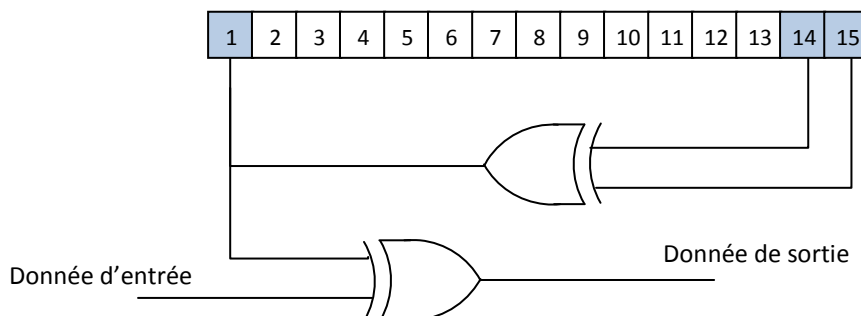


Figure II.12 : Principe de l'embrouilleur

II.4.1.1.2 Codage correcteur d'erreurs

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

A. Codage Reed-Solomon

Le code de Reed-Solomon (figure II.13), noté $RS(n, k, t)$, est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de k symboles de l bits en un mot de n symboles de l bits en ajoutant $2t = (n - k)$ symboles de redondance [46, 47].

Ainsi n , k et t peuvent être définies de la manière suivante :

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

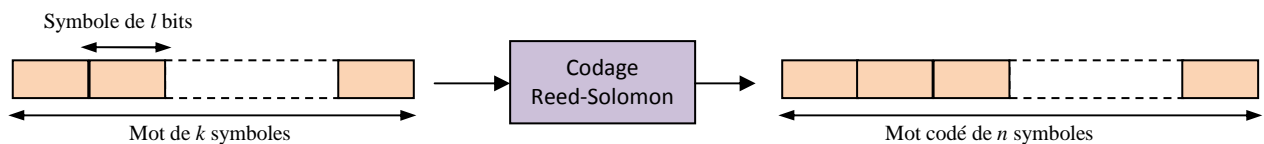


Figure II.13 : Principe du code de Reed-Solomon

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

La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ($n = 255$, $k = 239$, $t = 8$) utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments noté $GF(2^8)$ [46]. Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés :

- Un polynôme dit *primitif* permettant de générer les symboles codés.

$$\text{Il s'écrit: } p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (\text{II.10})$$

- Un polynôme dit générateur de code permettant de calculer les symboles de parité.

$$\text{Il s'écrit : } g(x) = (x + \lambda^0) (x + \lambda^1) (x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2t-1}) \quad (\text{II.11})$$

avec λ l'élément primitif du corps de Galois.

Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné. Quand un paquet est raccourci à k symboles, un préfixe de $239 - k$ symboles nuls est ajouté au paquet et une fois le processus de codage terminé, ces symboles codés sont supprimés. Quand la fonction de poinçonnage est appliquée sur un mot du code pour corriger t symboles, seuls les $2t$ symboles de parité parmi les 16 sont utilisés. Ce fonctionnement est illustré sur la figure II.14.

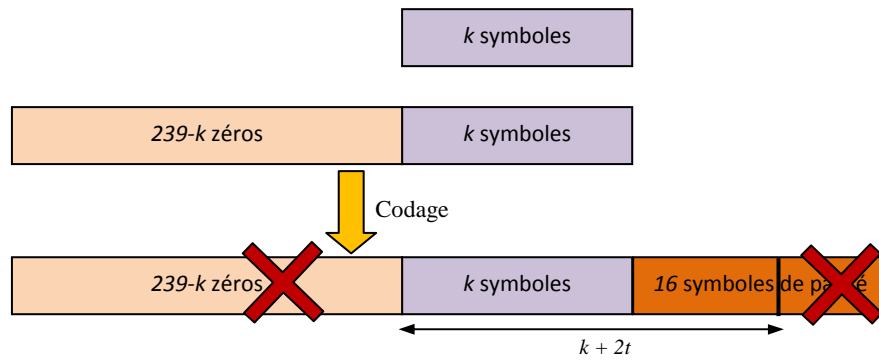


Figure II.14 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon

B. Codage Convolutif

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage Convolutif (figure II.15). Ce code permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds.

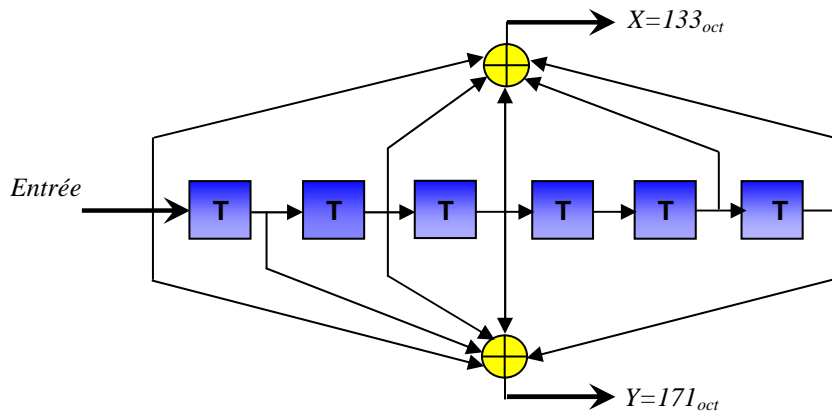


Figure II.15 : Principe du codeur Convolutif de taux 1/2

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

$$G_1 = 133_{oct} \text{ pour } X \tag{II.12}$$

$$G_2 = 171_{oct} \text{ pour } Y \tag{II.13}$$

Chaque bloc en sortie du codeur RS doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de 1/2 et ayant une longueur de contrainte¹ de 7.

Afin d’augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage [46] est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d’un rendement 3/4, pour 3 bits se présentant à l’entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels.

¹ La longueur du registre de décalage dans lequel passent les données binaires

Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont $1/2$, $2/3$, $3/4$ et $5/6$.

Le profile d'un burst est formé par l'association d'une des modulations disponibles et un codage correcteur d'erreurs avec un certain taux. Le tableau II.2 résume les différentes configurations pouvant être affectées aux bursts.

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

Tableau II.2 : Schémas de modulation et de codage dans la norme IEEE 802.16d

II.4.1.1.3 Entrelacement

L'entrelacement permet d'éviter de longues suites de bits ou d'octets consécutifs erronés. Pour cela, il repartit à l'émission, les octets d'un paquet dans d'autres paquets.

La norme stipule que la taille du bloc d'entrelacement doit être égale au nombre total des bits codés que contient un symbole OFDM.

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

II.4.1.2 Modulation

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation. La norme définit l'utilisation de plusieurs modulations du type BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM.

La modulation BPSK est utilisée uniquement pour les symboles pilotes et le FCH alors que les autres modulations sont appliquées aux données. Les constellations de ces modulations sont décrites sur la figure II.16.

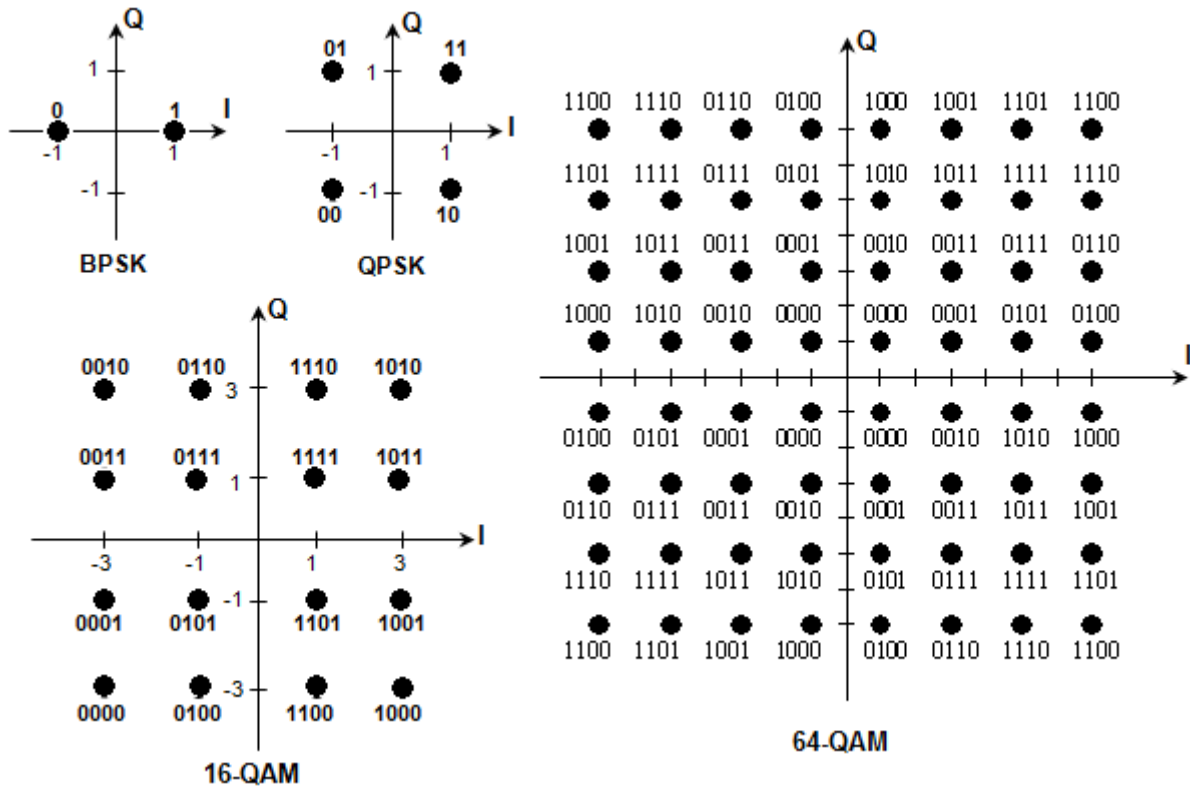


Figure II.16 : Constellations des modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM.

II.4.1.3 Codeurs MIMO

Ce bloc est utilisé dans le cas d'une transmission multi-antennaire (MIMO et MISO). Les codeurs utilisés sont le codage V-BLAST (SM) et le codage d'Alamouti (STBC).

II.4.1.3.1 Multiplexage spatial

Comme il a été expliqué dans le chapitre précédent, ce codeur consiste à diviser une trame de bits d'information en 2 sous-trames (pour 2 antennes d'émission). Chaque sous-trame est modulée par la suite par le même type de modulation. Les symboles qui se trouvent sur la 1ere ligne (2^{ème} ligne) de la matrice sont alors envoyés par la 1ere antenne (2^{ème} antenne).

II.4.1.3.2 Codage espace-temps en bloc

Cet algorithme consiste à envoyer, durant le 1^{er} temps symbole, deux symboles complexes x_1 et x_2 , respectivement des antennes Tx_1 et Tx_2 . Durant le second temps symbole, les symboles $-x_1^*$ et x_2^* (les symboles conjugués de x_1 et x_2) sont envoyés, respectivement de ces deux antennes. Ainsi, le mot codé sera représenté comme suite :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

II.4.1.4 Génération des pilotes

Comme précisé précédemment, chaque symbole OFDM intègre 8 symboles pilotes. Ces symboles sont générés à partir d'un générateur PRBS initialisé à chaque préambule par la séquence 1111111111 en DL et par la séquence 10101010101 en UL.

La structure de ce générateur est illustrée sur la figure II.17.

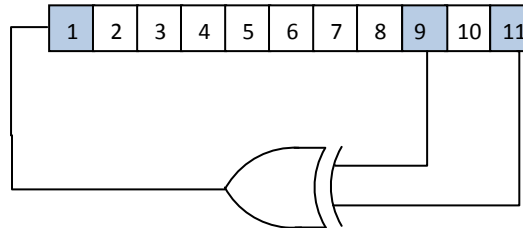


Figure II.17 : Générateur PRBS de la séquence pilote

Les valeurs des symboles pilotes relatifs au symbole OFDM d'indice k sont dérivées de la valeur w_k . En DL, cet indice k est relatif au premier symbole de la trame alors qu'en UL, il est relatif au premier symbole du burst. Pour les deux liaisons (DL et UL), l'indice $k = 0$ est relatif au premier symbole OFDM du préambule. Après le passage dans ce générateur, la séquence résultante w en DL s'écrit: 11111111111000000000110... . Le troisième '1' correspondant à w_2 doit être affecté au premier symbole OFDM suivant le préambule.

II.4.1.5 Assemblage

Comme cela a été présenté précédemment, la norme définit une certaine forme des symboles OFDM utilisés. En effet, chaque symbole dispose de 256 porteuses dont la répartition est faite de la manière suivante: 192 porteuses réservées pour le transport des données utiles, 8 porteuses pilotes et 56 porteuses nulles.

Ce processus d'assemblage permet de créer des symboles OFDM ayant la forme voulue en insérant la sous-porteuse centrale (DC), ainsi que 28 sous-porteuses nulles à gauche du symbole (basses fréquences) et 27 sous-porteuses nulles à droite (hautes fréquences). Les 8 pilotes sont insérés aux positions -88, -63, -38, -13, 13, 38, 63 et 88 (figure II.5).

II.4.1.6 IFFT

Une fois les symboles OFDM assemblés, ils passent par le bloc de conversion de série à parallèle qui permet de les mettre sous une forme adéquate pour passer dans le bloc IFFT. Ils passent, ensuite, par le bloc assurant la modulation OFDM. Ce bloc applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Après cela, les symboles OFDM sont reconvertis en série.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} S_k e^{j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.15})$$

Où

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

II.4.1.7 Insertion du Préfixe Cyclique

Après avoir passé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Comme le montre la figure II.3, une partie de chaque symbole OFDM est recopiée au début de ce même symbole.

II.4.1.8 Génération du préambule

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

Nous rappelons qu'en DL le préambule est composé de deux symboles OFDM alors qu'il contient qu'un seul symbole OFDM en UL.

II.4.1.9 Filtrage et sur-échantillonnage

Les systèmes transmettant des données sur une bande passante limitée nécessitent une fonction de filtrage et mise en forme aussi bien à l'émission qu'à la réception. A cause des évanouissements présents dans un canal de propagation, le signal transmis subit quelques distorsions se traduisant par des Interférences Entre Symboles (IES) provoquant des erreurs de détection. Afin d'éviter ces erreurs aux instants de décision et donc faciliter la détection, la fonction de mise en forme doit respecter le critère de Nyquist [48]. Ce critère indique que pour avoir une transmission sans IES, une bande minimale de transmission $B_{\min} = 1/2T_s$ est requise. En général, la combinaison du filtre d'émission et son filtre "adapté" de réception est conçue pour annuler l'IES.

II.4.2 Chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant la fonction duale s à celles effectuées en émission.

II.4.2.1 Filtrage et Sous-échantillonnage

Comme cela a été précisé dans II.4.1.8, le filtre de réception est adapté à celui en émission. Un sous-échantillonnage des données est également utilisé afin de retrouver ces données sous leur forme initiale.

II.4.2.2 FFT

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

$$R_k = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} r_n \cdot \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}\right), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.16})$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- r_n le symbole reçu à l'instant nT_s
- N_{FFT} la taille de la FFT

II.4.2.3 Désassemblage

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

II.4.2.4 Estimation de canal

Le but de ce bloc de la chaîne est d'estimer la fonction de transfert du canal de propagation. Pour cela, deux hypothèses se profilent à propos du type du canal :

- à évanouissement lent
- à évanouissement rapide

Dans le 1^{er} cas, la technique d'estimation la plus adaptée est celle basée sur un arrangement en *bloc* des symboles pilotes à l'émission. Cependant, la réponse fréquentielle du canal estimée à un bloc (symbole OFDM) donné n'est plus valable au bloc suivant si le canal est à évanouissement rapide (changement rapide de la réponse fréquentielle). Il existe un autre arrangement dit des pilotes *répartis* dans lequel les porteuses pilotes ne se trouvent pas côte à côte mais plutôt réparties dans le symbole OFDM avec une distance S les séparant (Figure II.18). Cela permettra de mettre à jour les coefficients estimés au niveau de chaque symbole [49].

Selon la norme WiMAX, nous retrouvons ces deux types d'arrangement dans la structure du préambule (bloc) et celle des symboles OFDM (répartis). Quelque soit le type d'arrangement choisi pour l'estimation, nous aurons recours soit à la technique dite des moindres carrés (LS: *Least Square* en anglais), ou celle dite de l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE: *Minimum Mean Square Error* en anglais).

1. Dans le cas de la technique LS [50], la réponse fréquentielle du canal s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{H}_{k,l}^{LS} = \frac{Y_{k,l}}{X_{k,l}} = \frac{1}{|X_{k,l}|^2} (X_{k,l}^* Y_{k,l}) \quad (\text{II. 17})$$

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

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

2. Dans le cas de la technique MMSE [50], la réponse fréquentielle du canal s'écrit :

$$\hat{H}_{k,l}^{MMSE} = \frac{1}{(|X_{k,l}|^2 + \sigma^2)} (X_{k,l}^* Y_{k,l}) \quad (\text{II. 18})$$

avec σ^2 la variance du bruit blanc.

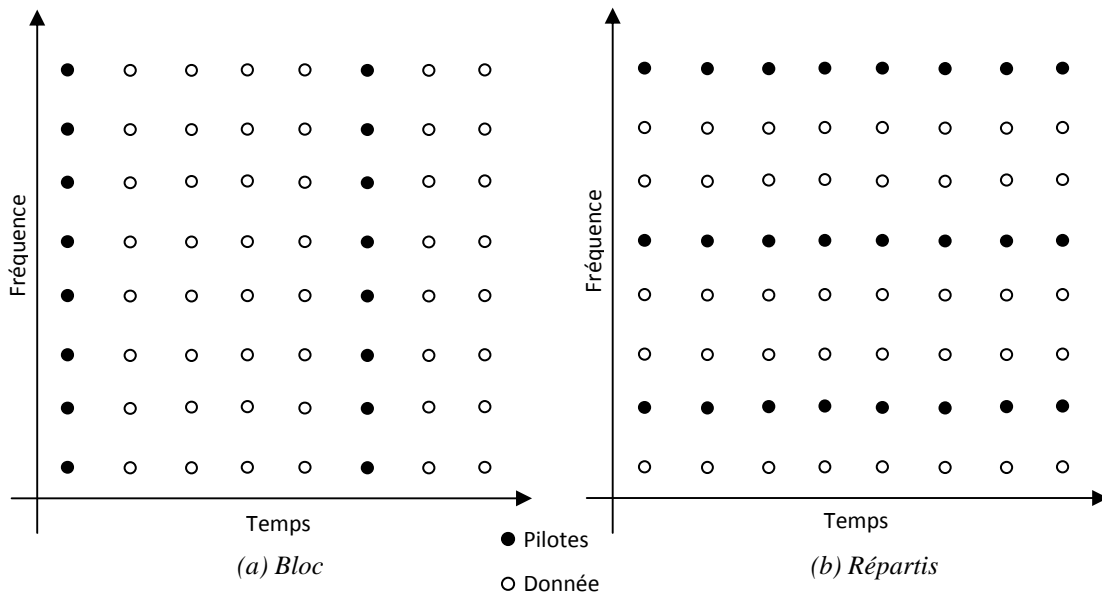


Figure II.18 : Les types d'arrangement des porteuses pilotes dans un symbole OFDM

Dans notre cas, nous utiliserons la technique LS pour estimer les coefficients du canal. L'effet du bruit sera compensé lors du processus d'égalisation.

II.4.2.5 Décodeurs MIMO

La structure des symboles reçus, en MISO et en MIMO, ainsi que le processus de décodage des deux techniques d'émission MIMO (STBC et V-BLAST) ont été détaillés dans le chapitre précédent.

II.4.2.6 Démodulation

La démodulation permet d'estimer les données binaires envoyées préalablement à partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit. L'estimation se fait à l'aide du critère de la distance Euclidienne minimale. Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances Euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation. Le point de la constellation, qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu, est retenu comme étant l'estimation du symbole émis.

$$\begin{aligned}\hat{s} &= \arg \min (dE) \\ &= \arg \min |y - \hat{h}s|\end{aligned}\quad (\text{II.19})$$

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

II.4.2.7 Décodage de canal

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission des données. Elle comporte les fonctions de désentrelacement, de décodage correcteur d'erreurs et de désembrouillage. Cette fonction est représentée par la figure II.19.

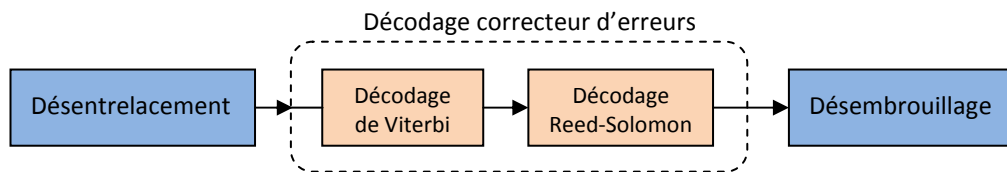


Figure II.19 : Le décodage de canal

II.4.2.7.1 Désentrelacement

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement. Cette fonction comporte, également, deux permutations.

II.4.2.7.2 Décodage correcteur d'erreurs

A. Décodage de Viterbi

Le décodage de Viterbi est la fonction duale au codage convolutif appliqué à l'émission. Il se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance pour chercher le chemin optimal entre le symbole reçu à un instant t et l'état du codeur lui correspondant au même instant [51].

B. Décodage de Reed-Solomon

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

II.4.2.7.3 Désembrouillage

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

Après avoir présenté les différents blocs composants le système WiMAX et développé les algorithmes associés, nous procédons à la simulation de ses performances à l'aide du code implémenté sous Matlab©. Lors de ces simulations, le modèle du canal Rayleigh a été utilisé. Les performances relevées serviront de référence pour la suite de l'étude.

II.5 Simulation du système WiMAX

Après avoir implémenté les blocs numériques constituant notre système WiMAX sur Matlab©, nous avons procédé à des simulations en utilisant différentes configurations. Deux objectifs se profilent pour ces simulations :

1. Vérifier la validité du code implémenté, autrement dit, voir si tous les blocs numériques ont été correctement implémentés.
2. Evaluer les performances du système en SISO, MISO et MIMO dans le canal de Rayleigh et pour les deux techniques MIMO d'émission utilisées dans cette thèse (SM et STBC). Les courbes de performances obtenues serviront de référence pour la validation des techniques proposées dans le chapitre suivant.

Dans la suite, les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée sont listées.

II.5.1 Les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée

La liaison WiMAX, utilisée durant toutes les simulations, possède la configuration suivante:

- Durée de la trame : 11ms
- Bande passante : 5MHz
- Nombre de Bursts : 2
- Nombre de symboles OFDM par burst : 20
- Nombre de sous-porteuses OFDM : 512
- Longueur du préfixe cyclique : 1/4

Dans un premier temps, un système SISO a été simulé pour vérifier si tous les blocs numériques ont été correctement implémentés afin d'établir les performances idéales du système.

Ensuite, les simulations ont été effectuées en utilisant des systèmes présentant différentes configurations (MISO et MIMO) et différentes techniques d'émission (SM et STBC). Le but est de

connaître l'efficacité de chacune des techniques implémentées et par conséquent les capacités que présente le système étudié.

II.5.2 Résultats des simulations

Dans cette partie, les résultats des simulations dans un canal de Rayleigh sont exposés.

Avant d'entamer la série de simulations, il était indispensable de vérifier si tous les algorithmes ont été correctement implémentés. La première phase des simulations a consisté à caractériser le système, en configuration SISO, dans le but de détecter et corriger des éventuels dysfonctionnements.

La figure II.20 expose les courbes de performances obtenues dans le cas SISO en utilisant les modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM sans codage de canal. Pour un TEB de 10^{-3} , le SNR nécessaire pour passer de la BPSK à la QPSK est d'environ 3 dB, et égal à 3,9 dB quand on passe de la QPSK à la 16QAM et égal à 7,2 dB de la 16QAM à la 64-QAM.

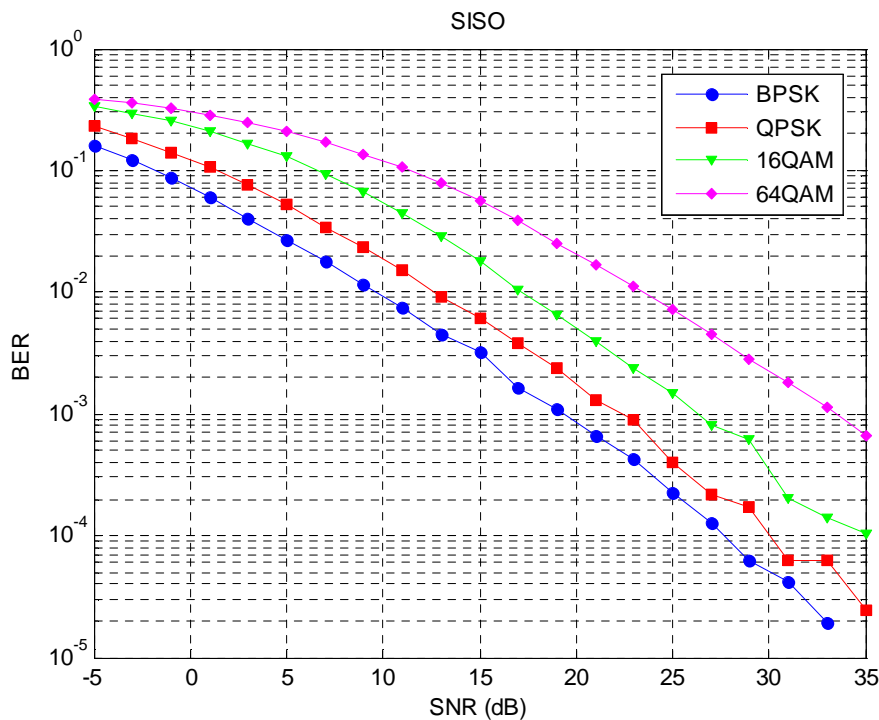


Figure II.20 : Performances du système SISO pour différents types de modulations.

La suite des simulations avait pour but d'évaluer les performances, avec et sans codage de canal. Cela permet de tester, d'un côté la fiabilité des blocs numériques simulés et d'un autre côté l'apport du codage de canal en termes de performances. Les résultats des simulations sont exposés sur la figure II.21.

Les courbes de la figure II.21 révèlent, principalement, deux informations :

1. Les performances des algorithmes implémentés et la fiabilité des blocs de la chaîne de communication numérique simulés.

2. L'apport significatif du codage de canal (FEC: Forward Error Correction) à partir des certains niveaux de SNR. En effet, nous remarquons qu'à partir des niveaux de SNR de 4,1 dB, 6,4 dB, 9,7 dB, et 14,9 dB respectivement pour les modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM, le codage de canal (avec un taux de code de FEC = 1/2) permet d'améliorer significativement les performances de notre système WiMAX.

Ces résultats permettent de valider le bon fonctionnement des algorithmes de codage implémentés au niveau de l'émission ainsi que le décodage au niveau de la réception.

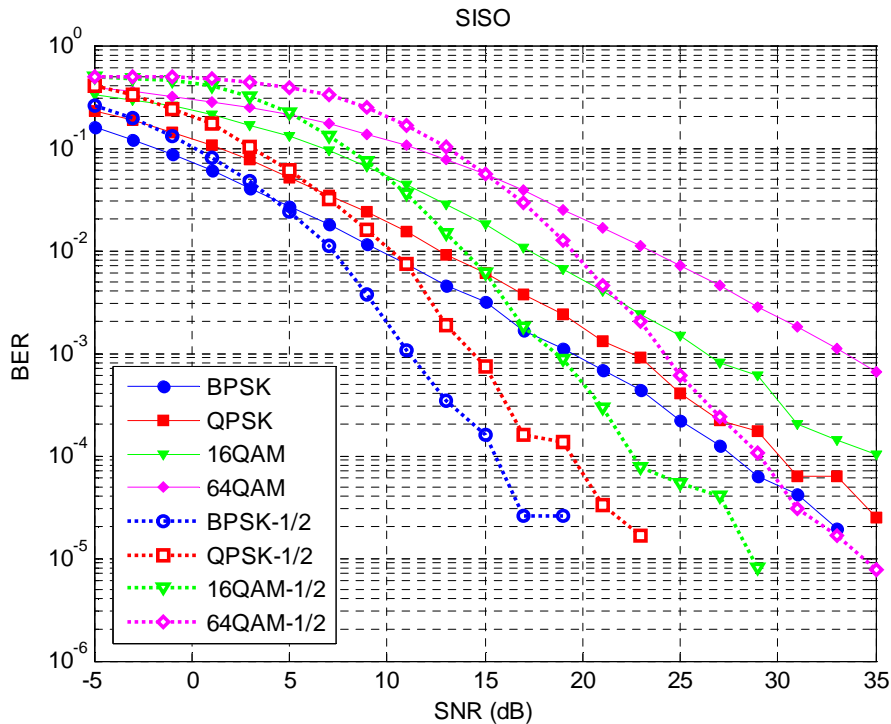


Figure II.21 : Comparaison des performances du système SISO pour différents types de modulations sans et avec codage (FEC = 1/2).

La dernière série de simulations a consisté à quantifier l'apport des techniques multi-antennaires pour différentes configurations (MISO et MIMO) dans différentes techniques d'émission (STBC et SM) par rapport au SISO. Les données émises sont modulées en 64QAM avec un codage de canal (FEC = 1/2). Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures II.22 et II.23.

Dans le cas de la technique d'émission STBC (Figure II.22), les performances des trois configurations SISO, MISO (STBC 2x1) et MIMO (STBC 2x2) sont représentées. Les résultats confirment bien la théorie, en affichant des performances améliorées par le MISO et encore plus par le MIMO. Cela s'explique par le fait que les niveaux de BER sont estimés en fonction d'un niveau de SNR pris sur chacune de ces branches du système multi-antennaires STBC. Les gains apportés par l'utilisation des systèmes MISO et MIMO associés à l'algorithme de codage espace-temps STBC par rapport au SISO peuvent être quantifiés. Nous relevons, alors, respectivement un gain avoisinant les 11,4 dB et 14,3 dB à

un niveau de BER égal à 10^{-4} . De plus, la tendance des courbes laisse présager que plus le SNR augmente plus ce gain est important.

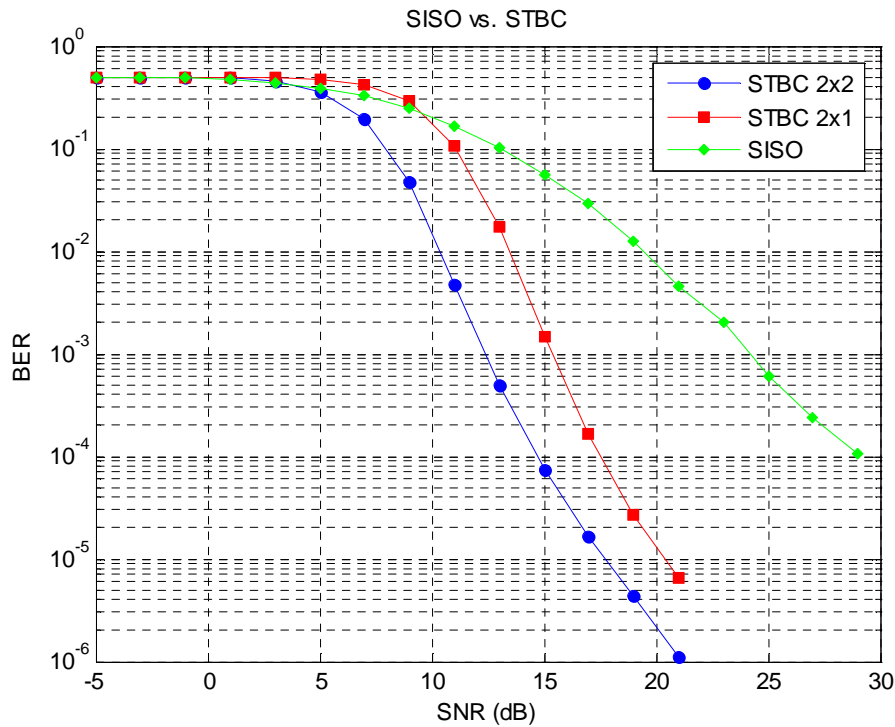


Figure II.22 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, MISO et MIMO (cas STBC)

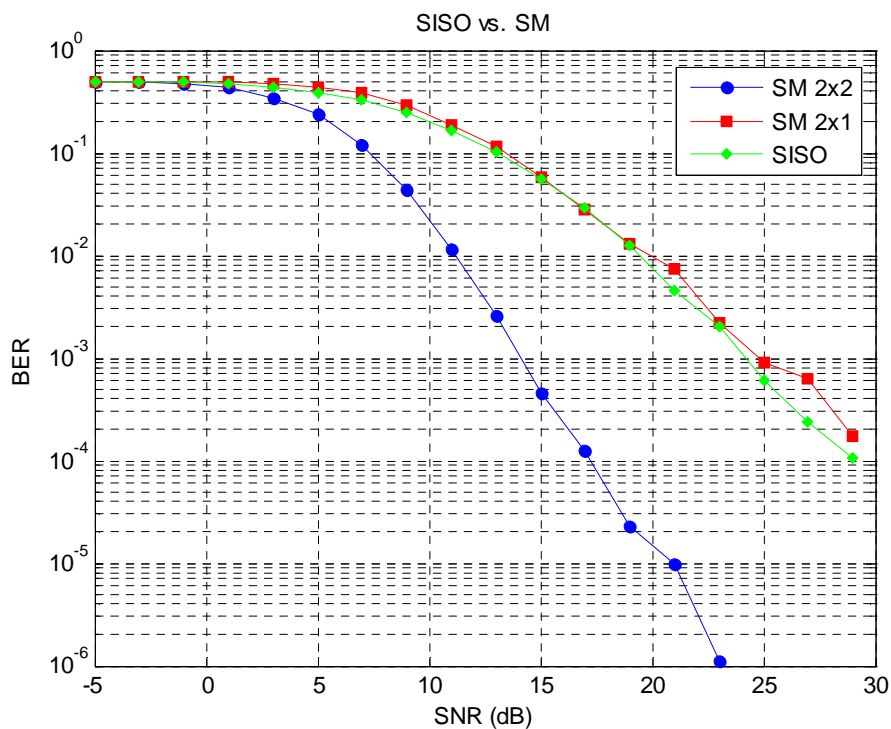


Figure II.23 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, MISO et MIMO (cas SM)

Dans le cas SM, d'après les courbes affichées sur la figure II.23, notre système WiMAX peine à atteindre des niveaux de BER faibles en configuration MISO en plus les performances des deux configurations SISO et MISO (SM 2x1) sont presque identiques (l'utilisation des techniques MISO n'apporte pas d'améliorations par rapport au SISO). Ces niveaux sont améliorés par l'introduction de deux antennes à la réception MIMO (SM 2x2). Nous pouvons voir, alors, que par rapport au SISO le MIMO améliore considérablement le BER sur toute la plage de puissance contrairement au MISO qui garantie le même niveau de BER que le SISO en faible puissance (SNR < 19dB). A partir du SNR de 19dB, l'apport du SISO par rapport au MISO s'avère significatif dans la plage des fortes puissances.

En ce qui concerne l'apport du MIMO par rapport au SISO, Nous remarquons que pour garantir le même niveau de BER, notre système en configuration SISO a besoin d'émettre à une puissance beaucoup plus importante que lorsqu'il est en configuration MIMO. Cette puissance d'émission peut être encore moins importante en l'utilisant en configuration MIMO. Par exemple, pour un BER de 10^{-4} une économie de puissance allant jusqu'à 11,8 dB, est observée si la technique MIMO est utilisée à la place du SISO.

Pour quantifier l'apport des techniques multi-antennaires MIMO, le gain en SNR entre les configurations MIMO (STBC 2x2) et MIMO (SM 2x2) est relevé pour un niveau de BER fixé (Figure II.24). Ainsi, en prenant comme exemple un niveau de BER égal à 10^{-4} le gain en SNR est d'environ 2,6 dB entre le STBC et le SM et d'environ 11,7 dB entre le SM et le SISO, donc un gain en SNR d'environ 14,3 dB entre le STBC et le SISO. Ces améliorations restent, toutefois, significative vue le caractère perturbateur du canal.

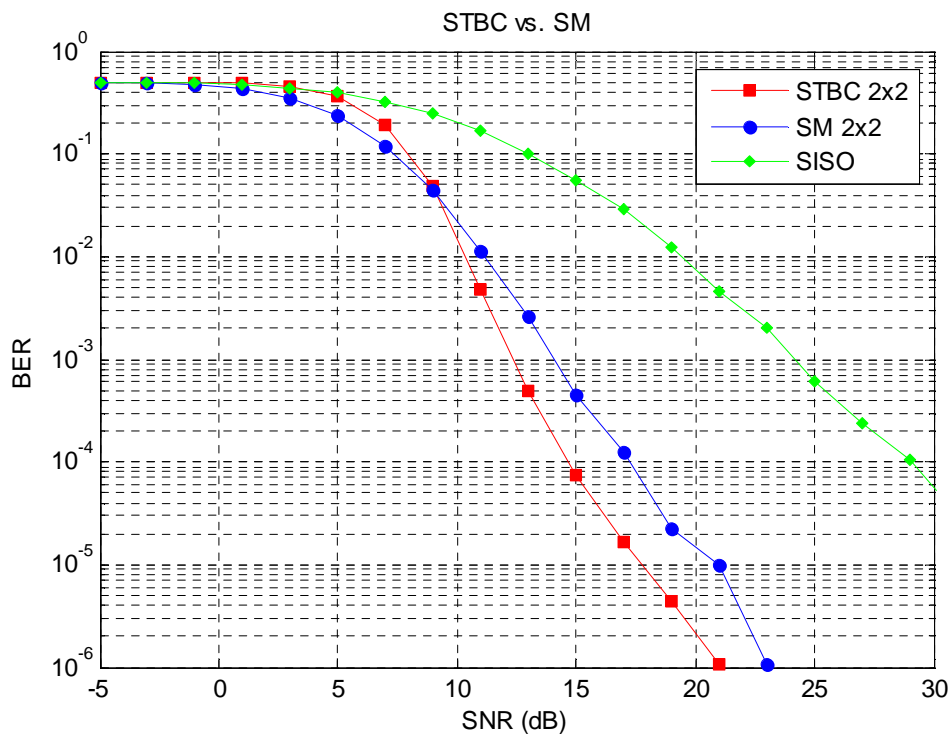


Figure II.24 : Comparaison des performances du système WiMAX en configurations SISO, STBC 2x2 et SM 2x2

Les performances du système WiMAX pour différents types de modulation et de codage dans les deux contextes MIMO sont représentées sur les figures II.25 et II.26 respectivement pour les techniques d'émission STBC 2x2 et SM 2x2.

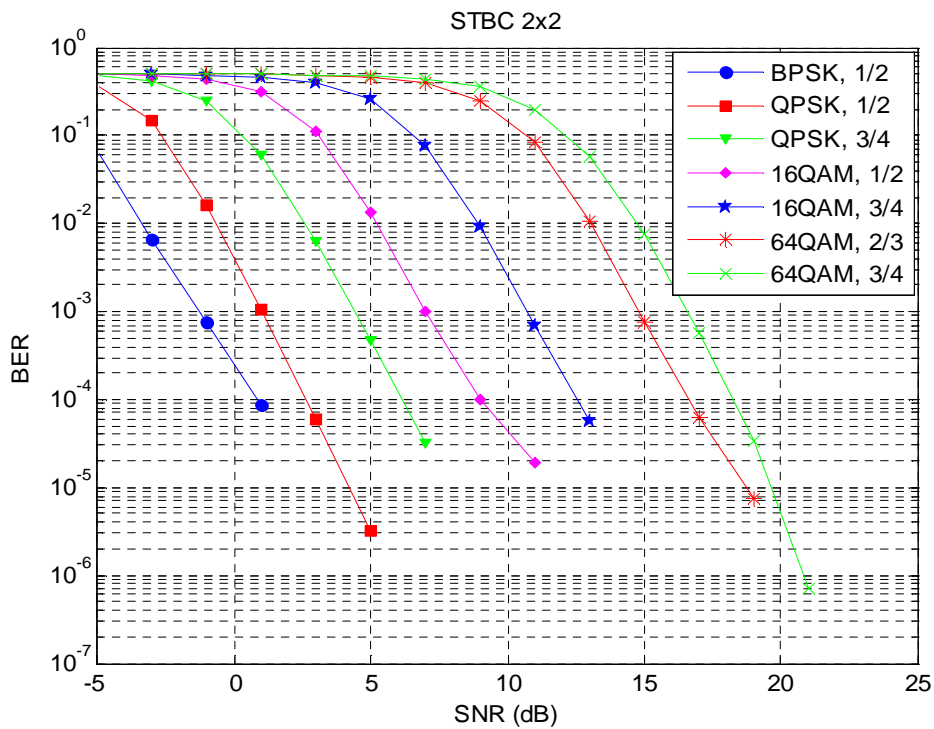


Figure II.25 : Comparaison des performances du système STBC 2x2 pour différents types de modulations et de codage

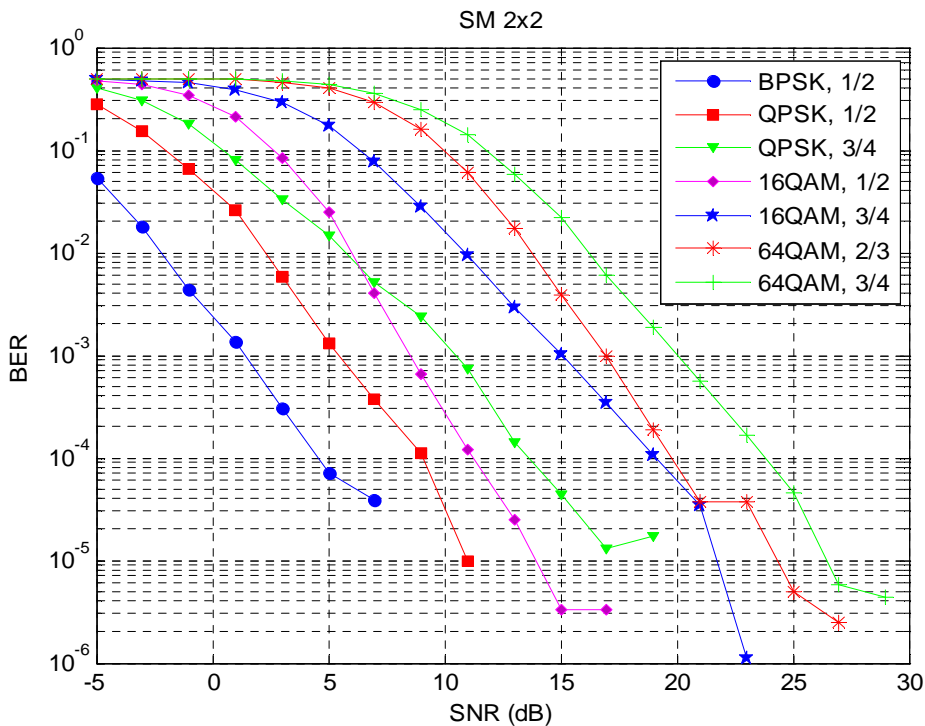


Figure II.26 : Comparaison des performances du système SM 2x2 pour différents types de modulations et de codage

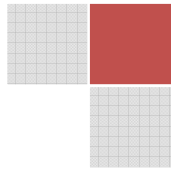
Les BER pour différentes constellations et différents taux de code sont illustrés en fonction du SNR. On constate une dégradation des performances quand le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante. Ainsi, nous pouvons voir l'apport significatif du codage de canal et on constate une diminution sensible du gain en BER si on augmente le taux de codage. La contrepartie étant une légère perte de débit utile.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d a été détaillée et caractérisée. En se basant sur les spécifications de la couche PHY WiMAX-OFDM relative à cette norme, les différents blocs composant la chaîne d'émission ont été identifiés et implémentés sur Matlab. Les blocs constituant la chaîne de réception ont été choisis dans la littérature pour avoir le meilleur compromis entre de bonnes performances et une complexité moindre.

Après avoir validé la bonne implémentation de ce système en canal de Rayleigh, ses performances ont été évaluées dans différentes techniques de transmission STBC et SM. Les évaluations en canal de Rayleigh ont permis d'établir les courbes de performances qui serviront de référence dans la suite de l'étude aussi bien en configuration SISO qu'en configuration MISO et MIMO. L'intérêt de l'utilisation du système multi-antennaire et du codage de canal a été également prouvé lors de ces simulations.

Dans le chapitre suivant, nous présentons la structure de notre simulateur, implémentant les différents blocs numériques, développé sous Matlab©. Par la suite, les performances du système WiMAX intégrant la technique MIMO et la modulation OFDM sont évaluées en termes de débit binaire.



Chapitre | III

IMPLÉMENTATION ET SIMULATION D'UN SYSTÈME WIMAX INTÉGRANT LA TECHNIQUE MIMO

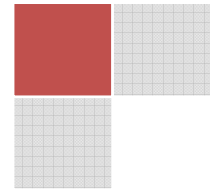
SOMMAIRE

- III.1 - Introduction
 - III.2 - Architecture du système MIMO-WiMAX
 - III.3 - La structure du simulateur WiMOS©
 - III.4 - Simulations et résultats
 - III.5 - Modulation et codage adaptatifs
 - III.6 - Conclusion
-

" Une personne qui n'a jamais commis d'erreurs n'a jamais tenté d'innover "

Albert Einstein.

Chapitre | III



IMPLÉMENTATION ET SIMULATION D'UN SYSTÈME WIMAX INTÉGRANT LA TECHNIQUE MIMO

III.1 Introduction

Au cours du chapitre précédent, la technique OFDM et les spécifications de la couche PHY relative à la norme IEEE 802.16d ainsi que les différents blocs composant la chaîne de communications MIMO-WiMAX ont été présentés. Des programmes élaborés sous Matlab© ont permis la simulation des performances de cette chaîne. Les résultats obtenus ont été, également, présentés précédemment. Rappelons que le but des simulations était de valider le comportement du système en évaluant ses performances dans les deux techniques de transmission MIMO (STBC) et MIMO (SM).

Le but de ce chapitre est de mettre en place et de caractériser le système MIMO-WiMAX à travers un logiciel (simulateur) que nous avons développé sous l'environnement Matlab®, nommé **WiMOS©** (**WiMAX MIMO-OFDM Simulator**). Cette caractérisation consiste à évaluer les performances de ce système et de définir ses éventuelles limitations en termes de débit binaire.

Nous entamons ce chapitre par une présentation de l'architecture du système MIMO-WiMAX, ainsi qu'une description de la modélisation en termes de débit. Après une brève description de la plateforme logicielle développée, les blocs composant les chaînes d'émission et de réception sont, également, rappelés avant leurs implémentations. Ensuite, l'impact de chaque bloc de notre simulateur sur le débit du système est détaillé dans le but de déterminer les performances optimales du système en configuration SISO et MIMO. Finalement, la dernière partie présente la technique d'Adaptation de Modulation et de Codage (AMC), validée par les résultats de simulations dans les deux schémas STBC et SM.

III.2 Architecture du système MIMO-WiMAX

La recherche d'un système optimal nécessite de répartir le traitement temps-espace conjoint sur l'intégralité des chaînes d'émission et de réception, conduisant à des architectures radicalement différentes du schéma de transmission WiMAX classique. Une telle solution a été évitée dans notre travail du fait non seulement de la complexité impliquée mais également de son caractère peu propice à un développement rapide, facilité par une réutilisation maximale des chaînes préexistantes. On s'oriente donc dans notre travail vers un système MIMO-WiMAX optimal, dérivé du système SISO-WiMAX avec un niveau de modification acceptable.

La partie avale d'émission/réception radio (antennes, multiplexage spatio-temporel et modulation OFDM) est inévitablement modifiée (figure II.10 du chapitre II) pour intégrer les réseaux d'antennes MIMO, contrairement à la partie amont de jonction (codage convolutif, entrelacement et modulation), reste impérativement identique pour respecter le standard. Par conséquent, le degré de changement et la complexité du futur système sont proportionnels à la profondeur de la remontée du traitement spatial dans les chaînes de transmission.

En résumant ces fonctions essentielles, la chaîne simplifiée WiMAX comprend une fonction de codage de canal, incluant l'entrelacement, et une fonction de modulation OFDM. Il semble raisonnable de conserver la modulation OFDM pour au moins trois raisons:

- respect des normes de transmission: conserver la modulation OFDM avec les paramètres initiaux est la stratégie la plus simple pour vérifier les signatures temporelle et fréquentielle imposées;
- immunité aux trajets multiples: la modulation OFDM reste l'une des techniques d'égalisation fréquentielle les plus simples à mettre en œuvre, principalement sur des canaux difficiles à fort étalement temporel;
- multiplexage fréquentiel: le mariage de la modulation OFDM avec un système à double réseau d'antennes est très intéressant puisque le canal de transmission sélectif en fréquence est décomposé en une somme de canaux strictement plats.

Chaque branche d'émission contient donc un bloc de modulation OFDM.

Le code convolutif $(133\ 171)_8$ semble superflu de prime abord, ne serait-ce que pour la raison qu'il est conçu pour un canal SISO. Deux points jouent pourtant en sa faveur:

- complémentarité avec les modulations codées temps-espace: le code convolutif et les modulations codées travaillent sur deux plans distincts, respectivement sur le corps des symboles d'information et le corps des nombres complexes des symboles modulés. Ils s'associent donc aisément de part et d'autre de l'opérateur de codage binaire à symbole;
- statistique du signal: construit pour la correction d'erreurs sur canal gaussien, le code $(133\ 171)_8$ altère peu la statistique de la source et reste peu sensible au traitement effectué en aval.

Il apparaît donc favorable de garder le bloc de codage prévu par le standard WiMAX. On rappelle que l'on considère dans notre travail un codage spatio-temporel et un multiplexage spatial.

Au final, pour un système de coût raisonnable, le point idéal d'implantation des techniques MIMO se situe entre le codeur du canal WiMAX suivi par la modulation bits/symboles et le modulateur OFDM. La nouvelle architecture implémentée dans notre simulateur WiMOS© est présentée sur la figure III.1, à comparer au schéma original d'un système WiMAX classique [11]. En clair, l'apport des techniques

MIMO s'apparente à des surcouches ajoutées au-dessus du système WiMAX, tout en soulignant la relative simplicité de réalisation et le caractère optimal de cette solution.

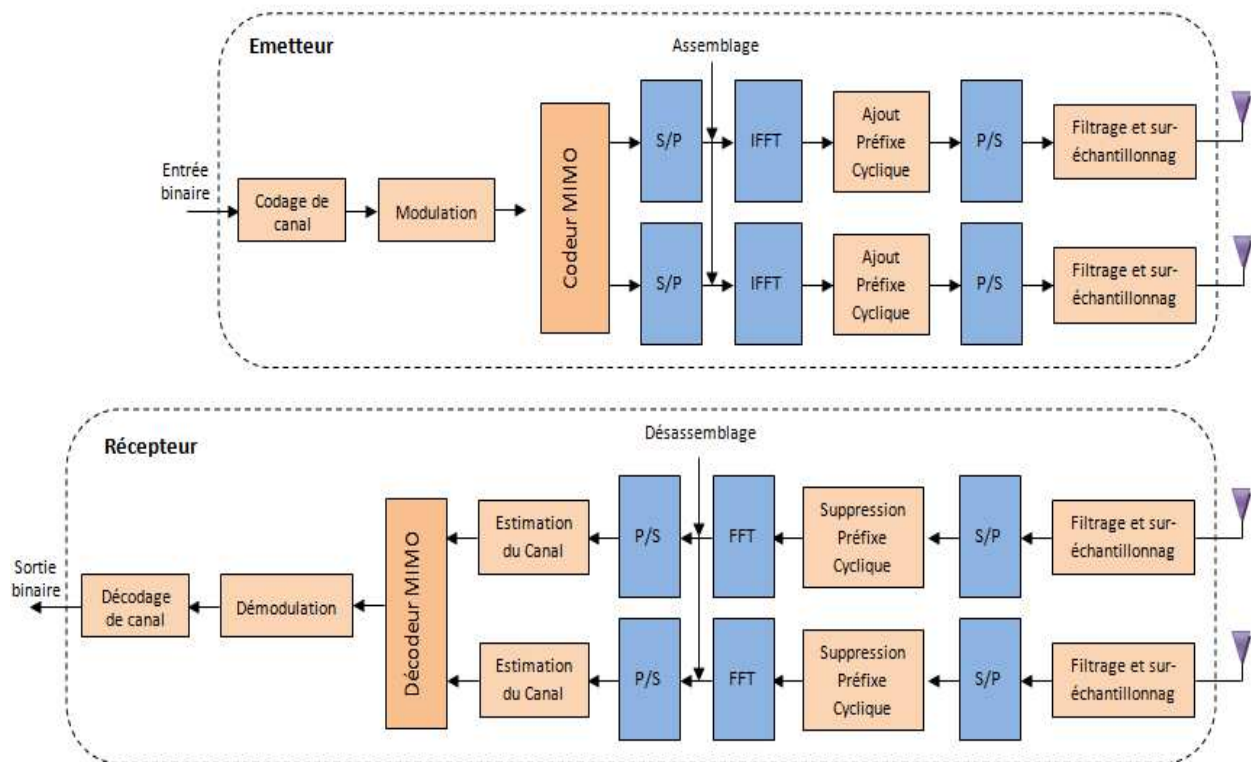


Figure III.1 : Schéma-bloc du simulateur WiMOS©

III.2.1 Description du système implémenté

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à large bande. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale et débit binaire se trouvent remarquablement augmentés. L'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s'avère être une technique bien adéquate, de plus en plus utilisée [52]. En particulier cette technique est adoptée, comme nous l'avons déjà mentionné au chapitre précédent, par le standard de normalisation des systèmes métropolitain sans fils IEEE 802.16 (WiMAX).

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination.

1. Le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement nous désirons avoir le minimum de bits possible. Cette opération de conversion d'un signal analogique en un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. Dans toute la Thèse, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes MIMO. Ainsi, la chaîne de transmission implémentée est délimitée par le codeur canal et le décodeur canal de part et d'autre du canal de transmission;

2. La séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du récepteur. Dans notre application, le codeur canal considéré est un codeur convolutif de rendement 1/2. Ensuite, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (*block fading*) du canal;
3. La séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de b_m bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^{b_m} . Par exemple, nous citons la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM);
4. Les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de M échantillons à émettre, ainsi l'utilisation d'un codeur spatio-temporel (ou le multiplexage spatial) s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources présentes en espace, temps et fréquence. Le code spatio-temporel (ou le multiplexage spatial), appliqué à un système à antennes multiples (MIMO, MISO), est expliqué dans le chapitre I;
5. Finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande (passe bande);
6. le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation;
7. À la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande (passe bande) utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel (ou multiplexage spatial), du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

III.2.2 Calcul du débit utile de données

Le concept d'efficacité du canal se réfère à gagner du débit aussi élevé que possible en utilisant la bande passante du canal disponible. Le débit est une mesure de la portion des données qui peut être utilisée afin de pouvoir transférer avec succès des données pures (pas de signalisation ou des messages de contrôle) à travers le réseau donné en un temps donné. La formule suivante mesure le débit de données dans la couche physique WiMAX-OFDM :

$$D^{OFDM} = \frac{N_u \cdot b_m \cdot R_c}{T_s} \quad (\text{III. 1})$$

Où b_m est le nombre de bits par symbole de la modulation, il est égal à 1 pour BPSK, 2 pour QPSK, 4 pour 16-QAM et 6 pour 64-QAM. En général, si M est le niveau de la modulation dans une constellation M -QAM, M est égal à 2^{b_m} . Le R_c est le taux de codage correcteur d'erreur qui est effectué par le code convolutif $(133\ 171)_8$, $R_c = 1/2$ et de longueur de contrainte 7, les taux de code $2/3$ et $3/4$ étant obtenus par poinçonnage [53].

Le tableau III.1 liste les modes prévus par le standard. Les valeurs des paramètres sont choisies pour garantir que le nombre de bits codés soit un multiple entier du nombre de bits transmis par symbole OFDM [54]. Le N_u est nombre des sous-porteuses actives (les sous-porteuses de données utiles), égale au nombre total des sous-porteuses OFDM moins le nombre des sous-porteuses nulles. Enfin, la durée du symbole T_s est donnée par :

$$\begin{aligned} T_s &= T_u + T_g \\ &= [G + 1]T_u \end{aligned} \quad (\text{III. 2})$$

T_u et T_g sont respectivement le temps utile du symbole et le temps de garde, et G est le rapport T_g/T_u , cette valeur peut être: $1/4$, $1/8$, $1/16$ ou $1/32$. Le $T_u = 1/\Delta f$. Δf , traduisant l'espacement entre les sous-porteuses, est donné par la formule suivante:

$$\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}} \quad (\text{III. 3})$$

$$\text{et, } F_s = \text{floor} \left(\frac{n \cdot BP}{8000} \right) 8000 \quad (\text{III. 4})$$

où F_s est la fréquence d'échantillonnage, n étant le facteur d'échantillonnage, BP est la bande passante nominale du canal et N_{FFT} est le nombre de points de la FFT ou le nombre total des sous-porteuses.

Type de modulation	Taux de codage	Nombre de bits codés par sous-porteuse	Nombre de bits codés par symbole OFDM	Nombre de bits de données par symbole OFDM
BPSK	1/2	1	48	24
BPSK	3/4	1	48	36
QPSK	1/2	2	96	48
QPSK	3/4	2	96	72
16-QAM	1/2	4	192	96
16-QAM	3/4	4	192	144
64-QAM	2/3	6	288	192
64-QAM	3/4	6	288	216

Tableau III.1 : Modes physiques du standard IEEE 802.16 (pour $N_{FFT} = 256$)

Le facteur d'échantillonnage n en collaboration avec BP et N_u déterminent l'espacement entre les sous-porteuses et le temps symbole utile. Pour le standard WiMAX cette valeur est fixée comme suit: pour des bandes passantes qui sont un multiple de 1.75 MHz alors $n = 8/7$, sinon pour des bandes passantes qui sont multiples de l'une des valeurs: 1.25, 1.5, 2.75 ou 2 MHz, alors $n = 28/25$ pour le reste des bandes passantes du canal non spécifiées le $n = 8 / 7$.

Les valeurs N_{FFT} et N_u sont exposées dans le tableau III.2 qui regroupe les paramètres des symboles OFDM pour le WiMAX fixe et les paramètres équivalents des symboles OFDMA utilisés dans le WiMAX Mobile pour la liaison descendante.

Considérons maintenant un système MIMO-OFDM. Grâce aux N_T émetteurs, le débit de données dans la couche physique WiMAX-MIMO-OFDM devient:

$$D^{MIMO-OFDM} = N_T \cdot D^{OFDM} \tag{III.5}$$

Cependant, cela ne veut pas dire forcément que l'association MIMO-OFDM est N_T fois plus efficace que l'OFDM seule. En effet, dans la transmission MIMO-OFDM, la puissance de transmission est répartie sur les N_T émetteurs, ce qui amoindrit (relativement) le rapport signal sur bruit et oblige à réduire b_m et/ou T_u pour compenser. Ceci revient à dire que, comparer les débits de ces deux approches avec les mêmes valeurs de b_m et T_u , ne serait pas juste parce que les taux d'erreurs ne seraient pas les mêmes.

Paramètre	WiMAX Fixe	WiMAX Mobile			
	OFDM-PHY	OFDMA-PHY			
Bande passante du canal (MHz)	3.5	1.25	5	10	20
Taille de la FFT (N_{FFT})	256	128	512	1024	2048
Nombre des sous-porteuses actives (N_u)	192	72	360	720	1440
Nombre des sous-porteuses pilotes	8	12	60	120	240
Nombre des sous-porteuses de garde (nulles)	56	44	92	184	368
Préfixe cyclique ou temps de garde (T_g/T_u)	1/32, 1/16, 1/8, 1/4				
Taux du sur-échantillonnage (F_s/BP)	Dépend de la bande passante: 7/6 pour 256 OFDM, 8/7 pour des multiples de 1,75 MHz et 28/25 pour des multiples de 1,25 MHz, 1,5 MHz, 2 MHz ou 2,75 MHz.				
Espacement entre les sous-porteuses (KHz)	15.625	10.94			
Temps symboles utile (μs)	64	91.4			
Durée du symbole OFDM (μs)	72	102.86			
Nombre de symboles OFDM dans une trame de 5ms	69	48.0			

Tableau III.2 : Paramètres des symboles OFDM pour le WiMAX fixe et OFDMA pour le WiMAX Mobile.

Comparer les efficacités spectrales de ces deux systèmes (en bits par seconde par Hertz (bit/s/Hz)) semble plus juste, parce que cela revient en fait à mesurer l'information, et les erreurs sont alors

automatiquement prises en compte. Sur la base du calcul effectué dans l'équation III.5, le débit théorique peut être atteint, mais il convient de noter que les différents bits supplémentaires, inclus dans les implémentations de la couche physique et de la couche MAC, doivent être enlevés pour avoir le débit pratique. Le débit pratique ne peut pas être élaboré et tout ce que nous pouvons faire est de l'estimer.

Les frais généraux, ajoutés à la couche physique, sont les suivants:

- Selon la structure du symbole OFDM, un préfixe cyclique est ajouté à la durée du symbole utile avec un rapport G . Ainsi, le débit théorique calculé doit être réduite par un facteur de 4/5, 8/9, 16/17 ou 32/33 selon la configuration préfixe cyclique pour extraire les bits utiles réels.
- D'autre part, en configuration OFDMA, les sous-porteuses ne sont pas toutes utilisées pour transmettre des données. Ainsi, en fonction du nombre de sous-porteuses de données dans chaque bande passante du canal, le débit réel peut être estimé.

En plus des frais généraux de la couche physique, la couche MAC permet de réduire le débit théorique en raison de l'existence des bits de préambule, des entêtes et des bits du contrôle de redondance cyclique ou CRC (Cyclic Redundancy Check) malgré la charge utile de données. Ces bits supplémentaires sont affectés dynamiquement et il n'y a pas une méthode élaborée pour déterminer leur quantité exacte. Mais dans notre simulateur WiMOS© une bonne approximation est implémentée dans le but de les éliminer. En effet, nous avons calculé le débit utile comme suit:

$$\text{Débit utile} = D_{MIMO-OFDM} (1 - FER) \quad (\text{III.6})$$

Avec FER indiquant le taux de perte de trames (Frame Error Rate).

III.3 La structure du simulateur WiMOS©

Depuis l'introduction de l'outil GUIDE dans la version 5.0 de Matlab®, le développement des Interfaces Graphiques (GUI) est devenu courant. Malheureusement, de nombreux développeurs se heurtent à des difficultés pour gérer à la fois les variables et les identifiants des objets graphiques, lorsqu'ils utilisent l'outil GUIDE.

Les interfaces graphiques (ou interfaces homme-machine) sont appelées GUI (pour Graphical User Interface) sous Matlab. Elles permettent à l'utilisateur d'interagir avec un programme informatique, grâce à différents objets graphiques (boutons, menus, cases à cocher, ...). Ces objets sont généralement actionnés à l'aide de la souris ou du clavier.

Malgré le fait que les interfaces graphiques semblent secondaires par rapport au développement du cœur d'une application, elles doivent néanmoins être conçues et développées avec soin et rigueur. Leur efficacité et leur ergonomie sont essentielles dans l'acceptation et l'utilisation de ces outils par les

utilisateurs finaux. Une bonne conception et un développement maîtrisé permettent également d'en assurer une meilleure maintenabilité.

III.3.1 Présentation du simulateur

Dans le but de proposer un outil qui soit à la fois plus performant, moins complexe et simple d'utilisation, un simulateur avec des interfaces graphiques a été conçu. Le simulateur est développé sous Matlab® est contenu dans une applet Visual Studio®. Cela lui procure la possibilité d'être installé sur un ordinateur équipé d'un système d'exploitation Windows®. Pour fonctionner, l'ordinateur ne doit pas obligatoirement disposer d'un logiciel Matlab®. De même, l'utilisateur est informé de l'état du simulateur et de la démarche à suivre. Ces contraintes imposent une démarche rigoureuse dans la construction du programme, mais surtout, une partition de tous les évènements possibles doit être mise à œuvre afin de pouvoir éviter les erreurs nuisibles.

D'autre part, la programmation de ce simulateur a nécessité l'utilisation des fonctions à chaque bloc de la chaîne d'émission-réception et pour chaque technique utilisée, et cela pour éviter toute utilisation des algorithmes qui ne seraient pas supportés par le standard. Ainsi, les modules traditionnels ont été gardés pour avoir un niveau de modifications acceptable et respecter le standard.

III.3.2 Structure du simulateur

Dans ce paragraphe, nous présentons la structure de notre simulateur WiMOS© visant à répondre à la question portant sur la pertinence d'une nouvelle couche physique du standard WiMAX (IEEE 802.16) basée sur le concept MIMO. A travers les blocs numériques le constituant, entièrement développés sous Matlab®, ce simulateur comprend une nouvelle chaîne d'émission et de réception basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d intégrant la technique MIMO.

Notons que la norme WiMAX ne donne aucune recommandation concernant les algorithmes numériques à utiliser du côté du récepteur. Cela nous laisse un certain degré de liberté pour choisir les algorithmes présentant le meilleur compromis entre de bonnes performances et une complexité moindre.

Notre simulateur porte sur l'étude de la couche physique d'un système multi-antennes utilisant une modulation OFDM (système MIMO-OFDM) dans le contexte des réseaux métropolitains sans fil. Pour un tel système (WiMAX), deux approches différentes ont été envisagées: le multiplexage spatial (SM) et le codage spatio-temporel (STBC).

Le système WiMAX-MIMO-OFDM est implémenté dans notre simulateur par le développement d'un nouveau code sous Matlab® avec une interface utilisateur graphique (GUI) permettant d'automatiser l'exécution et les traitements des données de simulation. Le simulateur WiMOS© implémente toutes les techniques présentées dans le chapitre précédant. Ce simulateur a été développé au sein du laboratoire

STIC (Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication) à la faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen.

III.3.3 Installation du simulateur

L'installation du simulateur WiMOS© est configurée par le lancement du programme setup.exe (l'icône du programme sur la figure III.2). Le programme d'installation est un assistant transparent qui permet l'installation du simulateur même par des utilisateurs moins expérimentés.



Figure III.2 : Le fichier d'installation de WiMOS©.

La première page de l'assistant de configuration vous informe que vous avez effectué l'installation du simulateur WiMOS©.

Vous pouvez continuer le processus d'installation en appuyant sur le bouton **Suivant**. Il est également conseillé de fermer toutes les autres applications en cours d'exécution (figure III.3).



Figure III.3 : Lancement du programme d'installation.

Lorsqu'on clique sur **Suivant** pour continuer l'installation (figure III.4), on obtient quelques informations supplémentaires sur le logiciel.

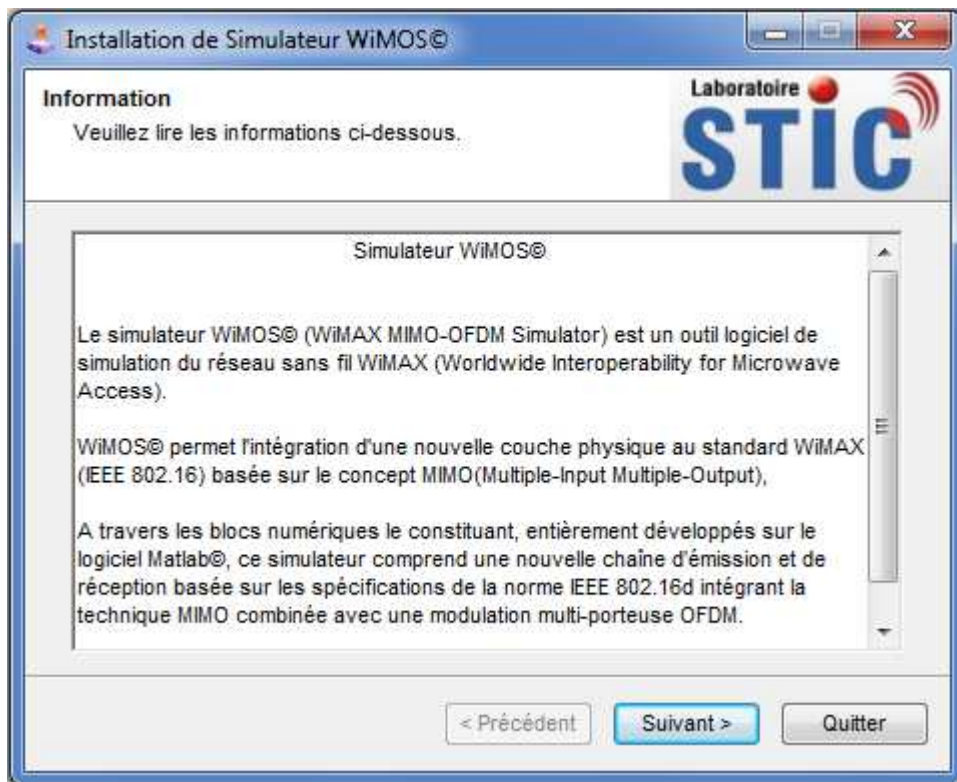


Figure III.4 : Information sur le simulateur WiMOS©.

L'accord de licence s'affiche sur la figure III.5. L'utilisateur est obligé de le lire attentivement et de confirmer s'il l'accepte ou non. La confirmation de l'accord est effectuée par des curseurs au bas de la fenêtre. L'utilisateur qui n'accepte pas l'accord de licence n'est pas autorisé à poursuivre l'installation.

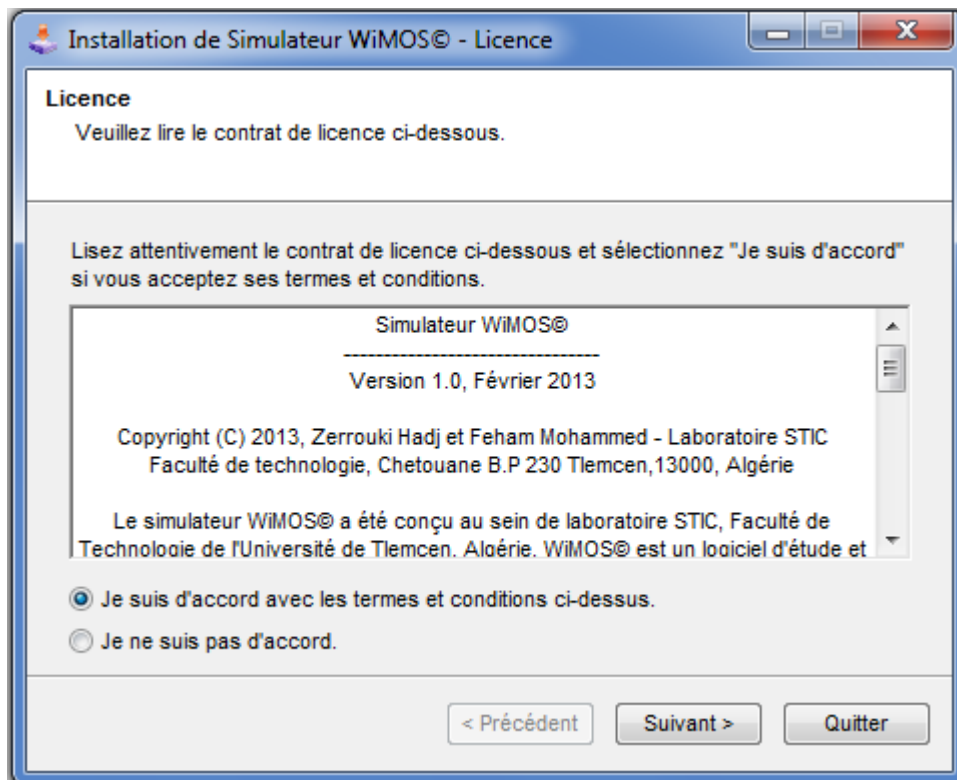


Figure III.5 : L'accord de licence du simulateur WiMOS©.

La page suivante (figure III.6) vous permet de déterminer où sera installée le simulateur WiMOS©. L'assistant de configuration propose le répertoire standard pour l'installation et l'utilisateur n'aura pas besoin de le modifier. Aussi, dans cette fenêtre se trouvent des informations sur la quantité d'espace disque nécessaire pour l'installation.



Figure III.6 : Choix du répertoire d'installation.

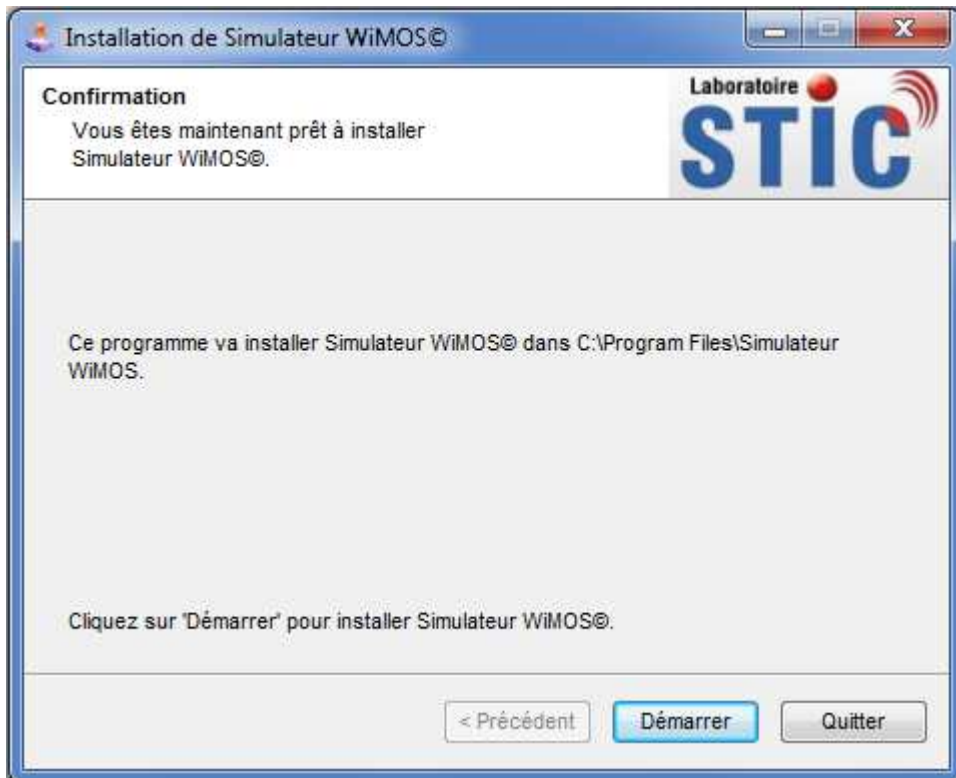


Figure III.7 : Démarrer l'installation du simulateur.

Quand cette page s'affiche (figure III.7), l'assistant de configuration a déjà suffisamment d'informations et il est prêt à extraire les fichiers. Après avoir appuyé sur **Démarrer** le simulateur sera installé. L'assistant de configuration affiche le processus d'installation et d'extraction des fichiers (figure III.8).

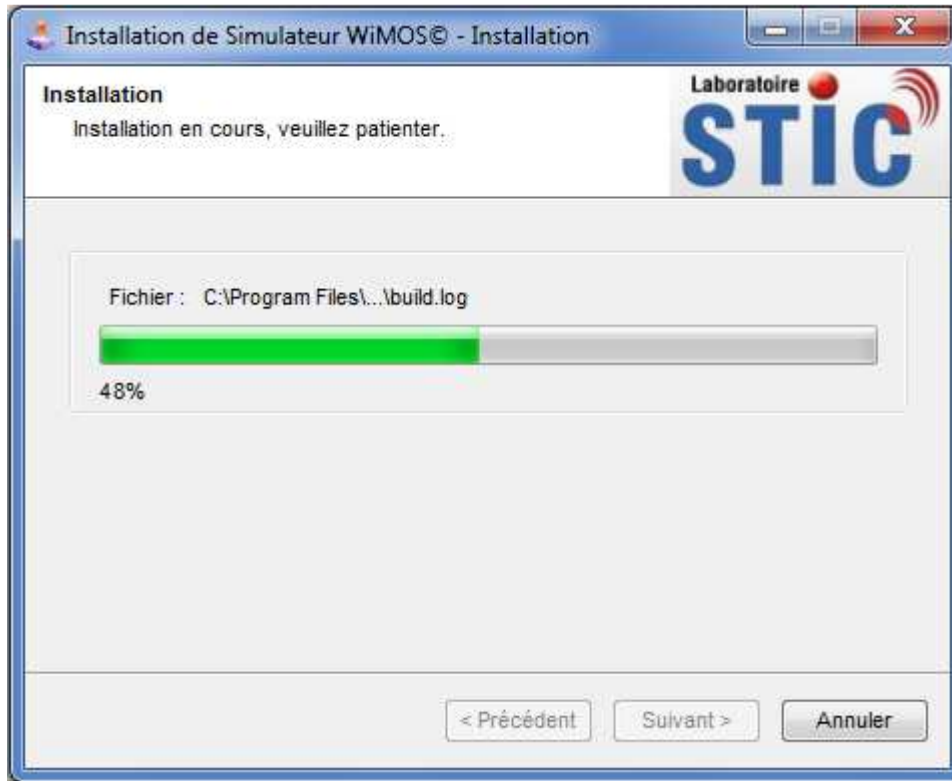


Figure III.8 : Installation en cours.

L'assistant de configuration a atteint la fin de l'installation (figure III.9).



Figure III.9 : Installation terminée.

Après la fin d'installation un raccourci du simulateur WiMOS© est créé sur le bureau (figure III.10)



Figure III.10 : Raccourci (icône) du simulateur WiMOS©.

La création d'un raccourci sur le bureau permet de gagner du temps. Il vous suffit de cliquer sur l'icône pour lancer le simulateur WiMOS© au lieu de fouiller votre disque dur pour le retrouver.

III.3.4 Les Interfaces utilisateur

Pour lancer le simulateur, Il vous suffit de faire un double cliquer sur son icône, alors le logo WiMOS© apparaît (figure III.11.a). Le premier lancement prend alors plusieurs secondes, puis une fenêtre d'accueil apparaît (figure III.11.b). Ensuite apparaît l'interface principale du simulateur WiMOS©.



(a)

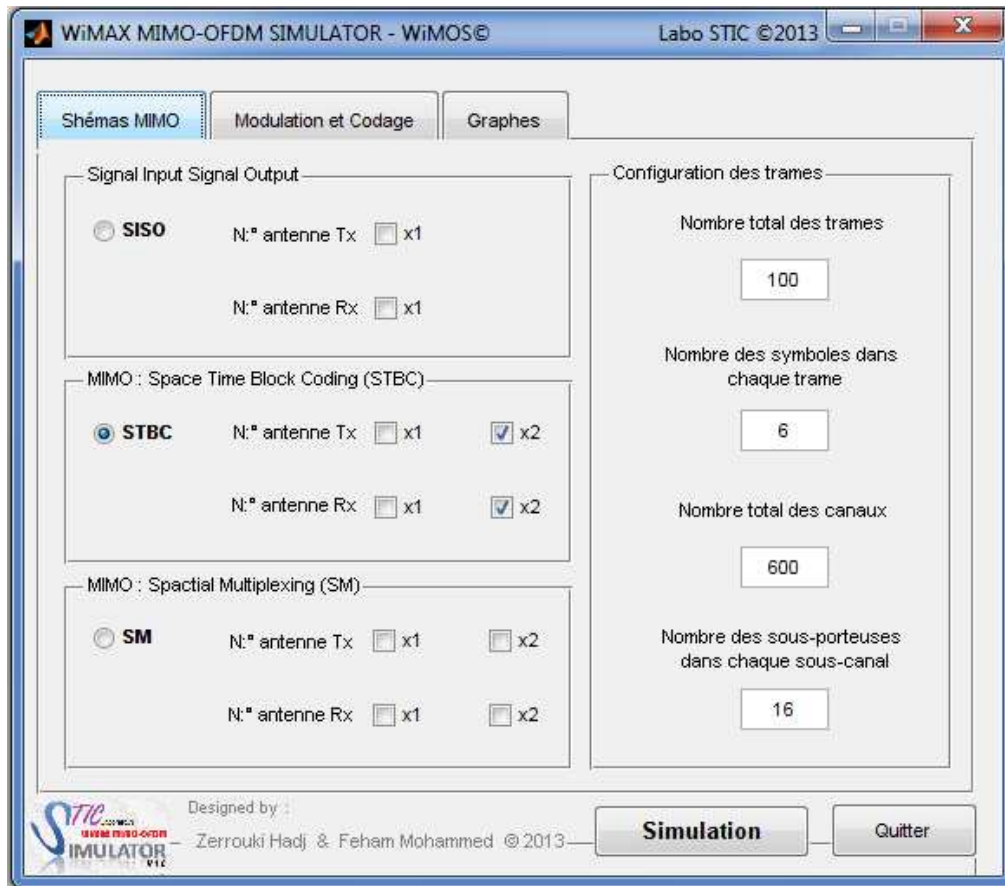


(b)

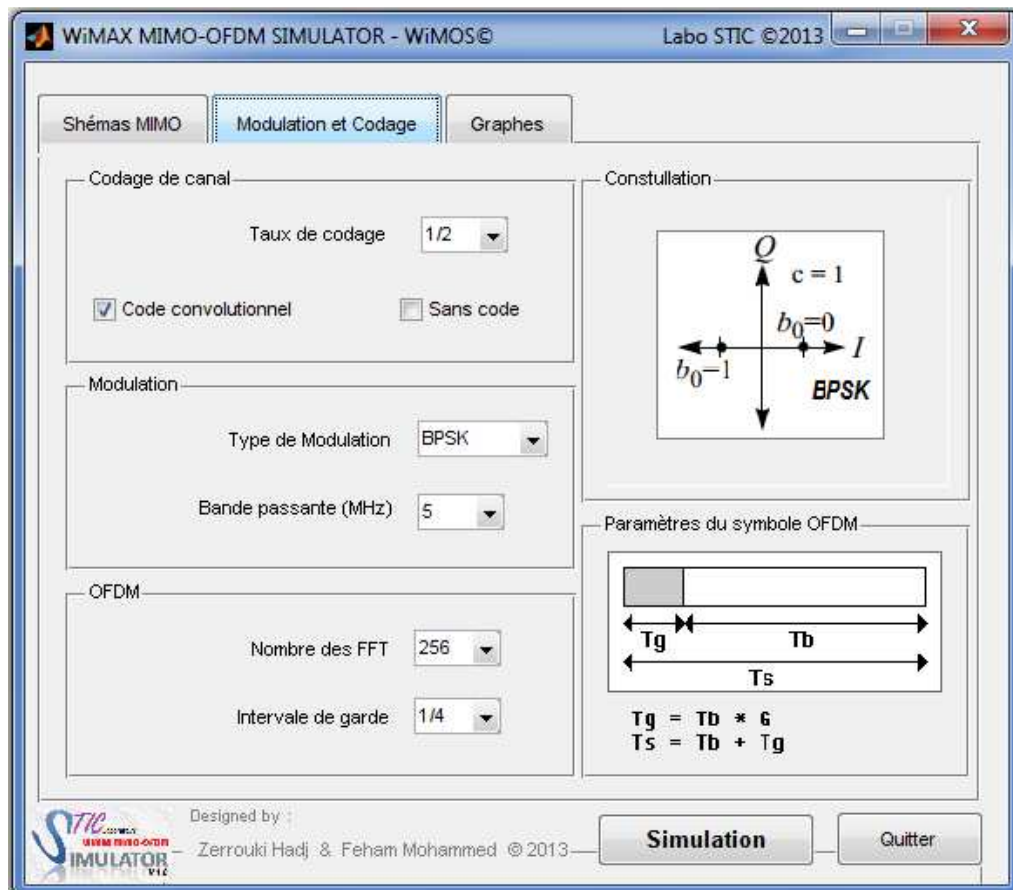
Figure III.11 : Logo et fenêtre d'accueil du simulateur WiMOS©.

L'interface principale est constituée de 3 fenêtres (figure III.12), 'schémas MIMO', 'Modulations et Codage' et 'Graphes'. Comme on peut le constater, les possibilités de simulations sont très nombreuses. On ne présentera par conséquent qu'un aperçu représentatif. Les paramètres utilisés dans le simulateur WiMOS© s'inspirent tous du standard de référence IEEE 802.16 (WiMAX).

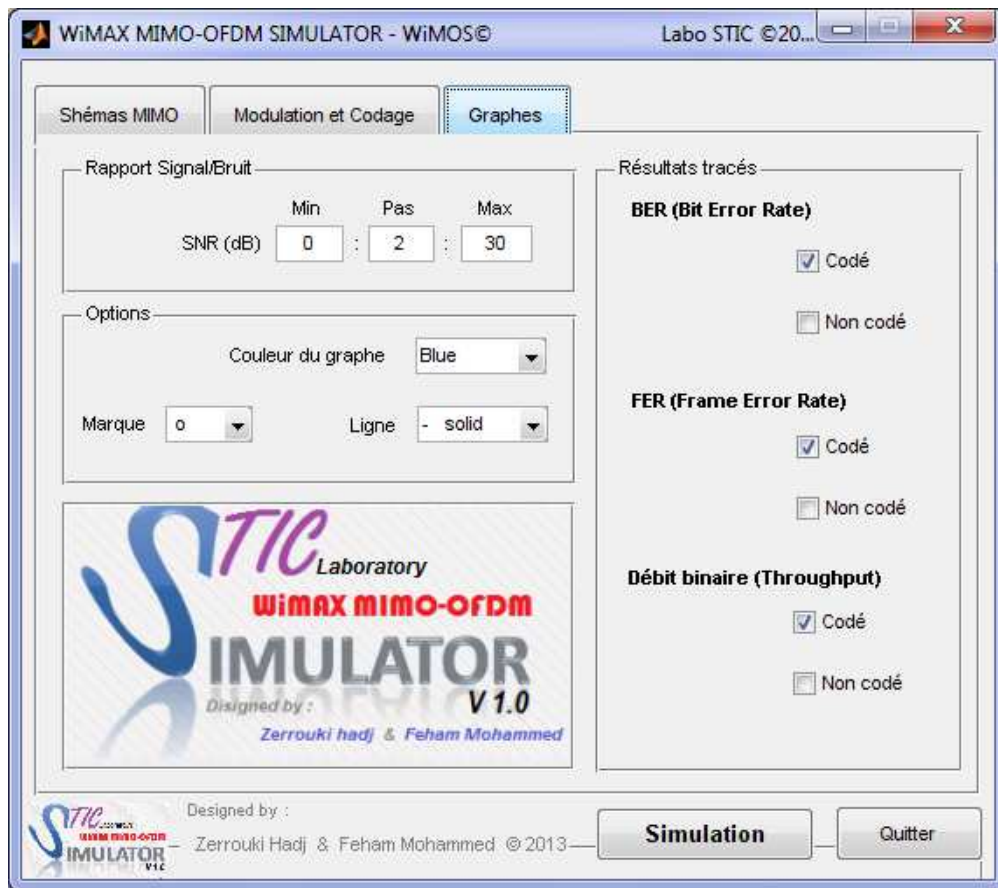
Ces trois fenêtres sont très représentatives, la première expose les différents schémas de transmission (SISO, STBC et SM), la deuxième pour régler les paramètres de la modulation et de codage (Modulation bits-symboles; M -QAM, modulation OFDM et le code convolutif). La dernière fenêtre pour but de permettre à l'utilisateur de choisir le résultat qui lui convient le mieux, en fonction du rapport signal sur bruit SNR .



(a) : Fenêtre "schémas MIMO".



(b) : Fenêtre "Modulation et Codage".



(c) : Fenêtre "Graphes".

Figure III.12 : Interface principale du simulateur WiMOS© (a, b, c).

Le simulateur fournit plusieurs sortes de résultats. Les paramètres imposés par le cahier des charges sont tous ajustables par l'utilisateur, et ce par l'intermédiaire des fenêtres de l'interface graphique du simulateur WiMOS©. Celle-ci a pour vocation de rendre l'utilisation du programme simple et fonctionnelle. La saisie des paramètres se fait par l'intermédiaire des champs que l'utilisateur peut à souhait modifier ou ignorer. Des valeurs par défaut, réglages courants, sont installées (Tableau III.3).

Paramètre	Valeur
Bande passante (MHz)	5
Taille du FFT (N_{FFT})	256
Préfixe cyclique ou temps de garde (T_g/T_u)	1/4
Constellations	BPSK
Schéma MIMO	STBC
Antennes d'émission (N_T)	2
Antennes de réception (N_R)	2
Nombre total des trames	100
Nombre des symboles dans chaque trame	6
Nombre total des canaux	600
Nombre des sous-porteuses dans chaque sous-canal	16
Taux de codage convolutif	1/2

Tableau III.3 : Paramètres par défaut du simulateur WiMOS©.

Un exemple de simulation est présenté dans la figure III.13. Après avoir choisi les paramètres dans les différentes fenêtres, le lancement de l'exécution de la simulation se fait par un cliquer sur le bouton 'Simulation', une barre d'attente s'affiche qui indique le pourcentage achevé et le temps nécessaire pour terminer l'exécution et l'affichage de résultats.

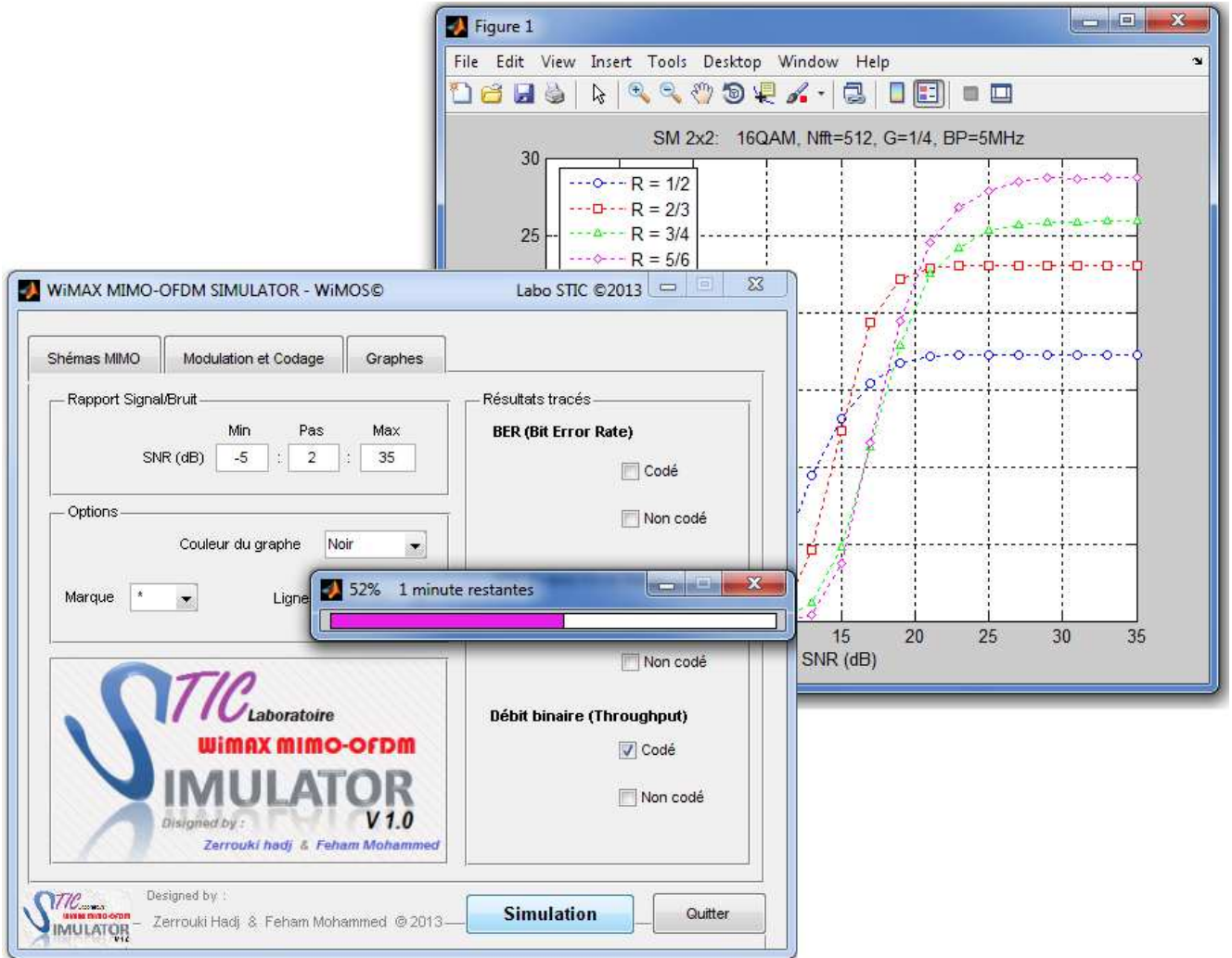


Figure III.13 : Exemple d'exécution de simulateur WiMOS©.

Le Simulateur WiMOS© contient un programme défensif, contre un mauvais choix des paramètres. Par exemple, si vous avez choisi, pour un système STBC, un nombre d'antennes d'émission et de réception égale à 1, le simulateur vous affiche une fenêtre 'Error Dialog' et vous indique une erreur. La figure III.14 représente quelques fenêtres de dialogues d'erreurs.

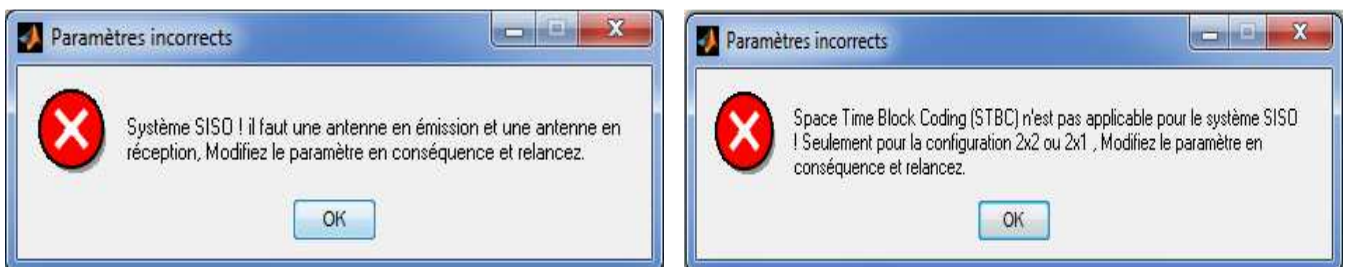




Figure III.14 : Quelques fenêtres 'Error Dialog' du programme défensif.

III.4 Simulations et résultats

Les paramètres imposés par le cahier des charges du standard sont tous ajustables par l'utilisateur et ce par l'intermédiaire d'une interface. Celle-ci a pour vocation de rendre l'utilisation du programme simple et fonctionnelle. La saisie des paramètres se fait par l'intermédiaire de champs que l'utilisateur peut à souhait modifier ou ignorer. Les paramètres utilisés dans les simulations s'inspirent en grande partie du standard de référence IEEE 802.16d (WiMAX Fixe).

Afin d'obtenir des résultats statistiquement significatifs, les courbes ont été générées de telle façon que les abscisses sont graduées en fonction de E_b/N_0 : le rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale unilatérale de bruit en une antenne de réception (SNR).

Les simulations sont divisées en plusieurs sections correspondant aux différents blocs numériques composant le simulateur WiMOS©. L'influence de chacun de ces blocs est analysée (techniques d'émission: SISO, MIMO-STBC et MIMO-SM, ainsi que le codage du canal, la constellation des modulations et le système OFDM). Nous montrons dans la suite l'impact des techniques d'émission MIMO (STBC et SM) par rapport au SISO dans toutes les simulations présentées.

III.4.1 Techniques d'émission et nombre d'antennes

La première étape de ces simulations consiste à évaluer les performances du système WiMAX en configuration SISO, MISO 2x1 et MIMO 2x2. Dans ce cas, on fait varier le nombre d'antennes

d'émission et de réception suivant les différentes techniques d'émission (SISO, STBC 2×1 et SM 2×1 pour le MISO ainsi que STBC 2×2 et SM 2×2 pour le MIMO). On garde les paramètres de simulation suivants constants: une taille de la FFT de 512 sous-porteuses, un intervalle de garde 1/4, une modulation 16-QAM, un taux de codage 1/2 et une bande passante de 5 MHz.

La figure III.15 montre l'influence du nombre d'antennes, où l'on observe l'intérêt de la diversité spatiale. Tout en réduisant les niveaux de puissance¹, les gains en termes de débit binaire sont très significatifs. Ainsi, pour une valeur SNR de seulement 7dB, on gagne plus de 6.5 Mbits/s entre un système SISO et un système MIMO STBC 2×2 et environ 1 Mbits/s pour le système STBC 2×1. En revanche, les systèmes SM 2×2 et SM 2×1 présentent des débits inférieurs à celui du système SISO. Néanmoins, pour des valeurs SNR supérieures à 13 dB et 16 dB respectivement, les deux systèmes SM 2×2 et SM 2×1 présentent les meilleures performances par rapport aux autres systèmes SISO et STBC et un facteur de 2 en termes de débit à un SNR= 35 dB. Ainsi, le système MIMO 2×2 possède des performances supérieures qu'un système 2×1 quelque soit la valeur du SNR. On remarque également, qu'à une valeur SNR supérieure à 20 dB les performances en termes de débit des deux systèmes SISO et STBC (2×2 et 2×1) sont identiques.

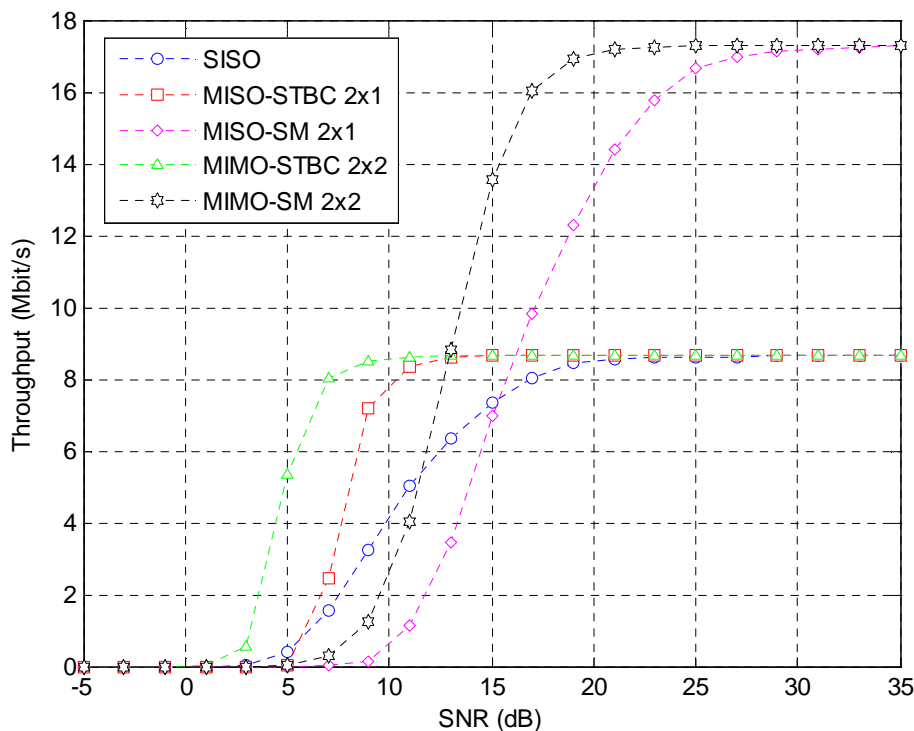


Figure III.15 : Débit utile en fonction de SNR pour différentes techniques d'émission et différents nombre d'antennes.

¹ En effet, nous avons imposé une contrainte de puissance globale en émission. Pour un système SISO émettant une puissance P à son antenne unique, un système MIMO ou MISO de N_T antennes émet seulement, en moyenne, une puissance P/N_T par antenne.

Cependant, plusieurs raisons limitent le nombre d'antennes que l'on peut déployer. Tout d'abord un cout plus élevé car ces technologies restent encore financièrement difficilement envisageable sur tous les terminaux. Ensuite, une complexité accrue (estimation du canal, calcul des poids,...) et enfin, les performances étant subordonnées à la décorrélation des canaux, il est nécessaire de respecter une certaine distance entre les antennes.

III.4.2 Codage de canal

Les simulations, présentées dans cette section, ont pour but de montrer l'apport du codage de canal sur le débit utile. Les résultats correspondent respectivement aux deux techniques d'émission MIMO, STBC 2×2 et SM 2×2 et ont été générés pour un système de $BP = 5$ MHz, $N_{FFT} = 512$, $G = 1/4$ et une modulation 16-QAM.

Les résultats illustrent le gain résultant de l'utilisation du code convolutif de longueur de contrainte $K=7$ ayant pour séquences génératrices $(133, 171)_8$. Un entrelaceur matriciel est appliqué ainsi qu'un poinçonnement pour obtenir les taux de code $R=2/3$, $R=3/4$, $R=5/6$ et $R=7/8$, à partir du taux $R=1/2$.

Sur les figures III.16 et III.17, on observe un gain très important par rapport au système sans codage de canal pour une valeur SNR inférieure à 12.45 dB dans le cas de STBC 2×2 et 22.57 dB pour le SM 2×2.

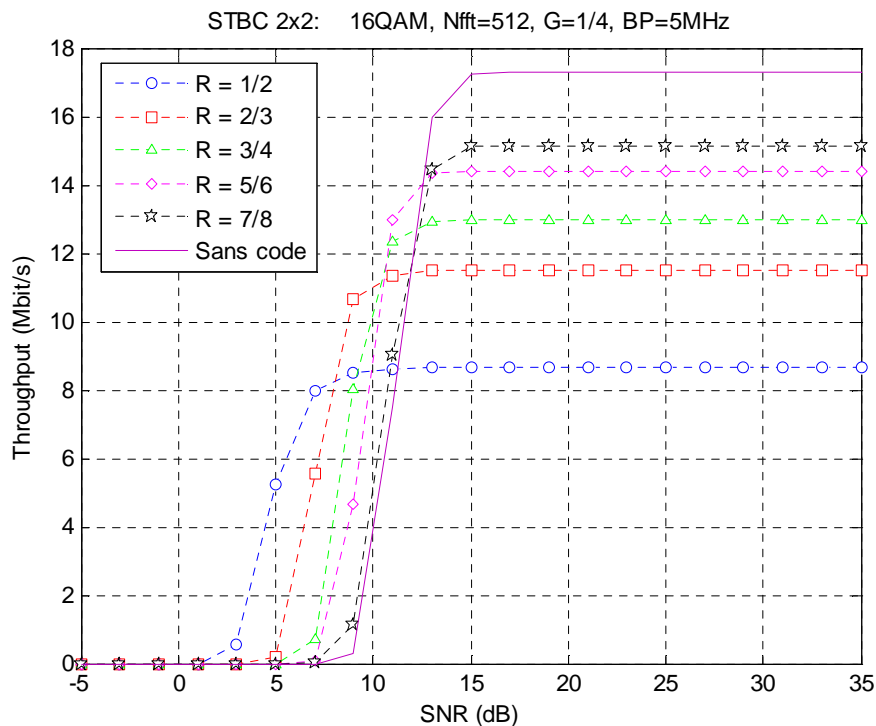


Figure III.16 : Performances du code convolutif pour différents taux de code pour le STBC 2×2.

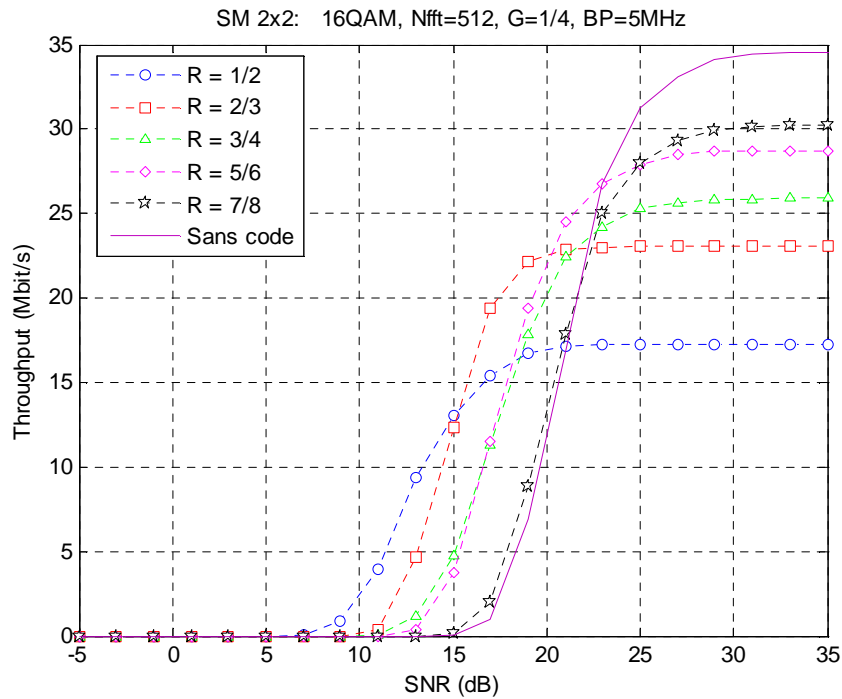


Figure III.17 : Performances du code convolutif pour différents taux de code pour le SM 2×2.

Afin de rendre les transmissions plus fiables, l’opération de codage caractérisée par un coefficient R consiste à ajouter des bits de correction d’erreur dont les valeurs dépendent de celles des bits du signal qu’ils accompagnent. Le rendement du code témoigne de la redondance introduite (un rendement de $1/2$ équivaut à transmettre deux fois plus de bits). Plus R est petit et plus grande sera la redondance, par contre le débit binaire utile (bits d’information et non de redondance) peut alors devenir négligeable par rapport au débit total. Le nombre maximum de bits utiles par seconde pouvant être transmis sans erreur (appelé également capacité) par un système a été déterminé par Shannon en 1949 [55].

On peut également constater le bénéfice d’utiliser un décodage Viterbi qui sert à la correction des erreurs introduites par le canal à faible SNR. La contrepartie est traduite par une perte de débit utile (d’un facteur R) et un délai supplémentaire dû à l’entrelaceur.

III.4.3 Taille de constellation des modulations

Les courbes de débit binaire utile pour différentes tailles des constellations pour le STBC 2×2 et SM 2×2 sont illustrées respectivement sur les figures III.18 et III.19. En effet, les bits sont transmis sous forme de symboles et non tel quel. Le nombre de bits inclus dans chaque symbole désigne la taille de la constellation. Par conséquent, plus cette taille sera grande et plus le débit utile sera élevé et vice-versa. La modulation QPSK soutient 2 bits/symbole au lieu des 1 bit/symbole de la modulation BPSK. Ainsi, la modulation 16-QAM soutient 4 bits/symbole au lieu des 2 bits/symbole de la modulation QPSK. Enfin, la modulation 64-QAM soutient 6 bits/symbole. Les débits sont ainsi augmentés de manière significative.

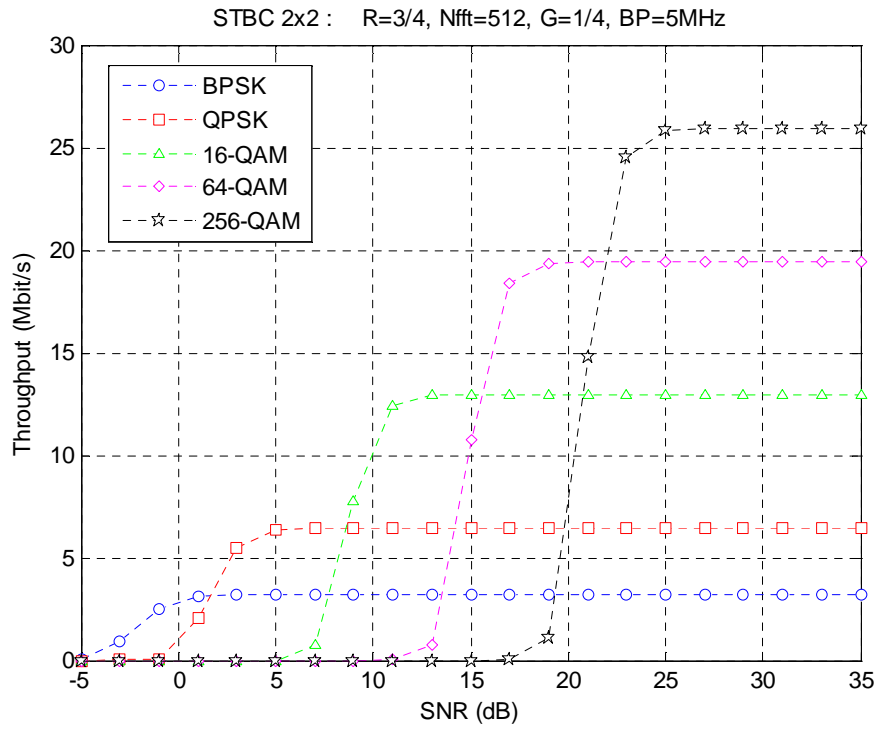


Figure III.18 : Influence de la taille des constellations sur le débit du système STBC 2x2.

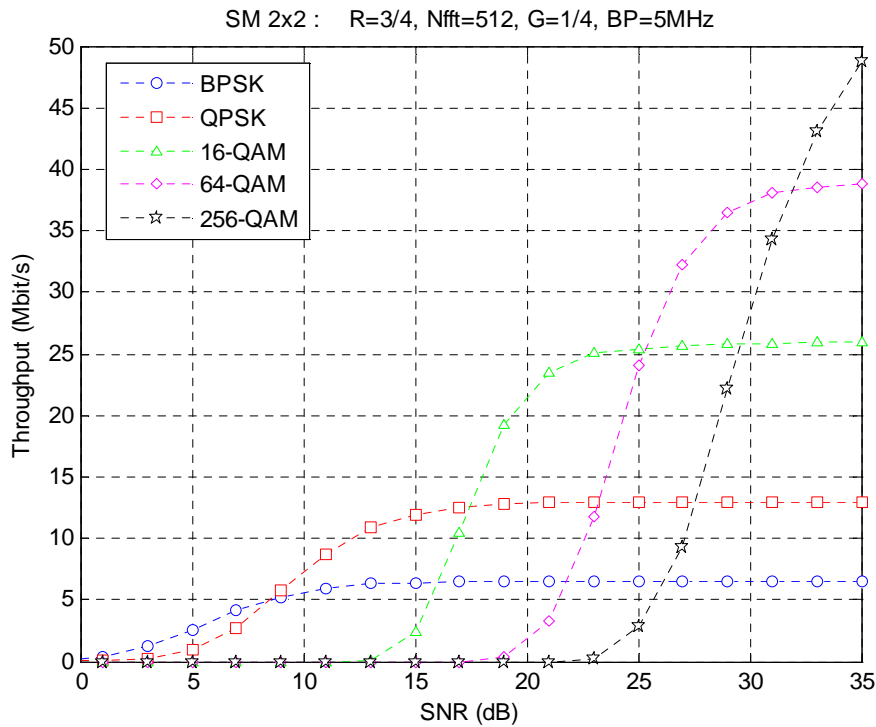


Figure III.19 : Influence de la taille des constellations sur le débit du système SM 2x2.

On peut effectivement augmenter le débit (en tant que vitesse de transmission) en augmentant la taille de la constellation. Par contre, si l'on parle de débit en tant que nombre de bits par seconde arrivant sans erreur au niveau du récepteur, alors ceci n'est pas possible.

En effet, plus la taille de la constellation augmente (à puissance fixée car la puissance est toujours normalisée pour des questions de coût de transmission), plus les symboles émis ont des valeurs de plus en plus proches. Il est alors difficile au niveau du récepteur de discriminer entre 2 valeurs entachées d'erreurs dues au bruit. Ceci résulte de la diminution de la distance euclidienne entre les différents états pour des constellations de taille croissante (Figure II.16 du chapitre II); exception faite pour le passage d'une constellation BPSK à une constellation QPSK car dans ce cas, les distances sont identiques (la BPSK n'exploitant que la partie réelle alors que les constellations QPSK (et plus) exploitent également la partie imaginaire). Les performances du système en termes de BER seront alors affectées. Le débit a donc une limite déterminée par un seuil que l'on appelle la capacité du canal.

III.4.4 Système OFDM

Dans cette partie, afin d'évaluer l'impacte de la technique OFDM, nous proposons de travailler avec plusieurs valeurs du nombre de porteuses N_{FFT} et une bande passante fixe. Les performances du système sont évaluées avec des valeurs de N_{FFT} variant de 128 à 2048 porteuses. Le choix de la valeur du nombre de porteuses en fonction de la bande passante du système est aussi discuté. Egalement, l'analyse des performances du système en fonction de l'intervalle de grade est présentée.

III.4.4.1 Nombre de sous-porteuses

Ce paragraphe présente les performances des deux schémas MIMO, STBC 2x2 et SM 2x2 pour différentes valeurs de N_{FFT} , le nombre de sous-porteuses OFDM (avec une bande passante identique évidemment, de 5MHz). Quatre tailles de la FFT sont pris en charge ici: 128, 512, 1024 et 2048 qui peuvent être supportées par le WiMAX. Les autres paramètres sont fixés comme suit: une modulation 16-QAM, un taux de codage $R=1/2$ et un intervalle de garde $G=1/4$.

La taille de la FFT détermine le nombre de sous-porteuses disponibles ou actives et la durée du symbole OFDM. En général, pour une bande passante donnée, l'augmentation de la taille de la FFT engendre un plus grand nombre de sous-porteuses actives et une durée du symbole OFDM plus longue.

La figure III.20 montre la comparaison du débit utile pour différentes taille de la FFT (128, 512, 1024 et 2048) pour le système WiMAX STBC 2x2. Il est clair d'après les résultats obtenus que le débit reste inchangé pour n'importe quelle taille de la FFT.

Le débit du système WiMAX SM 2x2 (figure III.21) est insensiblement amélioré par l'augmentation de la taille du FFT; ce débit reste insuffisant compte tenu de la complexité élevée du système due à cette augmentation. Une exception faite pour le passage d'une taille $N_{FFT} = 256$ à une taille $N_{FFT} = 512$ où le gain en termes de débit binaire est significatif. Ainsi, pour une valeur SNR de 15dB, on gagne d'environ 5.7 Mbits/s, car dans ce cas (c.-à-d. une bande passante de 5 MHz et une taille FFT de 512) la séparation de sous-porteuse et la durée du symbole sont les plus convenables pour engendrer le meilleur compromis

débit/complexité. Cependant, toutes les courbes de débit convergent vers une valeur maximale de 17.2 Mbits/s. Par conséquent, on constate qu'aucune influence n'est amenée par l'augmentation de la taille du FFT si la bande passante est fixe.

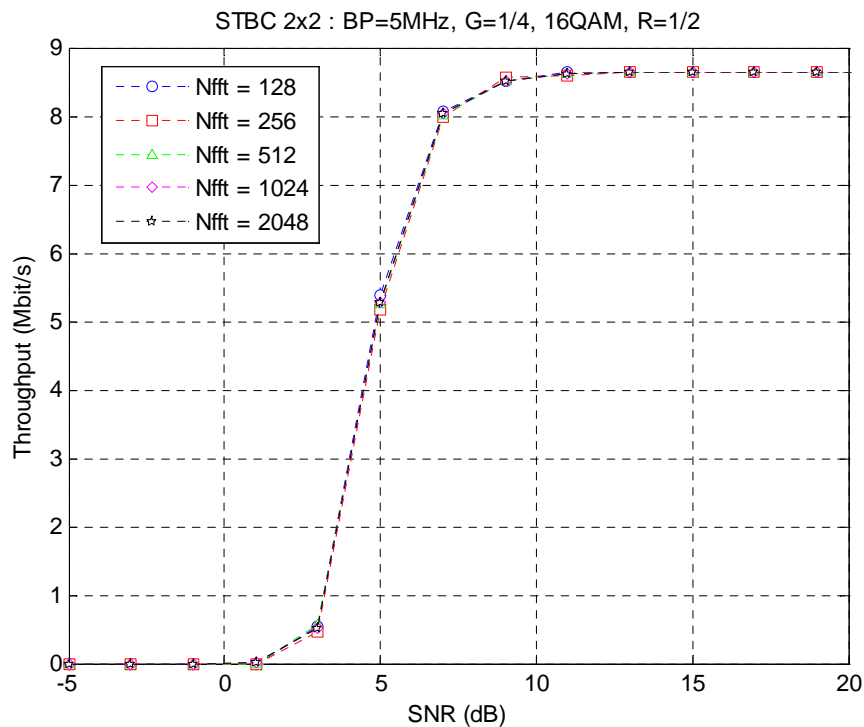


Figure III.20 : Influence du nombre de sous-porteuses OFDM sur le débit du système STBC 2×2.

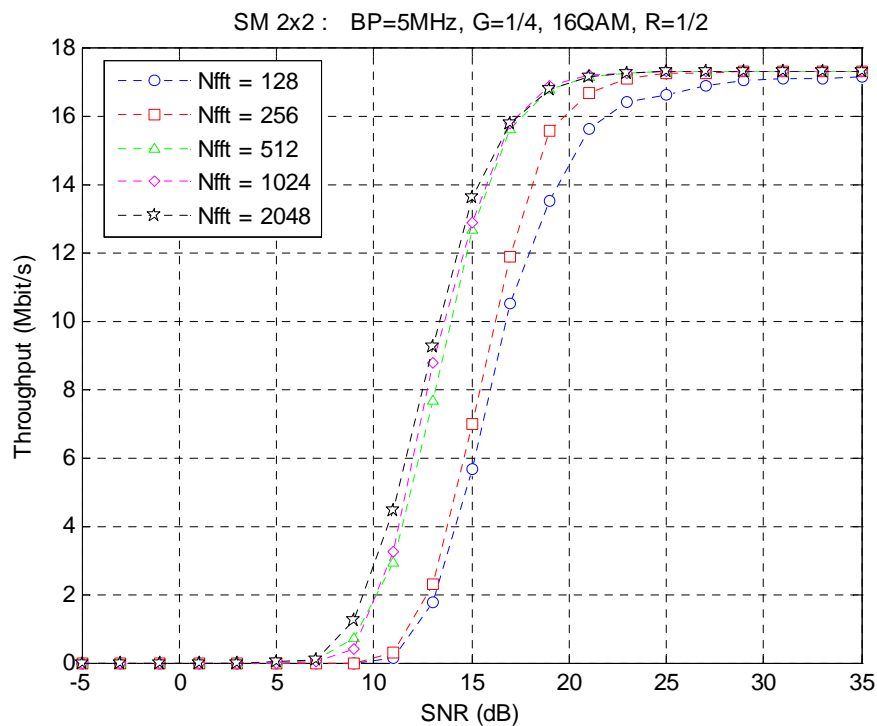


Figure III.21 : Influence du nombre de sous-porteuses OFDM sur le débit du système SM 2×2.

Un des avantages de technologie WiMAX (mobile) est que la bande passante du système est extensible. Il y a une relation fixe entre la bande passante occupée et le taux d'échantillonnage des symboles OFDM. Les tailles de la FFT pris en charge par le système permettant la mise en œuvre d'une interface radio avec une bande passante évolutive (scalable bandwidth), où la séparation de sous-porteuse et la durée du symbole restent invariantes aux changements de la bande passante. Le tableau III.4 montre un exemple d'un tel processus d'évolution de la bande passante en fonction de la taille de la FFT.

Taille de la FFT	Bande passante (MHz)
128	1.25
256	2.5
512	5
1024	10
2048	15

Tableau III.4 : Evolution de la bande passante en fonction de la taille de la FFT

La capacité d'évolution de la bande passante du système, tout en maintenant la durée du symbole constante, offre à l'opérateur l'avantage d'être capable de déployer et améliorer la bande passante de leur future système avec un coût et impact réduits du réseau. En effet, plusieurs modes de la modulation OFDM sont prises en charge pour répondre aux bandes passantes variables du canal. Cette architecture évolutive est obtenue en utilisant différentes tailles FFT/IFFT. La relation, entre les largeurs des bandes passantes supportées par le système et le nombre des sous-porteuses OFDM utilisées dans la simulation suivante, est montrée dans le tableau III.4. Ainsi, on fait varier le couple N_{FFT} /Bande Passante (BP), toute en gardant les paramètres (modulation 16-QAM, $G=1/4$ et $R=1/2$) inchangés.

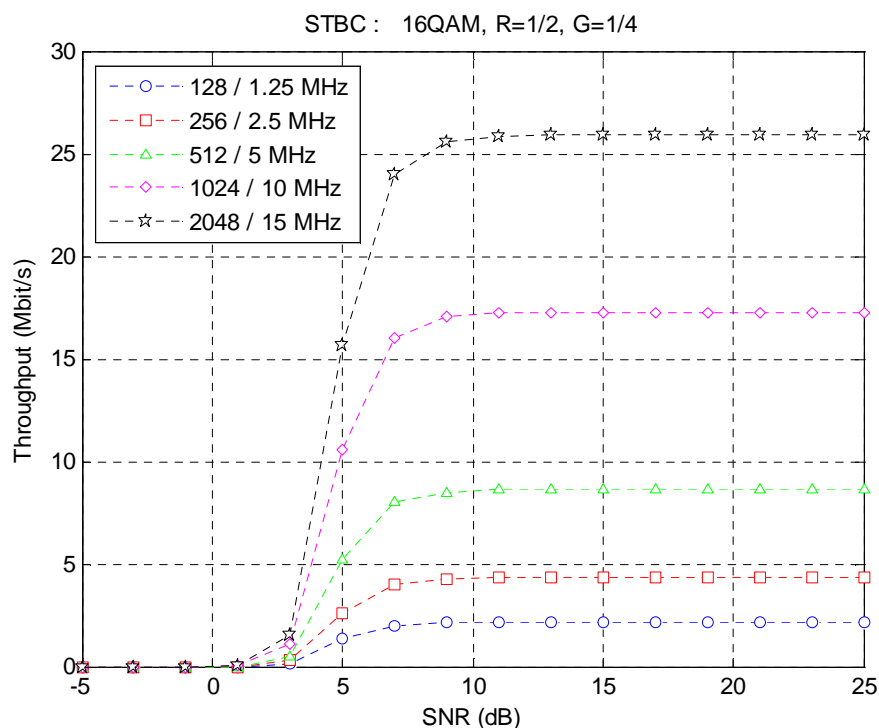


Figure III.22 : Influence de la taille du FFT et la bande passante sur le débit du système STBC 2×2 .

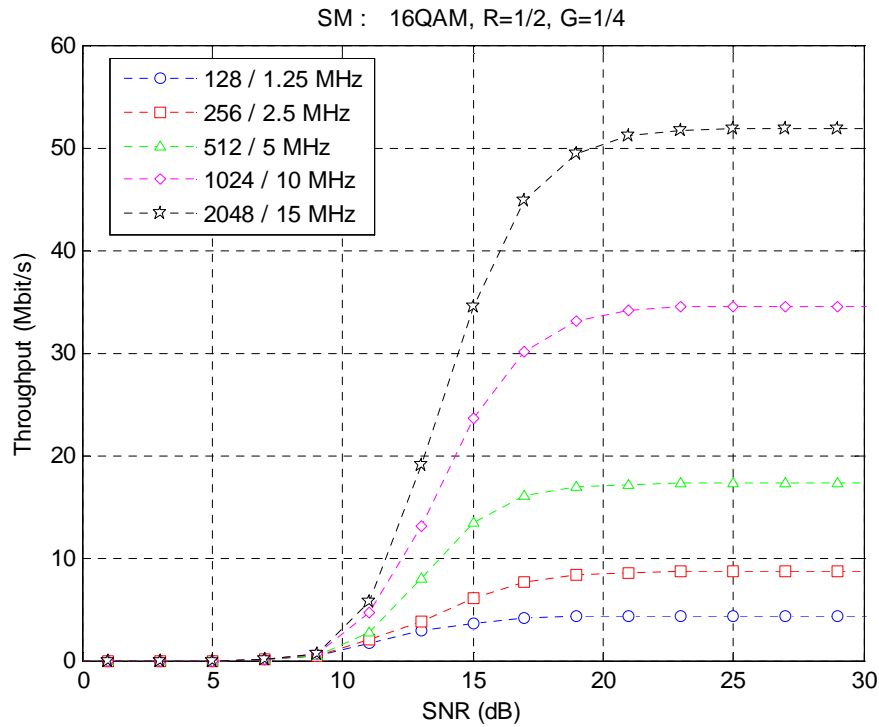


Figure III.23 : Influence de la taille du FFT et la bande passante sur le débit du système SM 2x2.

D’après les deux figures III.22 et III.23 relatives respectivement aux systèmes STBC 2x2 et SM 2x2, on constate que les performances en termes de débit s’améliorent de façon importante quand le couple (nombre sous-porteuses/largeur de la bande passante, N_{FFT} / BP) augmente. Cependant, augmenter le nombre de sous-porteuses présente certains désavantages. Tout d’abord, un délai plus important et une complexité plus élevée pour la paire IFFT/FFT. Ensuite, l’estimation du canal est plus complexe.

III.4.4.2 Intervalle de garde

Une des raisons importantes pour lesquelles on utilise la modulation OFDM est sa robustesse face aux problèmes de transmission dans un environnement à trajets multiples. Pour éliminer les interférences inter-symboles (ISI), un intervalle de garde est rajouté pour chaque symbole OFDM, le début du symbole OFDM est recopié à la fin de celui-ci.

On choisit la durée de l'intervalle de garde de telle sorte qu'elle soit supérieure à une durée de retard maximal causé par les phénomènes de propagation à trajets multiples et qu'un symbole ne puisse pas interférer avec le prochain symbole [56, 57].

Les performances des deux schémas MIMO, STBC 2x2 et SM 2x2 pour différentes valeurs de l’intervalle de garde G sont représentées sur les deux figures III.24 et III.25. Le débit utile est réduit par un facteur de 4/5, 8/9, 16/17 et 32/33 selon respectivement la configuration du préfixe cyclique (1/4, 1/8, 1/16 et 1/32) pour extraire les bits utiles réels. On constate que, plus l’intervalle de garde est élevé, plus la résistance aux interférences inter-porteuses OFDM est efficace. Néanmoins le débit utile est alors plus faible.

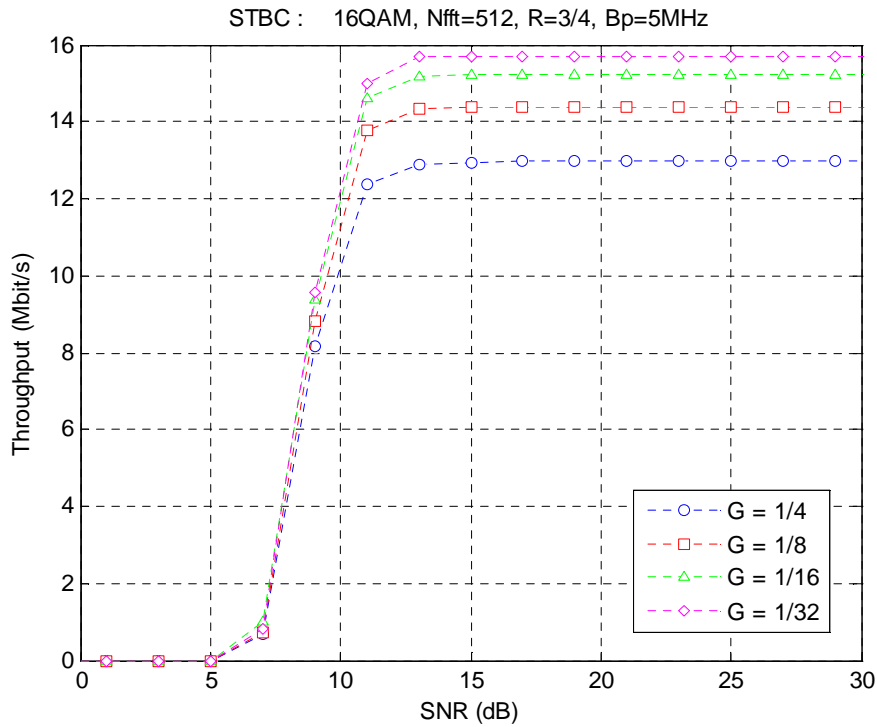


Figure III.24 : Influence l'intervalle de garde sur le débit du système STBC 2×2 .

L'insertion de l'intervalle de garde (préfixe cyclique) est aussi la source d'inconvénients. En effet, en allongeant sciemment la durée de la trame par une redondance ne portant aucune information, le débit binaire de la transmission s'en trouve réduit. Sa longueur doit être alors judicieusement déterminée.

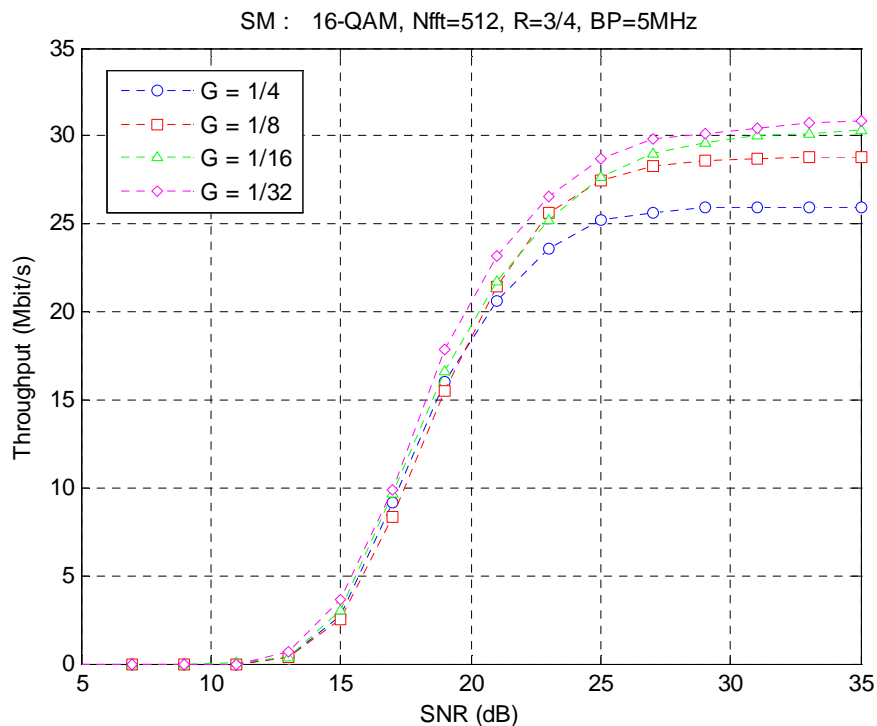


Figure III.25 : Influence l'intervalle de garde sur le débit du système SM 2×2 .

Dans toutes nos simulations, on a choisi pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM ($G = 1/4$), ce qui représente un bon compromis entre la diminution des erreurs et la perte de débit utile.

III.5 Modulation et codage adaptatifs

Dans les réseaux cellulaires, la qualité du signal reçu par un terminal dépend d'un nombre de facteurs conséquents; la distance entre la station de base désirée et les autres stations interférentes, les pertes par propagation et le bruit. Dans l'optique d'améliorer la capacité système, le débit utile et la couverture, le signal transmis vers et par un utilisateur particulier est modifié pour prendre en compte les variations de la qualité du signal à travers un processus connu comme étant l'adaptation du lien radio ou «link adaptation».

Une technique alternative au contrôle de puissance en faisant face aux effets variables du canal dans le temps est de compenser les évanouissements. Au lieu de garder une qualité de signal constante au niveau du récepteur, on peut changer la modulation et le code du signal transmis de telle façon que le maximum de données soit transmis lorsque l'état du canal est bon et le moins possible lorsque le canal est détérioré. Cette technique est l'AMC ou Adaptive Modulation and Coding (la modulation et du codage adaptatifs). Elle offre une solution alternative au « link adaptation » et permettrait d'augmenter la capacité système globale. Comparée à la technique conventionnelle de contrôle de puissance, l'AMC apporte une capacité beaucoup plus élevée pour les systèmes radio à transmission de paquets. Un autre avantage de l'AMC est que la puissance d'émission est fixe pendant toute la durée de la trame, réduisant ainsi significativement les interférences provenant des autres utilisateurs.

III.5.1 Principe de l'AMC

L'utilisation de la modulation et du codage adaptatifs AMC est l'une des techniques clés permettant aux systèmes sans fil de futures générations de garantir une efficacité spectrale élevée [58, 59]. L'idée de base de l'AMC est de changer dynamiquement les schémas de modulation et de codage en fonction de l'état du canal dont l'objectif est d'optimiser l'efficacité spectrale globale. La décision, au sujet de choisir le schéma de modulation et de codage approprié, est effectuée du côté du récepteur selon l'état observé de canal avec l'information véhiculée par l'émetteur dans chaque flux transmis.

L'AMC fournit la flexibilité d'adapter la combinaison modulation-codage aux conditions moyennes du canal radio pour chaque utilisateur. Avec l'AMC, la puissance du signal transmis est maintenue constante pendant toute la durée de la trame, ainsi les interférences provenant des autres utilisateurs sont significativement réduites, en faisant varier le nombre de modulations pouvant être supportées par un terminal et le taux de codage en fonction de la qualité actuelle du signal reçu.

Les modulations obligatoires sont BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM (16 array Quadrature Amplitude Modulation), 64-QAM (64 array Quadrature

Amplitude Modulation), pour les parties montantes et descendantes. D'autre part, un code correcteur d'erreur (FEC: Forward Error Correction) est également obligatoire. Ce codage est de type Reed-Salomon concaténé avec un Codage Convolutif (RS-CC). Cependant, dès lors que l'on utilise des sous-canaux, le codage Reed-Salomon ne doit plus être utilisé.

En combinant le type de modulation et le taux de codage, nous obtenons plusieurs combinaisons, appelées également schéma de modulation et de codage MCS (Modulation and Coding Scheme), qui ont été proposées par le standard, comme le montre le tableau III.5. Ainsi, un utilisateur qui serait proche d'une station de base pourrait se voir attribué, par exemple, une modulation 64-QAM avec un taux de codage de 3/4. Cette combinaison lui permettrait de bénéficier d'un débit utile plus élevé sur le lien descendant.

L'AMC a été intégré aux fonctionnalités des stations de base supportant la technologie WiMAX. Par conséquent, la station de base a la responsabilité de sélectionner l'algorithme de modulation et de codage approprié. En outre, ce même principe des schémas de modulation et de codage a été adopté par le standard du réseau WiMAX mobile (IEEE802.16e) qui définit sept profils de modulation/codage.

Schéma MCS	Type de modulation	Taux de codage	Bits/Symbole
MCS1	BPSK	1/2	0.5
MCS2	QPSK	1/2	1
MCS3	QPSK	3/4	1.5
MCS4	16-QAM	1/2	2
MCS5	16-QAM	3/4	3
MCS6	64-QAM	2/3	4
MCS7	64-QAM	3/4	4.5

Tableau III.5 : Schémas de modulation et de codage (MCS)

III.5.2 Estimation de la qualité du canal

La capacité du réseau WiMAX, basé sur le standard IEEE 802.16-2004, à fournir de hautes performances sur de longues distances tout en gardant une efficacité spectrale élevée, est basée sur la modulation adaptative AMC (Adaptive Modulation and Coding). Bien que d'autres mécanismes soient présents dans la version WiMAX mobile, c'est le mécanisme le plus souvent implémenté aujourd'hui.

Le choix d'utiliser le rapport SNR pour obtenir des débits capables de s'adapter à l'environnement n'est pas nouveau. Par exemple, le standard IEEE 802.11 propose également des profils capables d'être adaptés à l'environnement [60]. Cependant, le problème tel que résolu par cette norme ne solutionne pas le problème de la station lointaine (bridage du débit par une station éloignée qui force un profil robuste mais à débit peu élevé). Le fonctionnement par burst de données de WiMAX n'est pas confronté à ce problème car chaque burst peut utiliser un profil différent.

Il faut également noter que lorsque nous parlons de rapport Signal sur Bruit SNR , nous incluons dans le bruit, les interférences de toutes sortes telles que les effets du multi-trajets ou bien celles liées à l'effet Doppler. Dans la littérature [61], on fait la distinction entre SNR (Signal to Noise Ratio) et $SINR$ (Signal to Interference plus Noise Ratio) en incluant ou non les interférences dans le bruit.

Les causes des variations de ce SNR peuvent être multiples: affaiblissements, évanouissements, interférences... Afin d'optimiser les débits, il est donc nécessaire de sonder, à intervalles réguliers, la qualité du canal afin de choisir le meilleur profil de modulation/codage. Le temps symbole étant fixe, le débit peut seulement être changé en modifiant l'efficacité (bits de données/symboles) du profil de modulation. Ces modifications peuvent être de trois sortes:

- la modulation numérique est fixée (plan de constellation) et on fait varier l'efficacité du codage de canal (correcteur d'erreur). Le problème est que la modulation numérique vient limiter le débit même lorsqu'on dispose d'un SNR élevé,
- le taux du codage de canal est fixe et on fait varier de palier en palier les modulations numériques. Le problème de cette solution est que les paliers peuvent être assez larges et du coup la solution n'est pas optimale,
- enfin, il est également possible de jouer sur les deux paramètres en venant définir des profils de modulation qui utilisent plusieurs taux de code pour plusieurs modulations numériques.

Cette dernière possibilité est le choix de la couche PHY du profil WiMAX qui va sélectionner parmi les profils de modulation/codage, celui qui va optimiser le débit. L'opération est effectuée burst par burst, ce qui n'empêche pas la station de base de sélectionner un profil plus robuste pour un burst suivant destiné à un nœud distant. Il est donc important de connaître l'état du canal pour une bonne gestion des profils qui conditionne également l'efficacité en puissance puisque la consommation énergétique est identique quel que soit le débit.

III.5.3 Simulations de l'AMC

Le but de cette première étape de ces simulations consiste à montrer comment le système WiMAX a la possibilité d'adapter dynamiquement les niveaux de la modulation et de codage en fonction de la liaison entre la station de base et l'abonné. Par conséquent, à tout moment, chaque abonné peut avoir différents types de modulation et de codage, qui peuvent évoluer indépendamment dans le temps, suivant le changement des conditions du lien.

On considère un système SISO avec les paramètres suivants:

- La modulation dynamique: le système bascule dynamiquement entre la modulation QPSK et la modulation 16-QAM, ce qui permet à la marge de la liaison d'augmenter de 7 à 8 dB.

- Le codage dynamique: le système passe entre les deux niveaux FEC (taux de codage), ceci permet l'augmentation de la marge de liaison d'environ 2 à 3 dB et conduit à la même série d'avantages de la modulation dynamique.

Dans ce cas, les différents niveaux de modulation et de codage peuvent être disposés dans l'ordre de robustesse croissante suivant:

1. 16-QAM, FEC faible
2. 16-QAM, FEC élevé
3. QPSK, FEC faible
4. QPSK, FEC élevé

La figure III.26 représente le débit utile en fonction du SNR pour chacune des quatre combinaisons énumérées précédemment. Le niveau 1 est le plus haut débit, mais il est aussi le premier à chuter dans la performance si SNR diminue. A l'inverse, le niveau 4 est le plus faible débit mais il est capable de survivre le plus longtemps lorsque le SNR diminue.

Un système qui ne dispose pas d'adaptation sera donc forcé de fonctionner dans l'un de ces deux états extrêmes:

- S'il est réglé sur le niveau 1, il aura une couverture limitée, mais avec un meilleur débit.
- S'il est réglé sur le niveau 4, il aura la meilleure couverture, mais la moitié de la bande passante ne sera pas disponible.

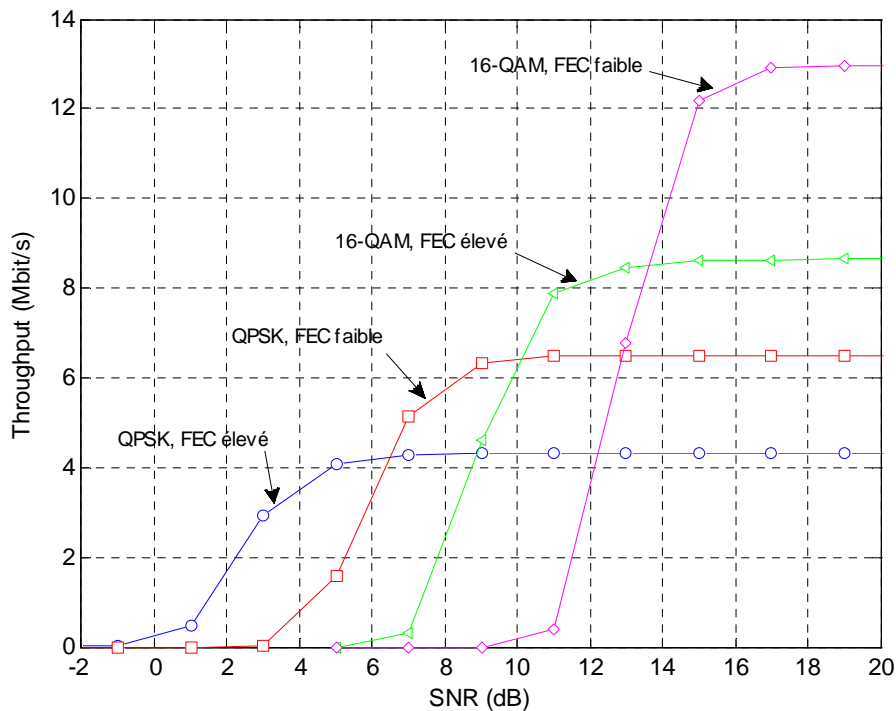


Figure III.26 : Débit en fonction du SNR pour la Modulation et le Codage statiques.

Pour augmenter le débit de transmission, la technique AMC adapte la modulation et le rendement de codage au fur et à mesure que les conditions du canal de propagation varient. La figure III.27, montre un tel mécanisme, dans laquelle le trait en gras représente la réponse du système en fonction de la variation du SNR. Le système est capable de sauter de façon optimale d'un niveau à l'autre, suivant les changements du SNR, et donc la courbe de l'AMC suit l'enveloppe supérieure des courbes des débits individuels.

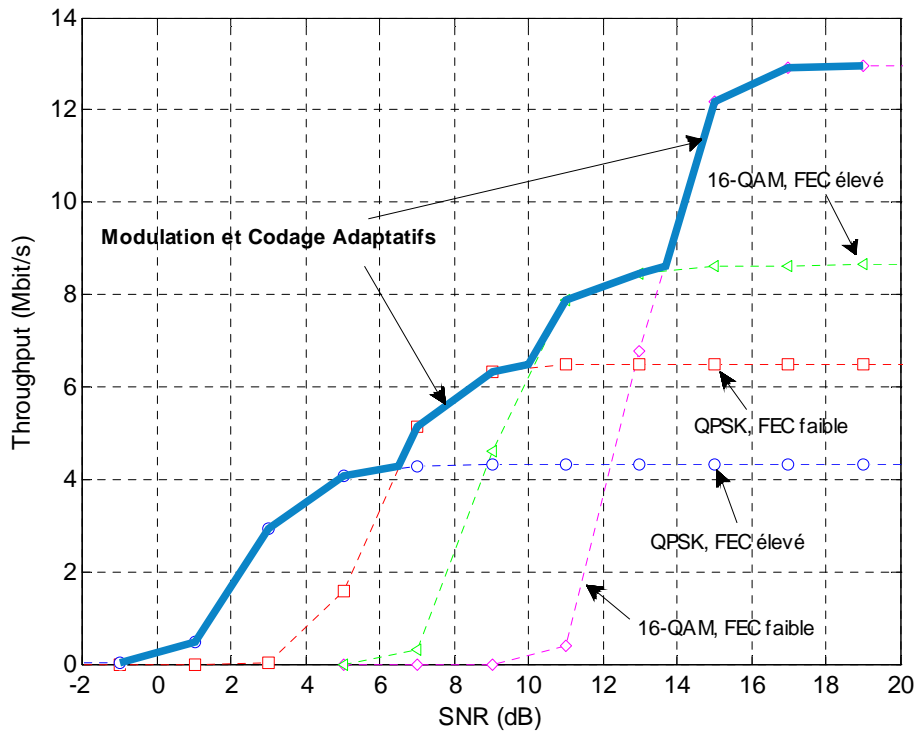


Figure III.27 : Débit en fonction du SNR pour la Modulation et le Codage Adaptatifs (AMC).

III.5.4 L'AMC dans le système WIMAX-MIMO-OFDM

L'AMC est une technique de transmission où la modulation et le codage sont conjointement variés par l'émetteur afin de parer aux conséquences des évanouissements du signal causés par le canal. L'AMC a été largement étudiée et son efficacité a été démontrée dans de nombreux travaux de recherche, entre autres [62, 63, 64]. Dans [65], les auteurs démontrent que l'utilisation d'une modulation adaptative combinée à un codage adaptatif est plus efficace dans le cas d'un canal Rayleigh que l'utilisation d'un codage fixe.

Notre système WiMAX, intégrant la technologie MIMO associée à la modulation multi-porteuses OFDM, utilise l'AMC et dispose typiquement d'un ensemble de modulation de différents types (BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM) avec différentes tailles de constellation (2, 4, 16, 64) et un codage du canal de différents taux (1/2, 2/3 et 3/4). La combinaison d'une modulation avec un codage nous donne le schéma de modulation et codage (MCS: Modulation and Coding Scheme). Par conséquent, l'AMC

dispose d'un ensemble de MCS avec des propriétés différentes du point de vue de l'efficacité spectrale et de la robustesse. Nous avons utilisé les 7 schémas de modulation et codage (MCS) du standard WiMAX, cités précédemment dans le tableau III.5. Ces modes de transmission offrent une efficacité spectrale allant de 0.5 à 4.5 bits/symbole. Bien évidemment, tous les MCS n'offrent pas la même robustesse contre les erreurs de transmission.

Les figures III.28 et III.29 illustrent le débit de transmission en fonction du SNR instantané pour les 7 MCS présentés dans le tableau III.5, respectivement pour le système WiMAX en configurations SISO, STBC 2x2 et SM 2x2.

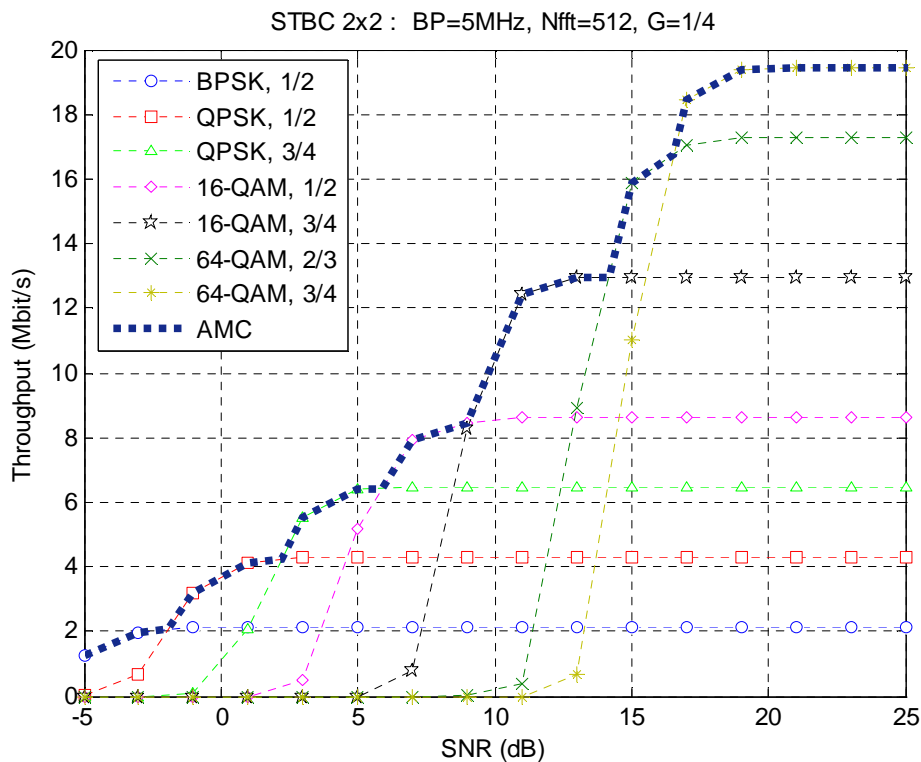


Figure III.28 : Débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.

Considérant un certain SNR, nous devons choisir le MCS de telle manière que le débit soit le maximum. Connaissant la relation reliant le débit au SNR, analytiquement ou par simulation, nous pouvons déduire des seuils de changement de MCS, délimitant les régions d'utilisation idéale de chaque MCS.

Cette technique est connue sous le nom de méthode des seuils ou encore de méthode de partitionnement du SNR. La manière de choisir et d'utiliser les seuils de changement de MCS a été traitée dans plusieurs travaux de recherche [66, 67, 68] afin d'améliorer la performance de l'AMC.

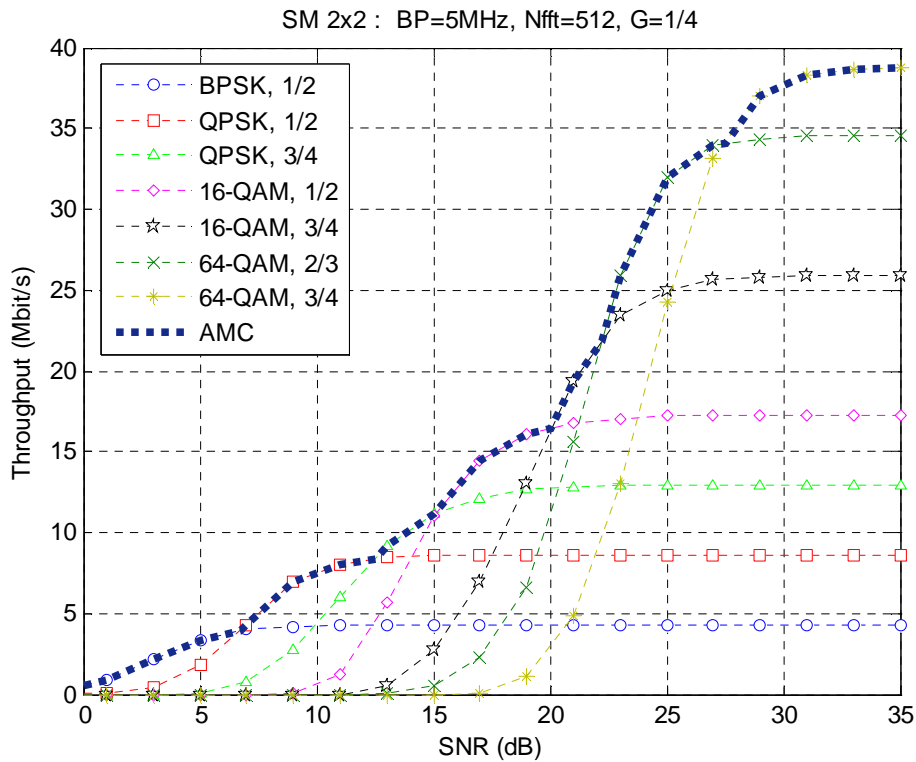


Figure III.29 : Débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.

Le tableau III.6 présente les seuils de changement du MCS calculés pour les deux techniques MIMO, STBC 2x2 et SM 2x2. Par exemple, Dans le cas de STBC 2x2, pour tout SNR inférieur ou égal à 1.92 dB (6.74 dB dans le cas de SM 2x2), le MCS 1 (BPSK-1/2) permet d'assurer le meilleur débit. Les seuils nous permettent de déduire le meilleur MCS en fonction du SNR.

Schéma MCS	Type de modulation	Partitionnement du SNR (dB)	
		STBC 2x2	SM 2x2
MCS-1	BPSK-1/2	SNR < 1.92	SNR < 6.74
MCS-2	QPSK-1/2	1.92 ≤ SNR < 2.25	6.74 ≤ SNR < 12.50
MCS-3	QPSK-3/4	2.25 ≤ SNR < 5.90	12.50 ≤ SNR < 15.10
MCS-4	16-QAM-1/2	5.90 ≤ SNR < 9.10	15.10 ≤ SNR < 20.05
MCS-5	16-QAM-3/4	9.10 ≤ SNR < 14.15	20.05 ≤ SNR < 22.21
MCS-6	64-QAM-2/3	14.15 ≤ SNR < 16.55	22.21 ≤ SNR < 27.47
MCS-7	64-QAM-3/4	16.55 ≤ SNR	27.47 ≤ SNR

Tableau III.6 : Partitionnement du SNR en fonction des MCS.

En termes de BER (figure III.30), considérant un certain BER maximal (seuil de 10^{-3}), il est à noter que pour un SNR inférieur à -1.26 dB, le MCS-1 ne permettrait pas de satisfaire la contrainte sur le BER. Dans ce cas de figure, soit il faut continuer à utiliser le MCS-1 car c'est le schéma le plus robuste, ou bien ne pas transmettre et attendre que le SNR s'améliore.

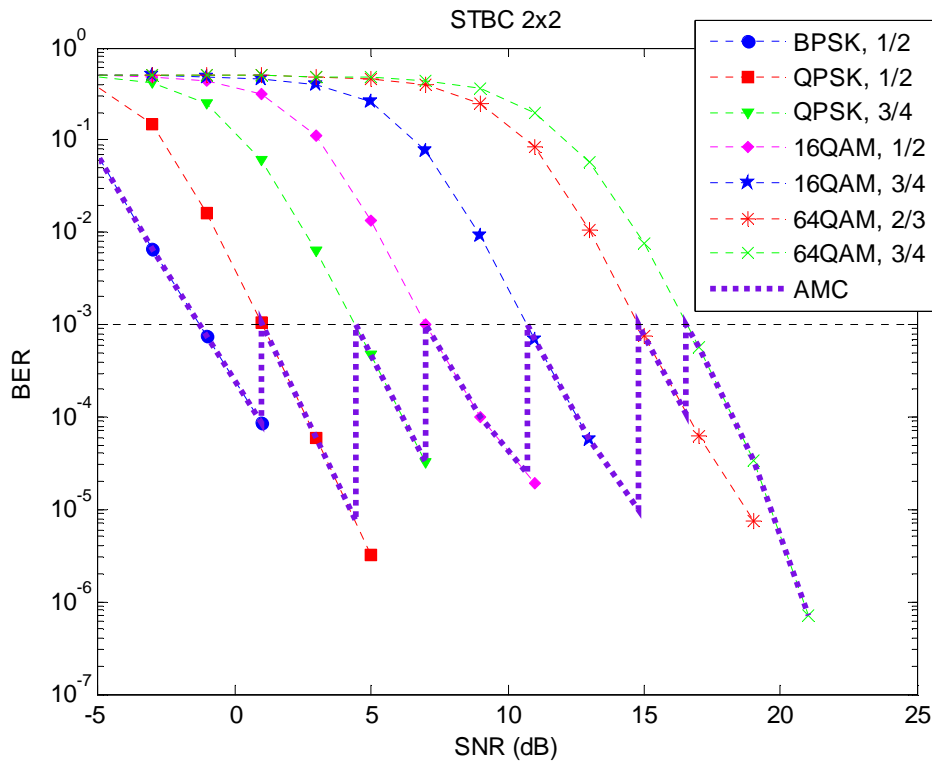


Figure III.30 : BER du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour différents MCS.

D’après les résultats schématisés sur les trois figures III.28, III.29 et III.30, l’AMC constitue une technique permettant une augmentation très notable du débit de transmission du système WiMAX MIMO-OFDM en améliorant notamment l’efficacité spectrale sans pour autant sacrifier le BER. Néanmoins, les performances de l’AMC sont très conditionnées par la qualité d’estimation du canal MIMO, qui influe sur le choix du MCS.

III.6 Conclusion

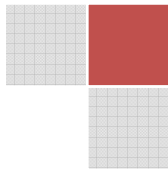
Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la combinaison d’un système MIMO et d’une modulation OFDM dans un système sans fil de type WiMAX. Nous avons étudié plus particulièrement les deux schémas STBC et SM et leurs implémentations à travers un simulateur conçu et développé sous Matlab®. Nous avons pu vérifier le potentiel de chaque bloc en termes de débit.

Les résultats obtenus sont exposés et commentés. Nous avons estimé le calcul du débit de données de la liaison descendante du système WiMAX (IEEE802.16). Ce chapitre a présenté une étude détaillée de l’apport de la technique MIMO lorsqu’elle est combinée avec la modulation multi-porteuse OFDM appliquée au système WiMAX. Les résultats de débit binaire ont été présentés pour divers scénarios MIMO (STBC 2x2 et SM 2x2). A de faibles valeurs de SNR, le STBC est préférable. Cependant, à haut SNR, la technique MIMO doit être utilisée en configuration SM qui double le débit du système.

Afin de mieux interpréter la suite de notre travail, nous avons introduit la technique de la modulation et de codage adaptatifs (AMC). Comme nous l’avons mentionné, l’AMC est une technique permettant une

augmentation très notable du débit de la transmission en améliorant notamment l'efficacité spectrale sans autant sacrifier le BER. Néanmoins, les performances de l'AMC sont très conditionnées par la qualité des mesures du canal qui influe sur le choix du meilleur MCS.

Nous présentons dans le chapitre suivant un nouveau mécanisme, basé sur le concept *Cross-Layer Design* de la l'AMC, permettant d'avoir une fiabilité et une performance différenciées du système WiMAX MIMO-OFDM.



Chapitre | IV

MÉCANISME DE CROSS-LAYER DESIGN ADAPTÉ POUR LES RÉSEAUX WIMAX-MIMO

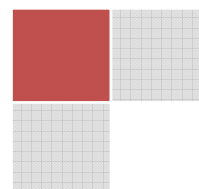
SOMMAIRE

- IV.1 - Introduction
 - IV.2 - Motivations et objectifs
 - IV.3 - Le Cross-Layer pour les réseaux sans fil
 - IV.4 - Mécanisme Cross-Layer dans le WiMAX à base de MCA
 - IV.5 - L'algorithme du mécanisme d'adaptation proposé
 - IV.6 - Résultats de simulation
 - IV.7 - Conclusion
-

*"L'extraordinaire nous attire un instant, la simplicité nous retient plus longtemps,
parce que c'est en elle seule que réside l'essentiel "*

Garry Winograd.

Chapitre | IV



MÉCANISME DE CROSS-LAYER DESIGN ADAPTÉ POUR LES RÉSEAUX WIMAX-MIMO

IV.1 Introduction

Actuellement, nous assistons à une recrudescence des efforts de développement des technologies sans fil et mobile pour la transmission des services multimédia de type voix et vidéo. Le but est de fournir un plus grand débit utile et une couverture optimale avec la meilleure qualité de service (QoS) possible pour l'utilisateur final.

La norme IEEE 802.16 [11, 69] constitue une solution pour l'Internet haut débit mobile qui offre des débits élevés tout en assurant une qualité de service satisfaisante. Cette norme est particulièrement adaptée au contexte des applications multimédia temps réel telles que la transmission en continu des flux vidéo (streaming), la téléphonie sur IP ou encore la télévision sur IP. Cependant, différentes contraintes doivent être levées pour assurer un bon fonctionnement des services envisagés, notamment en termes de garantie de la bande passante requise, de contrôle de délai, de la gigue (variation du délai de transmission) et de taux de pertes tolérés. Pour ce faire, plusieurs mécanismes ont été proposés à différents niveaux des couches protocolaires et notamment au niveau de la couche MAC. En effet, la couche MAC joue un rôle important pour garantir les paramètres de qualité de service. Néanmoins, cette couche seule ne répond pas à la problématique complexe due aux conditions variables et réelles du canal.

Toutefois, la satisfaction de ces paramètres nécessite l'optimisation et le contrôle d'importantes ressources, qui sont parfois indisponibles selon l'état du réseau, notamment au niveau de la couche physique (PHY) et de la couche MAC. Pour pallier à la problématique de la pénurie de l'efficacité de transmission et anticiper tout dysfonctionnement, les stations de base devraient, idéalement, adapter leurs débits de données en fonction de la variation observée des conditions réseau et principalement au niveau des couches PHY et MAC. Ce processus est utilisé dans de nombreux mécanismes d'adaptation et est appelé « Cross-Layer ». Le concept cross-layer est un sujet de recherche d'actualité qui vise à accroître la qualité de service en réalisant des actions coordonnées entre les différentes couches du modèle protocolaire réseau.

Nous proposons dans ce chapitre une solution basée sur les mécanismes *Cross-Layer* nommée CLD (pour Cross-Layer Design). Ce chapitre se focalise sur le mécanisme de choix d'un schéma de modulation et de codage qui maximise le débit utile sur le lien radio. Ainsi, l'optimisation apportée par l'entité CLD

sera appliquée aux différentes stations de base qui transmettent leur flux sur le réseau WiMAX. L'entité CLD sera installée entre la couche réseau et les couches MAC/PHY. L'idée principale du CLD est d'exploiter les messages d'acquiescement ACK/NACK échangés au sein d'une cellule WiMAX, de les interpréter dans le but d'optimiser et d'adapter le flux de données pour garantir une continuité de service avec un débit supérieur.

Ce chapitre est organisé comme suit. Dans un premier temps, nous présentons les motivations, les objectifs de notre travail et quelques solutions cross-Layer proposées dans la littérature qui ont des éléments en commun avec notre problématique. Suite à cette présentation, nous introduisons le concept cross-layer et ces différentes architectures et approches dans les réseaux sans fil. Dans la deuxième partie, nous exposons le contexte général de notre approche à savoir l'architecture compatible avec notre solution, le mécanisme d'adaptation de notre concept avec ses descriptions analytiques et enfin l'évaluation du mécanisme proposé. Dans la troisième partie, nous présentons l'algorithme de l'architecture Cross-Layer que nous proposons. Finalement, nous décrivons dans la dernière partie, l'environnement et les résultats de nos simulations avant de conclure le chapitre.

IV.2 Motivations et objectifs

L'utilisation croissante des appareils portables dans la vie quotidienne et la croissance spectaculaire et continue du "mobile et l'Internet sans fil" augmentent considérablement les besoins d'offrir une capacité plus élevée, une grande fiabilité et plus de services multimédia avancés aux utilisateurs mobiles sans fil. La norme IEEE 802.16 offre plusieurs fonctionnalités pouvant potentiellement répondre à ces besoins énormes dans l'accès sans fil global des systèmes des terminaux mobiles.

La norme WiMAX laisse beaucoup de questions ouvertes qui ne sont pas détaillées, telles que l'attribution de la bande passante, le mécanisme d'adaptation de lien, etc. Elle donne aux fabricants une certaine latitude pour mettre en œuvre plus ou moins des mécanismes efficaces qui pourrait être un facteur pour la crédibilité et l'attractivité du WiMAX par rapport aux systèmes de communication actuels et futurs.

L'adaptation de la liaison joue un rôle essentiel pour l'utilisation efficace des ressources radio dans les réseaux WiMAX. La norme IEEE 802.16 définit un système de contrôle du lien radio (*Radio Link Control: RLC*) pour permettre l'implémentation des systèmes d'adaptation de la couche physique (PHY). Ce système inclut les définitions du message indicateur du signal et le débit du signal pour l'adaptation de la liaison.

Actuellement, le mécanisme de la modulation adaptative largement utilisé est basé sur une table de correspondance de la qualité du canal, à partir de laquelle le schéma de modulation et de codage est choisi selon la qualité du canal en fonction des paramètres tels que le *SNR* (Signal to Noise Ratio), le *SINR* (Signal to Interference plus Noise Ratio) et le *CINR* (Carrier to Interference plus Noise Ratio). Cependant,

cette méthode n'est pas toujours en mesure de s'adapter efficacement aux différents modèles du canal SUI [13] (SUI : Stanford University Interim) ou lorsque différents schémas de codage sont intégrés [70]. Par conséquent, une telle approche basée sur une table de correspondance implique des choix sous-optimaux des types de modulation et de codage qui réduisent le débit utile délivré au récepteur, en plus de l'impact négatif sur l'efficacité de transmission des réseaux WiMAX.

En réponse à cette question, les auteurs de la référence [71] proposent un algorithme d'adaptation dynamique du seuil de la liaison pour différentes conditions du canal. La référence [70] propose un algorithme de cross-layer pour l'adaptation de liaison basée sur la demande de qualité de service (QoS) et l'état du canal. Les auteurs de [72, 73] introduisent un rapport moyen du *CINR* basé sur un schéma d'adaptation du débit de liaison; le type de modulation sera amélioré ou dégradé lorsque la mise à jour du *CINR* moyen est en dehors de la plage requise pour le mode courant.

Cependant, tous ces travaux ont sensiblement amélioré le standard, mais ne sont pas en mesure de s'adapter efficacement aux conditions variables et réelles du canal. Dans le présent travail, nous proposons un algorithme de cross-layer basé sur un mécanisme d'adaptation de la modulation et de codage qui intègre un code correcteur d'erreurs au niveau de la couche réseau (ou IP) avec les informations de la couche PHY afin d'améliorer significativement le débit utile et l'efficacité de transmission.

Notre objectif principal consiste donc à trouver des solutions efficaces en se basant sur le modèle Cross-Layer qui permet de mettre en place des interactions coordonnées entre la couche réseau et les couches basses représentant la couche MAC/PHY de la norme IEEE 802.16 (WiMAX) intégrant la technique MIMO. L'échange d'informations entre ces couches conduit à une optimisation du débit utile en fonction des changements observés sur le canal radio. Ainsi, cette solution d'optimisation permet de limiter les probabilités de dysfonctionnement ou d'interruption de la transmission de données et de garantir au final les contraintes de QoS.

IV.3 Le Cross-Layer pour les réseaux sans fil

Afin d'apporter une solution à toutes ces problématiques et d'optimiser les performances des systèmes communicants, nous avons assisté ces dernières années à l'émergence d'un nouveau concept sous l'appellation de Cross-layer. Ce dernier autorise la violation de la structure protocolaire en couches dans le but d'améliorer les performances de transmission dans les réseaux sans fil et d'assurer une meilleure QoS pour les services multimédia.

IV.3.1 Concept du Cross-layer

Comme tous les nouveaux concepts, il est très difficile de trouver ou de proposer une définition exacte pour le Cross-layer. Même au niveau de la terminologie, nous trouvons dans la littérature plusieurs

variantes: la conception Cross-layer, l'adaptation Cross-layer, l'optimisation Cross-layer, le retour d'information Cross-layer. Dans [74, 75], les auteurs ont proposé une définition générique qui peut englober toutes les techniques et tous les mécanismes Cross-layer qui existent actuellement. Ainsi, le Design Cross-layer est défini comme suit: «la conception d'un protocole en violation avec l'architecture en couches de référence est une conception Cross-layer à l'égard de cette architecture». Le terme violation englobe :

- La définition de nouvelles interfaces entre les couches.
- La redéfinition des limites des couches.
- La conception d'un protocole sur une couche en se basant sur la conception d'un autre protocole sur une autre couche.
- La configuration commune des paramètres à travers les couches.

Le concept Cross-layer permet la définition de protocoles ou de mécanismes qui ne respectent pas l'isolation des couches du modèle OSI (respectivement TCP/IP). Ainsi, il autorise la communication entre deux, ou plusieurs, couches adjacentes, ou non adjacentes, dans le but d'améliorer les performances globales du système. Ceci peut être réalisé par la définition de nouvelles interfaces au niveau des couches qui permettent de récupérer leurs paramètres de performance mais aussi de configurer certains paramètres d'une manière dynamique. Ces paramètres peuvent être utilisés par les protocoles et/ou les mécanismes d'adaptation pour améliorer la performance globale de la communication en se basant sur des politiques d'adaptation.

IV.3.2 La communication dans les architectures Cross-Layer

Le principe de base du concept Cross-layer est de permettre l'échange d'informations entre les couches adjacentes et non adjacentes afin d'améliorer les performances de transmission. Parmi toutes les architectures Cross-layer proposées dans la littérature, deux modèles de communication peuvent être distingués [74, 76]: La communication directe entre les couches ou la communication via une base de données partagée entre les couches. Nous présentons sur la figure IV.1 une description de ces deux modèles.

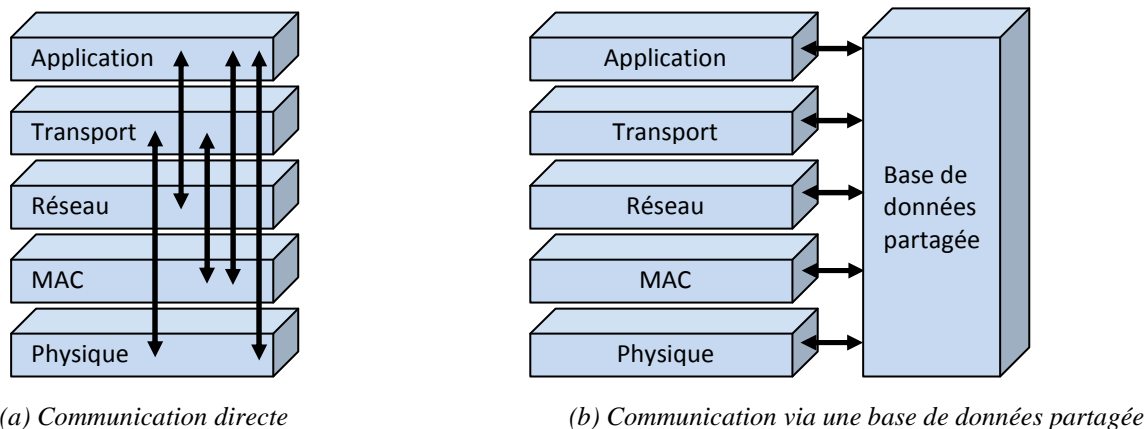


Figure IV.1 : Les modèles de communication Cross-layer

IV.3.2.1 Communication directe entre les couches

La communication directe entre les couches est le modèle le plus utilisé par les architectures Cross-layer. Il permet à une couche d'accéder directement aux paramètres et aux variables d'une autre couche sans passer par un intermédiaire.

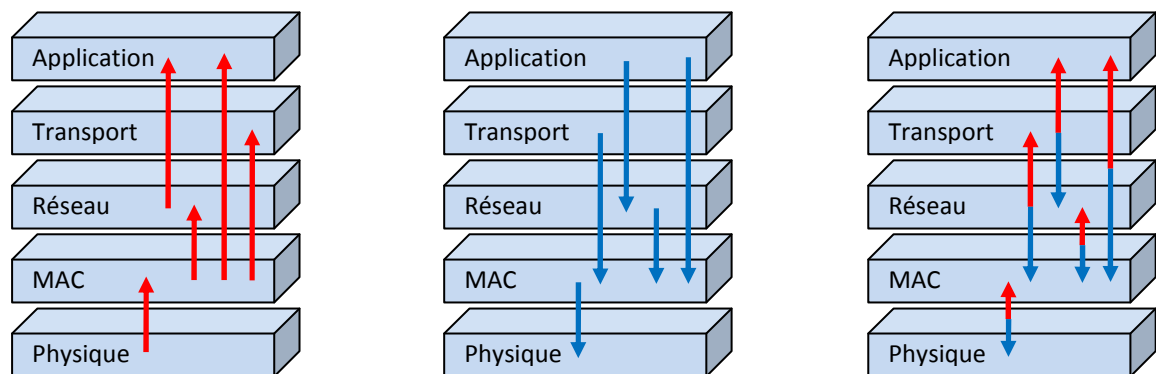
Cette communication peut être «in-band» en utilisant les entêtes des protocoles existants, ou «out-of-band» en utilisant un nouveau protocole de signalisation tel que CLASS (Cross-Layer Signaling Shortcuts) [77]. La communication «out-of-band» peut s'effectuer aussi en définissant de nouvelles interfaces qui seront utilisées directement pour récupérer et configurer des paramètres de fonctionnement [78].

IV.3.2.2 Communication via une base de données partagée

Plusieurs architectures Cross-layer [79, 80] proposent l'utilisation d'une base de données partagée afin de stocker et de récupérer des paramètres. Cette base est accessible par toutes les couches qui peuvent ainsi s'informer de l'état des autres couches ou récupérer des paramètres de configuration nécessaires à leur fonctionnement interne.

IV.3.3 Approches du Cross-layer dans les réseaux sans fil

Dans la littérature, plusieurs techniques Cross-layer ont été proposées pour améliorer les performances des transmissions sans fil. Au début, ces mécanismes étaient limités à l'interaction entre la couche physique et la couche liaison de données. De plus, les mécanismes proposés étaient indépendants et visaient l'amélioration d'une imperfection précise. Par la suite, nous avons assisté à l'apparition de plusieurs travaux proposant des interactions avec les couches supérieures et aussi à l'apparition des architectures Cross-layer qui tentent de faire collaborer plusieurs couches, prenant en charge plusieurs paramètres, pour une optimisation globale.



(a) L'approche ascendante

(b) L'approche descendante

(c) L'approche mixte

Figure IV.2 : Les approches du Cross-layer

Afin de simplifier la présentation de ces travaux, nous les avons classés en trois grandes approches identifiées dans [74, 75] et représentées dans la figure IV.2. Nous présentons, dans la suite, une petite description de ces approches.

- **L'approche ascendante (Bottom-up):** Les couches supérieures optimisent leurs mécanismes en fonction des paramètres (conditions) des couches inférieures.
- **L'approche descendante (Top-down):** Les couches supérieures décident des paramètres de configuration des couches inférieures. Ou bien, les couches inférieures considèrent certaines spécificités du niveau applicatif pour exécuter leurs traitements.
- **L'approche mixte (Integrated):** Cette approche exploite les deux approches précédentes dans une même architecture afin de trouver la meilleure configuration inter-couches pour un fonctionnement optimal du système.

Dans l'approche Cross-Layer que nous proposons dans cette thèse, nous optons pour une approche ascendante puisque nous nous intéressons à l'adaptation du débit en fonction de l'état du réseau.

IV.4 Mécanisme Cross-Layer dans le WiMAX à base de Modulation et Codage Adaptatifs (MCA)

Il existe deux approches principales dans le marché commercial actuel pour le déploiement du réseau WiMAX:

- 1) Déploiement avec une QoS supportée selon le standard.
- 2) Pré-déploiement du WiMAX qui attribue aux stations mobiles certains intervalles de temps (time slots) et certaines fréquences en fonction de leur accord sur le niveau de service.

Au niveau des couches basses, ces deux solutions mettent en œuvre un schéma de modulation et de codage adaptatif, qui est classiquement basé sur des tables de consultation de la qualité du canal.

Dans l'approche 1, cinq classes de qualité de service ont été définies dans la norme WiMAX; le débit de connexion du service UGS¹ (Unsolicited Grant Service) est garanti et ne dépend pas de la qualité de la liaison, ce qui signifie que la station de base doit attribuer plus de time slots (intervalles de temps) ou des sous-porteuses pour les stations mobiles lorsque le *SNR* se dégrade et un schéma inférieure de modulation/codage est utilisé. Cette approche peut diminuer la capacité du réseau offerte à d'autres stations attachées à la station de base considérée. Ce comportement entraîne un syndrome bien connu, similaire au problème d'anomalie des performances, observé dans le contexte de la norme IEEE 802.11 [81].

¹ Unsolicited Grant Service (UGS) : C'est un type de service utilisé dans le WiMAX pour supporter des flux temps réel générant des paquets de taille fixe et de façon périodique.

Dans l'approche 2, la station de base attribue jusqu'à un nombre maximum de time slots ou des fréquences aux stations mobiles pour la transmission de données. A partir de la version mobile du WiMAX, la norme est basée sur la technologie TDD (Time Division Duplex), donc il y a un fort intérêt à maximiser le débit utile pour des time slots attribués et des sous-porteuses données. Conformément à la norme WiMAX, la fiabilité de la transmission peut éventuellement être assurée à partir d'un mécanisme de retransmission ARQ (Automatic Repeat reQuest) appliqué à la couche MAC, mais un tel mécanisme impacte négativement sur le délai de transmission de bout en bout de la liaison et il peut réduire le débit de transmission [82].

IV.4.1 Architecture Cross-Layer proposée

Afin d'obtenir un bon compromis entre la fiabilité, le délai et le débit utile, nous proposons de mettre le mécanisme de retransmission ARQ en pause afin d'éviter la retransmission [11] et encore obtenir des feedbacks (informations de retour) sur l'état du canal seulement à travers les messages d'acquittement ACK/NACK (ACKnowledgement/ Negative ACKnowledgement). L'architecture proposée basant sur l'approche *Cross-Layer* pour le système MIMO-WiMAX est représentée sur la figure IV.3.

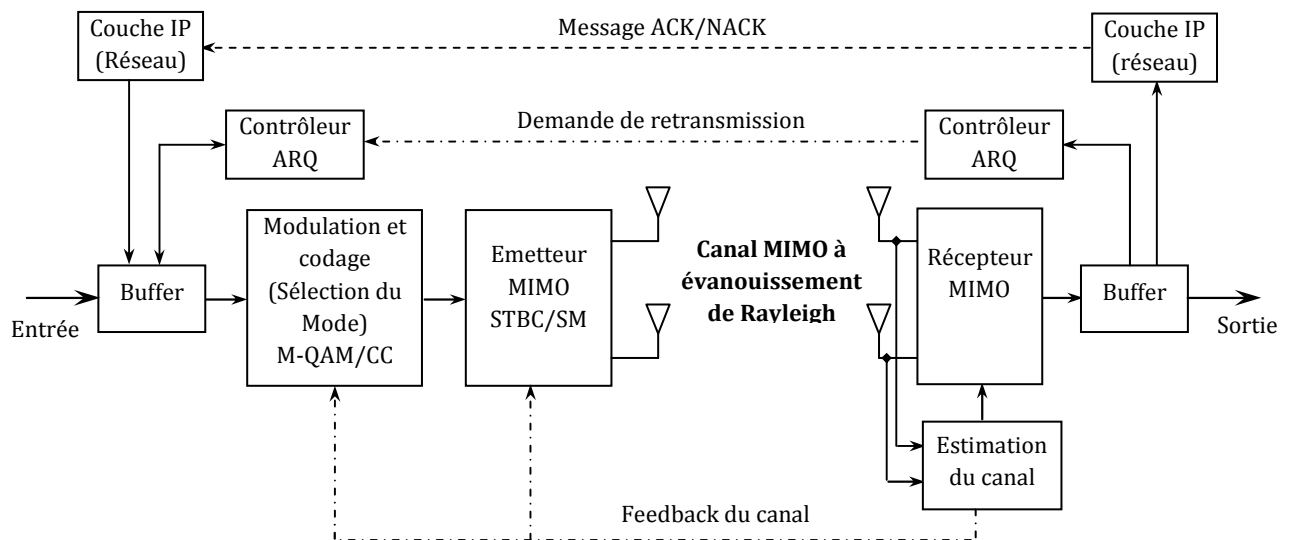


Figure IV.3 : L'architecture Cross-Layer proposée pour le système MIMO-WiMAX

En se basant sur l'approche *Cross-Layer*, cette information de retour de la couche basse (feedback du canal) alimente le mécanisme adaptatif de la couche haute (couche réseau) qui vise à améliorer la fiabilité du canal, tout en offrant un débit utile élevé et un faible délai de transmission de bout en bout.

IV.4.2 Concept de l'architecture Cross-Layer proposée

Notre proposition porte sur un nouveau mécanisme de décision d'un schéma de modulation/codage qui maximise le débit utile des stations mobiles et améliore l'efficacité de transmission. En d'autres termes, notre approche vise à remplacer le défaut comportement en escalier, résultant de l'utilisation de la

table de consultation basé sur le SNR, par un autre comportement "continu" qui offre un débit supérieur et un faible délai de bout en bout.

L'amélioration est obtenue par l'application d'un mécanisme adaptatif du *FEC* (Forward Error Correction) au niveau de la couche réseau, qui permet de corriger les erreurs de paquet par le contrôle du taux d'erreur paquets *PER* (Packet Error Rate) et le *SNR* instantané du côté de la station de base (pour les flux montants) et du côté de la station mobile (pour les flux descendants).

Notre approche est basée sur un moteur de décision d'auto-apprentissage qui définit une fonction d'identification dynamique permettant aux stations mobiles, en considérant le courant SNR et le taux d'erreur paquets (*PER*), de sélectionner le schéma de modulation/codage qui offre le meilleur débit utile. Suite à ce mécanisme de décision, le schéma de modulation/codage optimal correspondant au meilleur débit utile est ensuite sélectionné de façon dynamique.

Par rapport au défaut du mécanisme d'adaptation, notre proposition prend en compte non seulement le rapport signal sur bruit (*SNR*), mais aussi le taux d'erreur paquets (*PER*) instantané correspondant aux variations dynamiques des conditions de communication.

Nous allons montrer par la suite que notre proposition d'adaptation au niveau de la couche réseau, a la possibilité de retarder la demande d'un faible schéma de modulation/codage lorsque le signal se dégrade et offre un meilleur débit utile. De plus, cette approche permet d'éviter systématiquement la réduction discrète brutale du débit entraînée par un changement brusque de la modulation et de codage.

IV.4.3 Fonction d'identification

Dans notre proposition, le mécanisme de retransmission ARQ est activé pour recevoir des informations sur l'état du canal à partir des messages d'acquiescement ACK/NACK. Selon la norme WiMAX, les unités de données de service SDU (Service Data Units) sont partitionnées en blocs ARQ de longueur fixe (ARQ-Block-SIZE), dont la taille est limitée à 2040 octets pour le WiMAX fixe [11] et 1024 octets pour le WiMAX mobile [69].

Du côté de l'émetteur, le taux d'erreur du bloc ARQ (A-BLER: ARQ-BLOCK Error Rate) peut être directement extrait de l'information d'acquiescement ACK/NACK (représenté par les bitmaps ACK sélectifs)² pour une fenêtre de N blocs ARQ transmis. Par ailleurs, afin d'avoir un mécanisme de contrôle d'erreur plus facile et efficace, nous considérons que les fragments N-PDU (Network-Protocol Data Unit)³ au niveau de la couche réseau (couche IP) ont une taille maximale ARQ-Block-SIZE de 1024 octets dans notre proposition.

² La taille du bitmap ARQ sélectif est de 16 bits, le standard IEEE 802.16 spécifie au récepteur des informations sur le nombre des blocs qui ne sont pas un multiple de 16.

³ N-PDU (Network-Protocol Data Unit) c'est l'unité de données du protocole, la plus connue sous les noms de "paquets" ou "datagrammes". Cette N-PDU est encapsulée dans la MAC-PDU du niveau 2.

Autrement dit, chaque MAC-SDU peut être associée par la couche MAC à un Bloc ARQ qui à son tour est encapsulé dans un MAC-PDU (Figure IV.4). Cette approche est également proposée dans [83]. Par conséquent, le taux d'erreur paquet (PER) de la couche réseau est équivalent au taux d'erreur du bloc ARQ (A-BLER) et peut être calculé par une simple analyse de l'information d'acquittement ACK/NACK.

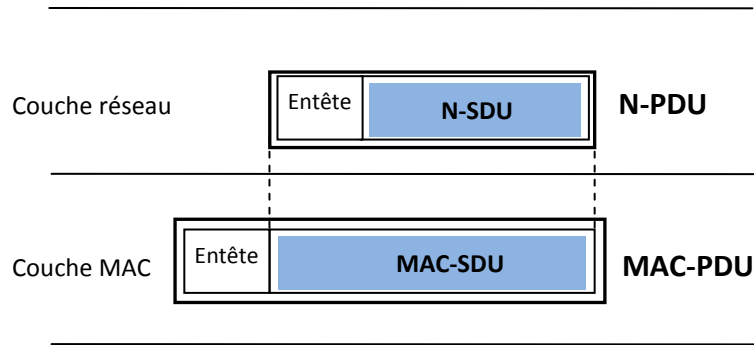


Figure IV.4 : Principe d'encapsulation de PDU et de SDU

Afin de définir une politique d'adaptation efficace du FEC qui vise à ajuster dynamiquement les pertes du canal, nous avons proposé une mise à jour dynamique d'une fonction d'identification définissant les conditions actuelles du canal de communication de la station mobile. Cette évolution dynamique contenue dans la fonction d'identification maintient les taux d'erreurs de paquet (PER) pour un schéma donné i de modulation/codage utilisé et une valeur de SNR observée (défini avec une précision de pas de 0.2dB dans notre proposition).

Pour différents canaux SUI, cette base de données d'identification est initialement remplie avec les valeurs de taux d'erreur paquets résultants, soit à partir des modèles des canaux des standards IEEE, soit à partir des simulations. Cette base de données initiale est dynamiquement enrichie plus tard par le mécanisme d'auto-apprentissage introduit qui prend en considération les conditions dynamiques du canal connues par la station mobile.

$$PER_{SNR}^i = f(modulatio_codage_i, SNR) \quad (IV.1)$$

D'un point de vue pratique, nous supposons que les stations mobiles surveillent le taux d'erreur paquets PER et connaissent le rapport signal sur bruit courant SNR_{cur} (pour le flux montant UL: UpLink). Ces paramètres sont envoyés périodiquement par la station de base ou dérivés à partir du SNR surveillé par la station mobile et des paramètres de la puissance de transmission [84]. Pour les flux descendant (DL: DownLink), le SNR_{cur} est le rapport signal sur bruit surveillé pouvant être obtenu à partir du champ Indicateur de qualité du canal (CQI: Channel Quality Indicator).

Pour éviter les oscillations, les variations du SNR peuvent être calculées périodiquement avec une moyenne donnée par la formule suivante :

$$SNR = (1 - k) \times SNR + k \times SNR_{cur} \quad \text{où } k \in [0; 1] \quad (IV.2)$$

Le SNR résultant est approximé avec une précision de 0.2dB. Le taux d'erreur paquets instantané PER_{cur} peut être calculé périodiquement en analysant les informations d'acquittement ACK/NACK (représentée par les bitmaps ACK sélectifs) pour une fenêtre de N blocs ARQ instantanés transmis.

Comme pour le calcul du SNR, le taux d'erreur paquets PER correspondant au SNR estimé et le schéma de modulation/codage courant est également calculé et actualisé périodiquement par une moyenne donnée par:

$$PER_{SNR}^i = a \times PER_{cur} + (1 - a) \times PER_{SNR}^i \quad \text{où } a \in [0; 1] \quad (\text{IV.3})$$

Ce calcul périodique du SNR et des taux d'erreur paquets PER associés permet de créer une base de données dynamique qui contient le taux d'erreur paquets PER suivant un schéma de modulation/codage donnée i et un intervalle du SNR donné. Cette base de données permet à la station mobile d'estimer le débit utile qu'elle obtiendrait si elle utilise un schéma supérieur ou inférieur de modulation/codage.

IV.4.4 Description analytique du mécanisme proposé

En réaction à un taux d'erreur paquets observée PER_{cur} , afin d'assurer la correction des erreurs des paquets, nous proposons d'appliquer instantanément un mécanisme d'adaptation du FEC basé sur le code convolutionnel aux N-SDUs (Network-SDUs), dont le taux du FEC est une fonction du taux d'erreur paquets actuel (ou courant), $FEC_{cur} = g(PER_{cur})_{cur}$. Si nous définissons un groupe de N-SDU comme étant un ensemble w des N-SDUs, alors le nombre des paquets de redondance (avec la même taille des paquets, 1024 octets) pour chaque groupe est donné par:

$$m = \text{ceiling} \left(w \times \frac{FEC_{cur}}{1 - FEC_{cur}} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Où $\text{ceiling}(x)$ est définie comme étant la fonction qui génère le plus petit entier supérieur ou égal à x . Le taux $FEC_{cur} = g(PER_{cur}) = PER_{cur} R_{cur}$ repose, dans une première étape, sur l'hypothèse d'une distribution uniforme des erreurs de paquets rendant possible la récupération complète des paquets perdus. Notons que cette hypothèse est raisonnable lorsque le traitement est appliqué sur de courtes périodes.

Dans un intervalle de temps t et un nombre s des sous-porteuses affectées par la station de base, on note respectivement, T_{cur} le taux de transmission courant d'une station mobile, T_{inf} le taux de transmission si la station mobile utilise le schéma de (modulation/codage) inférieur suivant, et T_{sup} le taux de transmission si la station mobile utilise le schéma de (modulation/codage) supérieur suivant. Le débit de transmission utile, reçu avec succès par la station de base pendant un temps t , est donné par :

$$D_{cur} = T_{cur} \times (1 - FEC_{cur}) = T_{cur} \times (1 - PER_{cur}) \quad (\text{IV.5})$$

L'objet de notre contribution est de choisir une combinaison optimale du taux de code correcteur FEC au niveau d'une couche haute (couche réseau dans notre cas) avec le défaut schéma de la modulation. Cette combinaison conduit à utiliser un ordre de modulation plus élevé tout en optimisant le débit utile; c'est à dire nous cherchons le taux du FEC nécessaire pour corriger les erreurs sur le canal, pour un schéma de modulation d'ordre supérieur dans les mêmes conditions spécifiées pour une modulation d'ordre inférieur, utilisé dans le cas "par défaut". Cette approche vise à offrir à la fois un débit utile optimal individuel et collectif de l'ensemble de stations mobiles connectées à la station de base considérée.

Afin de prendre une décision efficace du choix de la modulation et du codage, nous comparons le débit résultant D_{cur} au débit utile obtenu si la station mobile utilise le schéma de modulation/codage suivant, inférieur ou supérieur (figure IV.5). En effet, nous considérons le cas où la station mobile utilise respectivement le schéma de modulation/codage supérieur et inférieur avec le SNR_{cur} calculé. A partir de la base de données créée dynamiquement, nous pouvons obtenir le taux d'erreur paquets correspondant PER_{SNR}^i (Avec $i = inf$ ou $i = sup$), le pourcentage de pertes avec le SNR actuel calculé et le schéma de modulation/codage suivant, inférieurs ($i = inf$) ou supérieur ($i = sup$) est :

$$PER_{SNR}^i = f(i, SNR) \quad (IV.6)$$

Comme dans l'analyse précédente, si le taux du FEC est $FEC_i = PER_{SNR}^i$, alors le débit utile devient D_i si la station mobile utilise les schémas de modulations/codage voisins:

$$D_i = T_i \times (1 - FEC_i) = T_i \times (1 - PER_{SNR}^i) \quad \text{Avec } i = inf \text{ ou } i = sup \quad (IV.7)$$

La station mobile, compare périodiquement le D_{cur} avec le D_{inf} et le D_{sup} , puis choisit le schéma optimal de modulation et de codage offrant le plus haut débit utile et informe ensuite la station de base de ce choix, qui à son tour va générer le UL-MAP⁴ en fonction de la mise à jour de modulation/codage et le profil du burst. Nous définissons l'efficacité spectrale C par la formule suivante:

$$C = \text{taux}_{cc} \times \log_2(M) \quad (IV.8)$$

où taux_{cc} est le taux de codage convolutionnel et M est la taille de l'alphabet (nombre d'états) de la modulation. Nous définissons les différentes efficacités spectrales combinées C_i (modulation/codage) comme suit: C_1 (BPSK 1/2), C_2 (QPSK 1/2), C_3 (QPSK 3/4), C_4 (16-QAM 1/2), C_5 (16-QAM 3/4), C_6 (64-QAM 2/3) et C_7 (64-QAM 3/4). En effet, pour un intervalle de temps donné t et un nombre s de sous-porteuses, le taux de transmission dépend de l'efficacité spectrale donnée par :

$$\frac{T_i}{T_{i-1}} = \frac{C_i}{C_{i-1}} \quad (IV.9)$$

⁴ Selon la norme WiMAX, les messages UL-MAP comprennent le profil du burst de liaison montante pour chaque utilisateur, qui spécifie la modulation et le codage utilisé dans le canal de communication.

Le tableau IV.1 énumère les différents taux des modulations et de codage ainsi obtenus.

	BPSK 1/2	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16QAM 1/2	16QAM 3/4	64QAM 2/3	64QAM 3/4
C_i	0,5	1	1,5	2	3	4	4,5
C_i / C_{i-1}	-	2	1,5	4/3	3/2	4/3	9/8

Tableau IV.1 : Les différents taux des schémas de modulation/codage.

IV.5 L'algorithme du mécanisme d'adaptation proposé

L'algorithme de notre proposition est schématisé dans la figure IV.5:

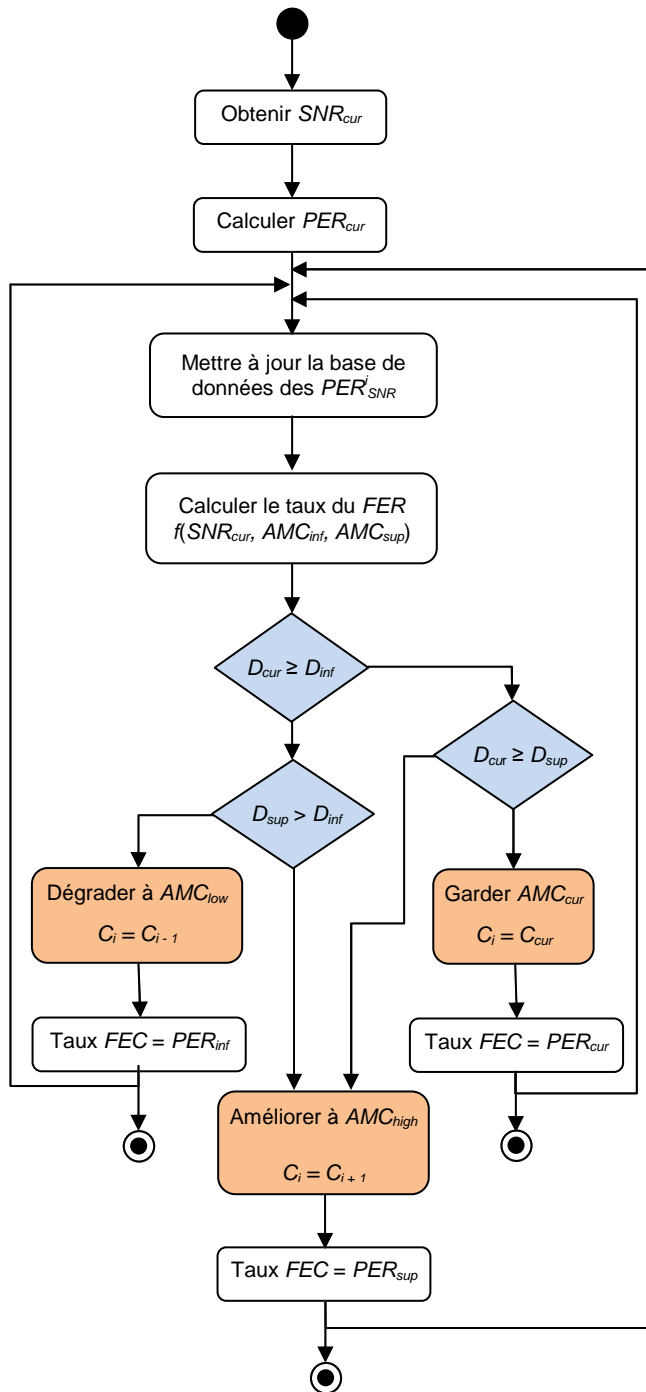


Figure IV.5 : L'algorithme du mécanisme d'adaptation proposé

Le pseudo-code de l'algorithme proposé est décrit comme suit:

```

1: Temps initialisé;
2: {
3: Obtenir le SNR actuel,  $SNR_{cur}$ ;
4: Calculer  $PER_{cur}$ ;
5: Mettre à jour la Base de données des  $PER_{SNR}^i$ ;
6: Calculer le taux du  $FEC_i$  en fonction du SNR actuel ( $SNR_{cur}$ ) et le schéma de la
   modulation et de codage MCA suivant (supérieur et inférieur);
7: Calculer et comparer  $D_{cur}$ ,  $D_{inf}$  et  $D_{sup}$ ;
8: Si ( $D_{cur} \geq D_{inf}$ ) et ( $D_{cur} \geq D_{sup}$ )
9: {
10: Informer la Station de base (BS) que la station mobile (MN) doit garder le
    schéma courant de modulation et de codage.
11: Le taux du  $FEC = FER_{cur} = PER_{cur}$ ;
12: }
13: Sinon
14: {
15: Si ( $D_{cur} < D_{inf}$ )
16: {
17: Le taux du  $FEC = FEC_{inf} = PER_{cur}^{inf}$ ;
18: Informer la Station de Base (BS) que la Station Mobile (MS) doit dégrader le
    schéma de la modulation ou le taux de codage.  $C_i = C_{i-1}$ . (le UL-MAP est alors
    fixé par la Station de Base);
19: }
20: Sinon
21: Si ( $D_{cur} < D_{sup}$ )
22: {
23: Le taux du  $FEC = FEC_{sup} = PER_{cur}^{sup}$ ;
24: Informer la Station de Base (BS) que la Station Mobile (MS) doit agrandir le
    schéma de la modulation ou le taux de codage.  $C_i = C_{i+1}$ . (le UL-MAP est alors
    fixé par la Station de Base);
25: }
26: }
27: }

```

Notre proposition permet de déterminer le schéma optimal de modulation et de codage pour obtenir le plus grand débit utile pour les stations mobiles dans des intervalles de temps donnés. Notre approche permet d'améliorer à la fois l'efficacité de transmission individuelle et collective de l'ensemble des stations de base WiMAX prises en considération.

L'algorithme du mécanisme *Cross-Layer* proposé montre que le *FEC* précédemment introduit basé sur la technique de la modulation et de codage adaptatifs (AMC) offre un gain en débit utile significatif à l'ensemble des connexions gérées par la station de base. Considérons, par exemple, plusieurs connexions, dont la bande passante est garantie par la station de base. Lorsque les conditions du signal (ou du canal) de la station mobile se dégradent, le défaut mécanisme (AMC sans *Cross-layer*) la conduit à baisser son schéma de modulation et de codage (MCS). En conséquence, la station de base doit allouer des intervalles de temps ou des sous-porteuses supplémentaires pour garantir la bande passante. Notre proposition vise à retarder cette décision de dégradation du schéma de modulation et de codage tout en garantissant la

qualité de service demandée et la fiabilité de transmission (en d'autres termes, une telle approche permet d'améliorer le défaut débit utile (sans Cross-layer)). En effet, notre approche non seulement garantit la qualité de service au niveau de la station mobile considérée, mais aussi conserve les intervalles de temps utilisés pour les autres stations mobiles dans la couverture de la station de base WiMAX, et par conséquent améliore le débit global du réseau.

IV.6 Résultats de simulation

La section précédente introduit le principe de notre proposition qui, par rapport au comportement par défaut, permet aux stations mobiles de bénéficier d'un schéma de modulation et de codage plus élevé tout en garantissant leur fiabilité de la transmission. Nous allons montrer par la suite, en fonction des résultats de simulation, que notre approche basée sur le mécanisme *cross-layer* offre un plus grand débit utile par rapport au mécanisme de l'AMC classique qui est lui basé sur le changement discret et brutal du schéma de modulation et de codage.

Cette section présente les résultats de simulation obtenus par notre proposition comparés à l'AMC classique. Nous avons implémenté, sous Matlab®, notre algorithme basé sur les spécifications du standard WiMAX. Les simulations sont faites pour un système MIMO-OFDM dans les deux configurations STBC 2x2 et SM 2x2, pour une bande passante de 5 MHz, pour une taille FFT de 512 sous-porteuses et un intervalle de garde $G = 1/4$.

Nous supposons que toutes les sous-trames disponibles de la liaison descendante et les sous-porteuses de données de la station de base sont affectées à une seule station mobile (soit le débit utile délivré à la station mobile représente le débit utile global de la station de base). Le tableau IV.2 regroupe les différents paramètres de simulation.

Paramètre	Valeur
Fréquence porteuse (GHz)	3.5
Bande passante du canal (MHz)	5
Taille de la FFT (N_{FFT})	512
Nombre des sous-porteuses actives (N_u)	360
Nombre des sous-porteuses pilotes	60
Nombre des sous-porteuses de garde (nulles)	92
Préfixe cyclique ou temps de garde (T_g/T_u)	1/4
Taux du sur-échantillonnage (F_s/BP)	28/25
Espacement entre les sous-porteuses (KHz)	10.94
Temps symboles utile (μs)	91.4
Durée du symbole OFDM (μs)	102.86
Nombre de symboles OFDM dans une trame de 5ms	48.0

Tableau IV.2 : Paramètres de simulation

Nous supposons que le terminal WiMAX, considéré comme une station mobile, est en mouvement et s'approche de la station de base. En conséquence de ce scénario de mobilité, le SNR surveillé du côté du récepteur (c-à-d station mobile) varie de -5dB à 35dB (représentant tous les différents schémas de modulation et de codage C_i ($i \in [1,7]$)).

La figure IV.6 représente la variation du débit utile en fonction du SNR d'un système MIMO-OFDM en configuration STBC 2x2 pour les deux mécanismes de modulation et de codage adaptatifs AMC (par défaut et proposé). Le mécanisme par défaut se base seulement sur une table de correspondance statique selon le paramètre SNR , tandis que notre mécanisme proposé se base sur le concept cross-layer qui prend en compte non seulement le rapport signal sur bruit (SNR), mais aussi le taux d'erreur de paquet (PER) instantané correspondant aux variations dynamiques de l'état du canal.

Les résultats obtenus montrent bien que notre approche permet d'éviter systématiquement la réduction discrète brutale du débit entraînée par un changement brusque de la modulation et du codage et de sélectionner le MCS qui offre le meilleur débit utile. Suite à notre mécanisme de décision, le schéma de modulation/codage optimal correspondant au meilleur débit utile est ensuite sélectionné de façon dynamique avec un comportement "continu" qui offre un débit supérieur.

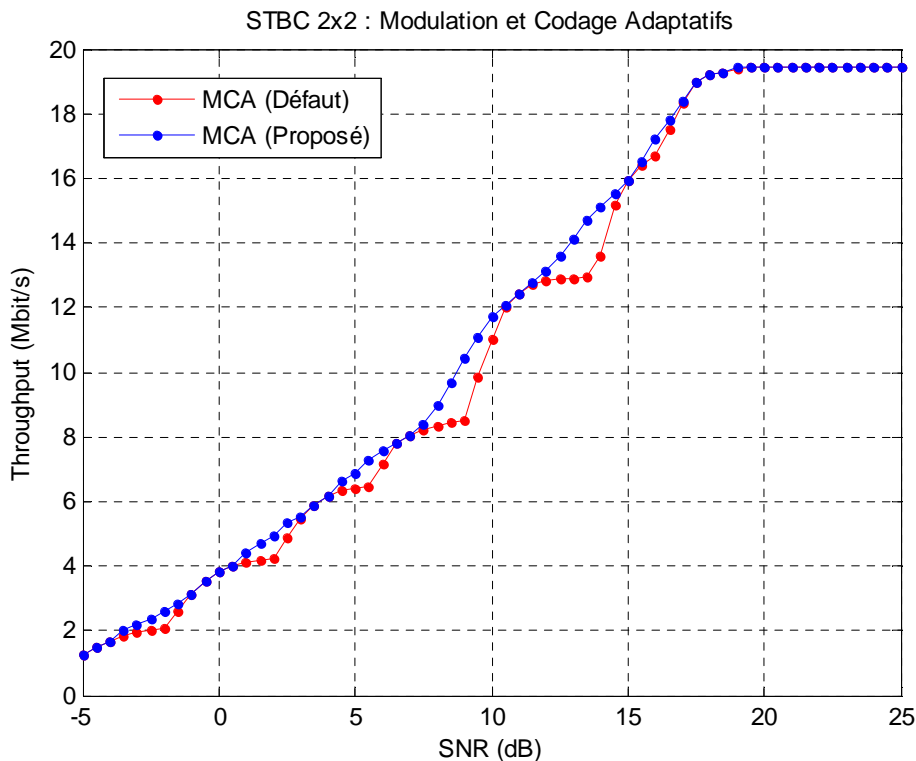


Figure IV.6 : Débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR pour les deux mécanismes de l'AMC (défaut et proposé).

Pour un SNR de 9 dB, selon le tableau de correspondance par défaut de modulation, le système WiMAX utilise la modulation 16QAM et un taux de codage 1/2 ($C_{défaut} = 1/2 \times \log_2(16) = 2$ bits/symbole).

Notre proposition permet à la station mobile d'utiliser un schéma de modulation/codage plus grand d'une modulation 16QAM et un taux de codage 3/4 ($C_{proposé} = 3/4 \times \log_2(16) = 3$ bits/symbole) avec un taux FEC de 25%.

Nous représentons, sur la figure IV.7, le gain du débit utile de notre proposition par rapport à la méthode de l'AMC par défaut en fonction de la variation du SNR. Nous observons que le gain en termes de débit est significatif. En effet, pour des SNR de -2dB, 2dB, 5.5dB, 9dB, 13.5dB et 16dB, notre mécanisme d'adaptation offre des sommets de gain en débit utile respectivement de 0.57Mbits/s, 0.7Mbits/s, 0.84Mbits/s 1.92Mbits/s, 1.77Mbits/s et 0.49Mbits/s par rapport au mécanisme d'adaptation classique.

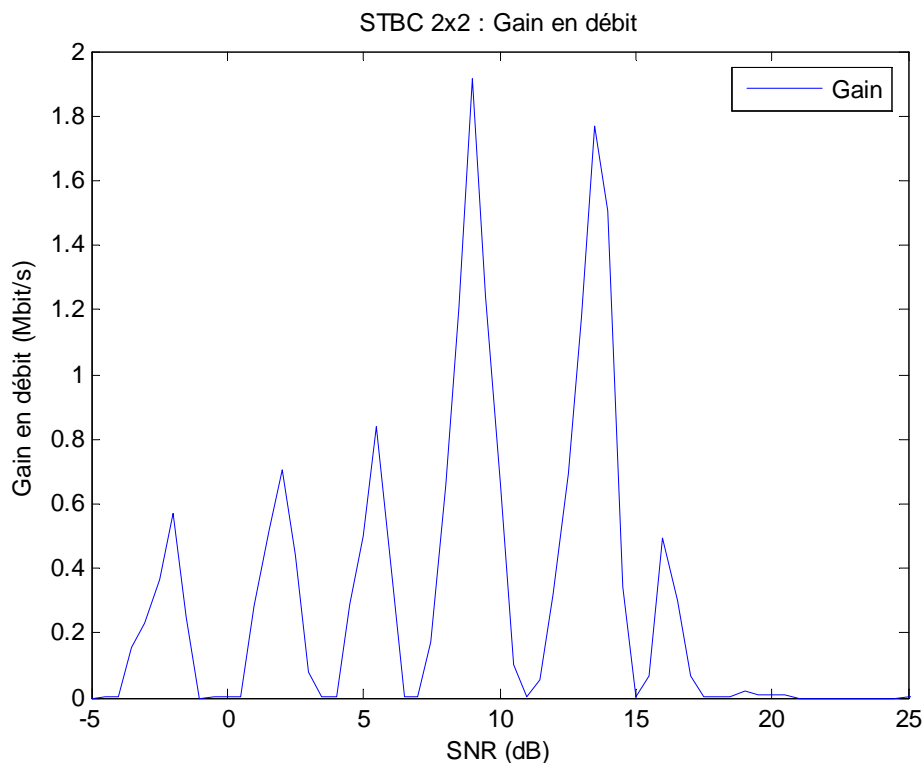


Figure IV.7 : Gain en débit utile du système STBC 2x2 en fonction du SNR.

Nous exposons dans la figure IV.8, les performances de la technique de modulation et de codage adaptatifs (MCA) à multiplexage spatial SM 2x2. Les performances en termes de débit utile sont comparées entre les deux mécanismes en fonction du SNR. Les résultats de simulation montrent que notre proposition offre toujours un débit utile supérieur en comparaison avec la méthode par défaut. En effet, pour le passage d'un schéma MCS à un autre d'ordre supérieur, le mécanisme implémenté offre un gain en débit propre avec un comportement continu par rapport au comportement par défaut en escalier, résultant de l'utilisation de la table de consultation basé seulement sur le SNR.

Le principal avantage de SM est qu'il exploite directement la capacité du canal MIMO pour améliorer le débit de données. Le principal inconvénient est qu'il n'y a pas de redondance ajoutée et, par

conséquent, il pourrait souffrir de la fiabilité pour les liaisons à forte densité de bruit. Pour éviter ce problème, des codages du canal supplémentaires peuvent être introduits. Cependant, ceci réduit son avantage du débit utile. Comme prévu, le système SM 2x2 double le pic du débit. Cependant, à des faibles valeurs du SNR , le débit de SM est inférieur à celui du STBC.

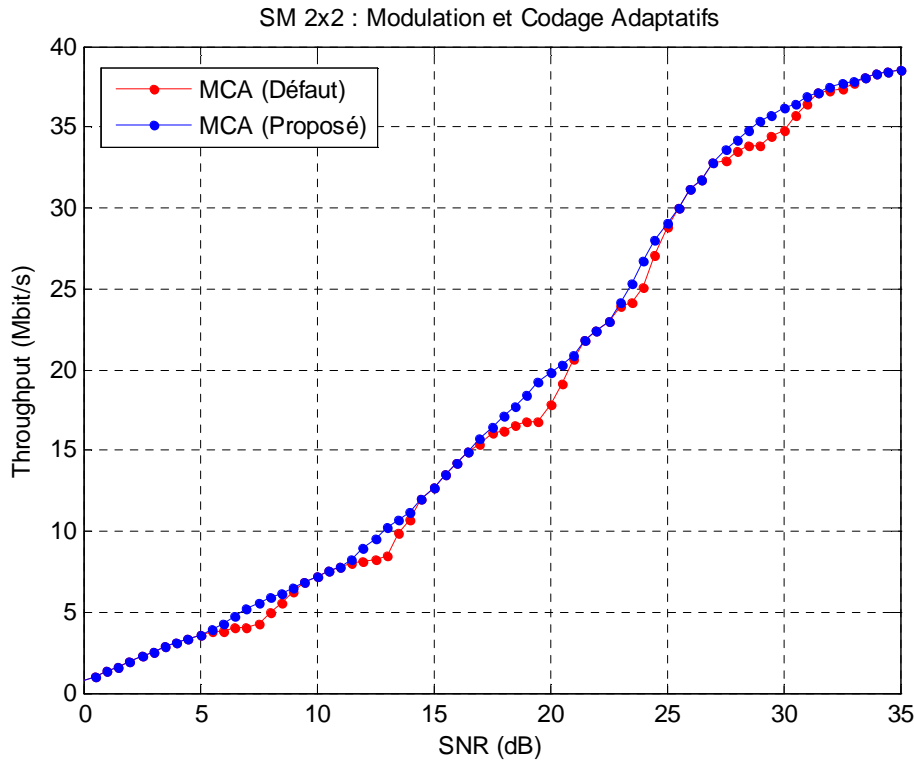


Figure IV.8 : Débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR pour les deux mécanismes de l'AMC (défaut et proposé).

On peut voir sur la figure IV.9, un gain assez conséquent de notre approche lorsque le système change le schéma de modulation et de codage en fonction de la variation du SNR . On constate que les performances de l'algorithme cross-layer implémenté sont meilleures par rapport à la technique de l'AMC traditionnelle grâce à une politique d'adaptation efficace qui ajuste et met à jour dynamiquement une fonction d'identification définie pour la condition actuelle du canal MIMO. En résultat, pour des valeurs du SNR de 7.5dB, 13dB, 19.5dB, 24db et 29dB, des maximums de gain en débit obtenus sont respectivement de 1.3Mbit/s, 1.68Mbit/s, 2.39Mbit/s, 1.61Mbit/s et 1.5Mbit/s.

La valeur maximale du gain en débit est obtenue pour un SNR de 19.5 dB, où le système WiMAX utilise par défaut le schéma de modulation/codage 16-QAM-1/2 qui offre un débit de 16.82 Mbits/s. Notre proposition permet à la station mobile d'utiliser un schéma 16-QAM-3/4 qui offre un débit utile de 19.21 Mbits/s, avec un gain en débit propre de 2.39Mbit/s.

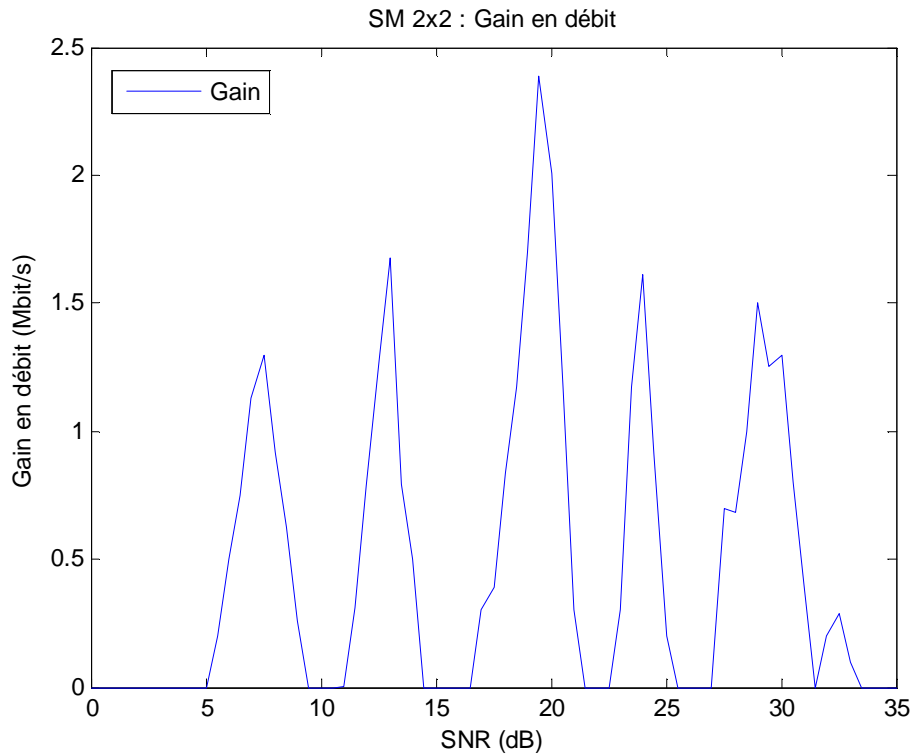


Figure IV.9 : Gain en débit utile du système SM 2x2 en fonction du SNR.

La figure IV.10 montre le débit binaire en fonction du SNR pour toutes les techniques d'émission du système WiMAX étudiées: SISO, STBC 2x2 et SM 2x2 avec l'utilisation de la technique de modulation et de codage adaptatifs (AMC) afin de maximiser le débit utile [85].

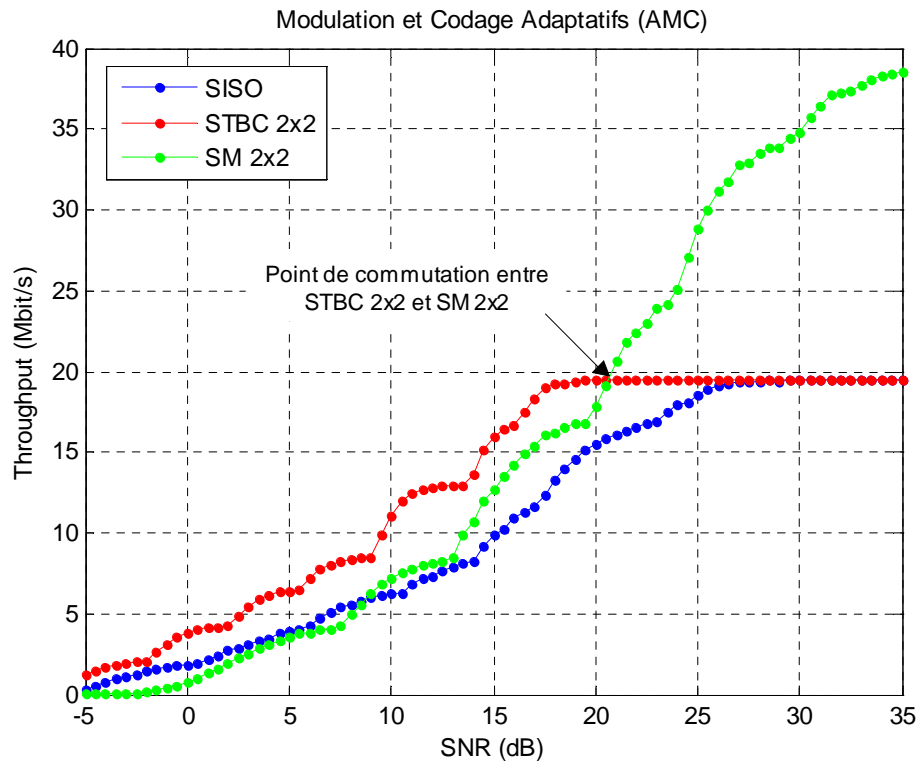


Figure IV.10 : Débit utile en fonction du SNR (point de commutation entre STBC 2x2 et SM2x2).

De toute évidence, les deux schémas MIMO, STBC et SM surpassent le système mono-antenne SISO. Cependant, pour un canal à faible rapport signal sur bruit, le système SM peut être mauvais que SISO. Dans ce cas, les performances du système STBC recouvriraient celles de SISO. Le STBC produit les meilleures performances pour les valeurs basses et moyennes du SNR , en raison de sa robustesse dans des mauvaises conditions du canal radio, D'autre part, à des SNR élevés, l'augmentation de débit de données rend le système SM comme étant le meilleur choix [85].

Le système WiMAX MIMO prend en charge la technique de commutation MIMO adaptative (AMS: Adaptive MIMO Switching) pour sélectionner le meilleur système MIMO. La figure IV.10 montre clairement que pour les conditions de canal simulées dans notre implémentation, le point de commutation entre STBC et SM est à 20.5dB. Cette valeur augmente avec l'accroissement de la corrélation spatiale [85].

Les résultats des simulations montrent que notre proposition offre toujours un débit plus grand par rapport à la méthode par défaut ; ce qui est dû à l'implémentation d'un mécanisme basé sur le concept cross-layer dans la couche haute. En conséquence, notre proposition ne provoque pas de modification de la norme WiMAX, mais exige simplement une interface simple entre la couche MAC et la couche réseau pour la gestion dynamique de la base de données d'identification qui contient le taux d'erreur paquet PER selon un schéma de modulation/codage adapté et un intervalle donné du SNR .

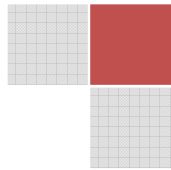
IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit un nouveau mécanisme d'adaptation du schéma de la modulation et de codage basé sur le concept du cross-layer, qui s'appuie sur un code adaptatif dans une couche moyennement haute (couche réseau ou IP) et des informations de la couche basse, comme le SNR et le taux de perte de paquets PER pour améliorer significativement le débit utile et l'efficacité de transmission du système sans fil WiMAX.

Le mécanisme dynamique proposé est adaptatif aux différentes conditions du canal MIMO. Une telle approche se traduit également par une bonne évolution du débit de données, plus grand que celle aperçue dans un mécanisme par défaut entraînée par un changement brutal des schémas de modulation et de codage. En effet, au lieu de réduire le débit de transmission immédiatement lorsque le signal se dégrade, nous proposons à la station mobile de maintenir son débit de transmission élevé et de faire renforcer sa fiabilité de transmission par des paquets de redondance pour attribuer une meilleure correction d'erreurs (FEC) dans la couche supérieure. L'étude analytique et les résultats de simulation présentés dans ce chapitre, démontrent une amélioration significative du débit utile et de l'efficacité de transmission offerte à la station mobile WiMAX.

Notre étude sur le MIMO s'est focalisée pour l'instant sur la caractérisation des liaisons point à point. Cependant, les systèmes cellulaires en particulier (comme WiMAX) ne peuvent pas être considérés

comme des ensembles de liaisons point à point mais plutôt comme un canal à accès multiple pour la liaison montante (beaucoup d'utilisateurs émettant vers une station de base) et un canal de large diffusion pour la liaison descendante (une station de base qui émet vers beaucoup d'utilisateurs). Dans le chapitre suivant, nous introduisons les techniques d'accès multiple permettant à plusieurs utilisateurs de partager les ressources (sous-porteuses, bits et puissance) sur un canal commun. Les études engagées tentent de chercher une technique d'accès multiples plus adaptée aux transmissions large bande pour associer l'efficacité de la technologie multi-antennes MIMO aux possibilités d'accès multiples.



Chapitre | V

ACCÈS MULTIPLE DANS LE SYSTÈME SANS FIL WIMAX MIMO-OFDM

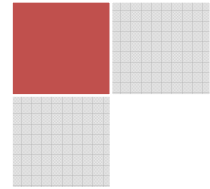
SOMMAIRE

- V.1 - Introduction
 - V.2 - Présentation du système
 - V.3 - Techniques d'accès multiple utilisant l'OFDM
 - V.4 - Accès multiple MIMO-OFDMA
 - V.5 - Modèle du système MIMO-OFDMA et hypothèses
 - V.6 - Algorithme d'allocation de ressources proposé
 - V.7 - Résultats de simulation
 - V.8 - Conclusion
-

" Chaque système est vrai par ce qu'il propose et faux par ce qu'il exclut "

Roger Caillois.

Chapitre | V



ACCÈS MULTIPLE DANS LE SYSTÈME SANS FIL WIMAX MIMO-OFDM

V.1 Introduction

Dans les systèmes multiutilisateurs à accès multiples, où les ressources (bande, temps et puissance) doivent être partagées entre les utilisateurs, le problème de la recherche du partage optimal se pose. L'optimisation étant relative à un critère de performance dont le choix dépend des contraintes de l'application (débits, délais, pertes,...) et des contraintes matérielles (complexité, autonomie de batteries,...). Cette optimisation prend en compte une certaine connaissance de l'état des canaux des utilisateurs. En OFDM, l'optimisation porte sur les débits, l'allocation des sous-porteuses et des puissances de transmission.

Dans le présent chapitre, on s'intéresse à l'allocation de ressources des réseaux WiMAX dans le contexte MIMO utilisant l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Cette dernière, est une technique d'accès multiples basée sur l'OFDM, permettant d'obtenir des débits élevés en tirant avantage de la diversité multiutilisateurs.

Dans une première partie, nous présentons le système et les différentes techniques d'accès multiples utilisant l'OFDM. Dans la deuxième partie, nous nous orientons vers l'accès multiple OFDMA combiné à la technologie MIMO. Tous d'abord nous présentons un état de l'art sur l'allocation de ressources en OFDMA et un bref aperçu sur notre contribution. Le modèle du système MIMO-OFDMA et les hypothèses de recherche sont ensuite présentés en détail. Enfin, un algorithme d'allocation des ressources est proposé afin d'assurer un compromis équité/capacité (débit) des utilisateurs. Les étapes recommandées par l'algorithme proposé, sont détaillées avant d'entamer l'étape de la simulation et l'interprétation des résultats.

V.2 Présentation du système

On considère la voie descendante d'un système de communication sans fil basé sur une transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles (figure V.1). Notre système comporte:

- K utilisateurs, soit D_k ($k: 1 \dots K$) le débit du $k^{\text{ème}}$ utilisateur exprimé en bits/seconde.

- N sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.
- Q la puissance totale d'émission au niveau de la station de base.

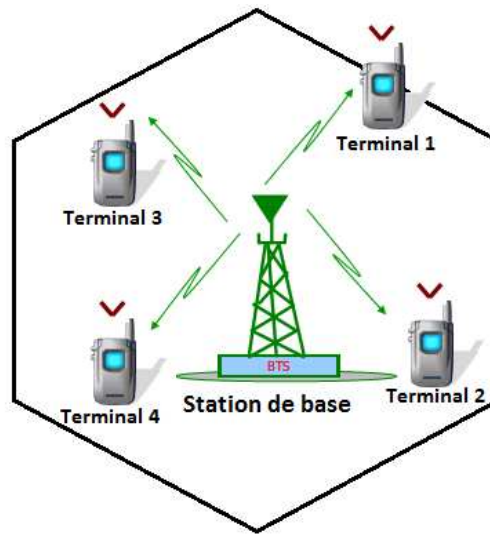


Figure V.1 : Accès multiple (Multiutilisateurs OFDM).

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_u (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en BPSK, QPSK ou M -QAM (selon le compromis: robustesse / débit).

L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence (figure V.2). Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type BPSK, ou QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente.

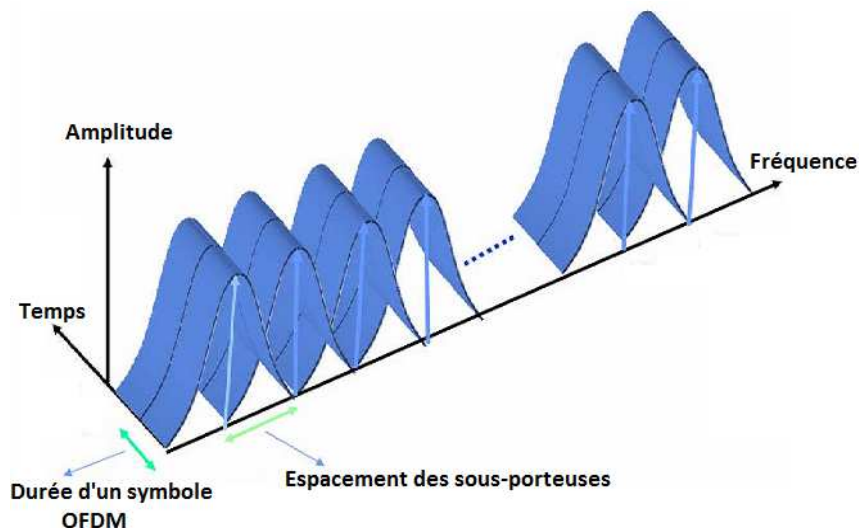


Figure V.2 : Symboles OFDM

V.3 Techniques d'accès multiple utilisant l'OFDM

Dans une transmission OFDM, les informations relatives au canal de transmission tel que le rapport signal sur bruit SNR permettent à l'émetteur d'effectuer une allocation adaptative des sous-porteuses. Ce concept est utilisé dans les systèmes pratiques d'OFDM et il est référencé comme une modulation adaptative.

Il existe différentes méthodes d'accès multiples utilisant la transmission OFDM: OFDM-TDMA (Time Division Multiple Access), OFDM-FDMA (Frequency Division Multiple Access), MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access) [86, 87]. En effet, dans le cas d'un système comportant plusieurs usagers, il faut une technique bien précise pour pouvoir allouer à chacun d'eux ses ressources radio utiles. En fait, deux cas se présentent:

- Allocation aléatoire: Les émetteurs n'ont aucune idée sur l'état du canal radio et du gain de trajet. Dans ce cas, l'accès multiple se fait par division temporelle (TDMA) ou division fréquentielle (FDMA) ou une division par code (CDMA).
- Allocation adaptative: Les émetteurs ont des informations sur le canal, donc ils peuvent choisir selon des algorithmes les sous-porteuses qui vont être allouées aux usagers. Dans ce cas, on aura une allocation OFDM coordonnée ou adaptative (OFDMA-Adaptative).

V.3.1 L'accès multiple OFDM-TDMA

Dans un système OFDM-TDMA, chaque utilisateur a un intervalle de temps durant lequel toutes les sous-porteuses lui sont allouées (figure V.3). On suppose que la durée de chaque intervalle de temps est égale à la durée d'un symbole OFDM. La modulation porte sur toutes les sous-porteuses suivant les conditions du canal [87].

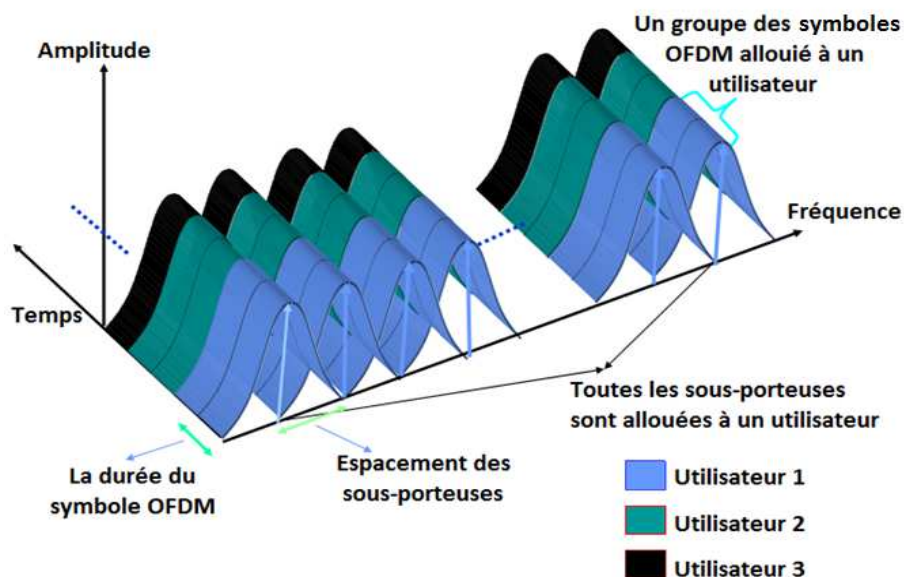


Figure V.3 : Accès multiple OFDM-TDMA.

Ce mode d'accès multiples est meilleur que les autres modes quand l'allocation aléatoire est utilisée, car il bénéficie de tout le gain que présente le canal. L'avantage de ce type d'accès multiples est la réduction de la consommation d'énergie au récepteur qui ne fonctionne qu'à des instants bien déterminés. L'inconvénient de ce type de système est l'apparition des problèmes dans le cas de délai de propagation significatif.

V.3.2 L'accès multiple OFDM-FDMA (OFDMA)

Dans un système OFDM-FDMA, Chaque utilisateur alloue une partie des sous-porteuses à chaque symbole OFDM. Pour chaque sous-porteuse allouée on applique une méthode adaptative d'allocation qui dépend du rapport SNR . Cette méthode présente des avantages et des inconvénients opposés à ceux de la méthode TDMA-OFDM. Il existe plusieurs variantes, parmi lesquelles [88], nous citons:

V.3.2.1 L'accès multiple Bloc FDMA

A chaque usager est alloué un ensemble de sous-porteuses adjacentes (figure V.4). La station de base calcule le gain moyen des canaux adjacents pour tous les utilisateurs et pour tous les blocs. L'allocation d'un bloc à un utilisateur quelconque se fait en appliquant le " Greedy Algorithm " qui consiste à allouer un seul bloc à chaque utilisateur. Le premier bloc sera alloué à l'utilisateur qui présente le meilleur rapport SNR associé à ce bloc. On continue en appliquant la même procédure avec les blocs et les utilisateurs restants, jusqu'à ce que tous les blocs soient alloués [88].

De ce qui précède découle la conclusion suivante: la meilleure combinaison utilisateur bloc est celle qui donne la somme maximale des gains fréquentiels moyens de tous les blocs alloués aux utilisateurs.

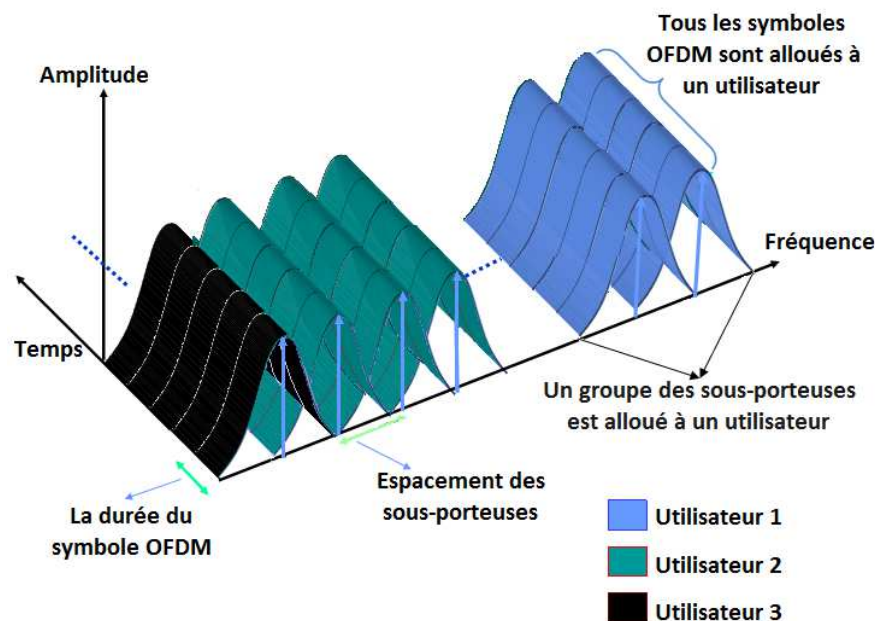


Figure V.4 : Accès multiple: Bloc FDMA

Cette méthode présente un inconvénient dans le cas de présence d'un creux dans la réponse fréquentielle du canal de transmission, car toutes les sous-porteuses adjacentes seront affectées par ce creux, et par suite le bloc tout entier sera mal reçu.

V.3.2.2 L'accès multiple FDMA-Entrelacé

Comme conséquence directe de l'inconvénient que présente le mode d'accès multiple "Bloc FDMA", on peut voir que les données codées transmises ne devraient pas être simplement affectées aux sous-porteuses OFDM dans un ordre séquentiel mais il faut bien les entrelacer d'abord comme le montre la figure V.5.

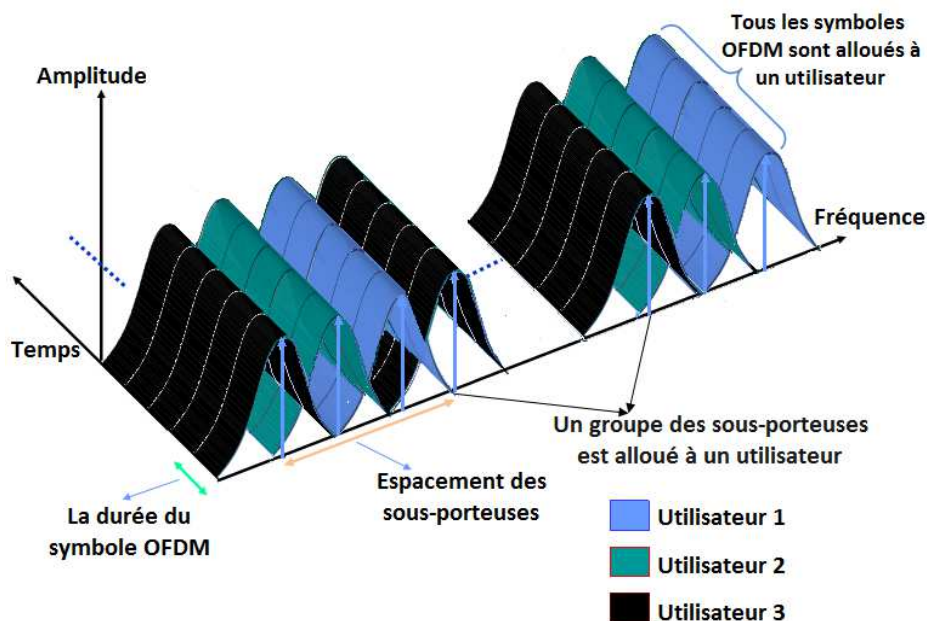


Figure V.5 : Accès multiple: FDMA-Entrelacé

Alors, les utilisateurs allouent des sous-porteuses qui sont distribuées sur l'axe fréquentiel [88, 89]. La modulation adaptative est appliquée sur les sous-porteuses.

V.3.2.3 L'accès multiple OFDMA Adaptative

Dans cette méthode, une sous porteuse est allouée suivant les conditions du canal. Dans un système de communication à deux voies, la réponse fréquentielle du canal pour chaque utilisateur et sur chaque sous-porteuse peut être envoyée à l'émetteur par un *feedback* ou bien elle peut être estimée directement par l'émetteur dans les systèmes à duplexage temporel.

Le débit demandé peut être réalisé, dans le cas de l'OFDMA adaptative, par plusieurs méthodes d'allocation adaptative des sous-porteuses. Ces méthodes sont toutes basées sur le fait que le gain de canal n'est pas le même pour toutes les sous porteuses, ni pour tous les usagers. Les porteuses qui sont en évanouissements profonds (deep fade) pour un utilisateur peuvent ne pas être le cas pour un autre [90]. En

réalité, il est presque impossible qu'une sous-porteuse soit en évanouissement profond pour tous les utilisateurs, car les paramètres du canal de chaque utilisateur sont indépendants de celles des autres utilisateurs. Mais un maximum pour la signalisation est nécessaire pour envoyer les informations de contrôle (état du canal, gain...) et le mode de modulation pour chaque sous-porteuse [91].

Dans les systèmes OFDMA, les ressources temps et /ou fréquences sont utilisées à la fois pour séparer les signaux d'utilisateurs multiples. Des groupes de symboles OFDM et /ou groupes des sous-porteuses sont les unités utilisées pour séparer la transmissions de plusieurs utilisateurs. Dans la figure V.6, le schéma temps-fréquence d'un signal OFDMA typique est représenté pour le cas de 3 utilisateurs. Comme on peut le voir, les signaux des utilisateurs sont séparés dans le domaine temporel par l'utilisation des différents symboles OFDM et / ou dans le domaine de sous-porteuse (fréquentiel). Ainsi, les deux ressources (temps et fréquence) sont utilisées pour supporter les transmissions multiutilisateurs. Nous allons discuter de cette technique plus en détail dans les paragraphes suivants.

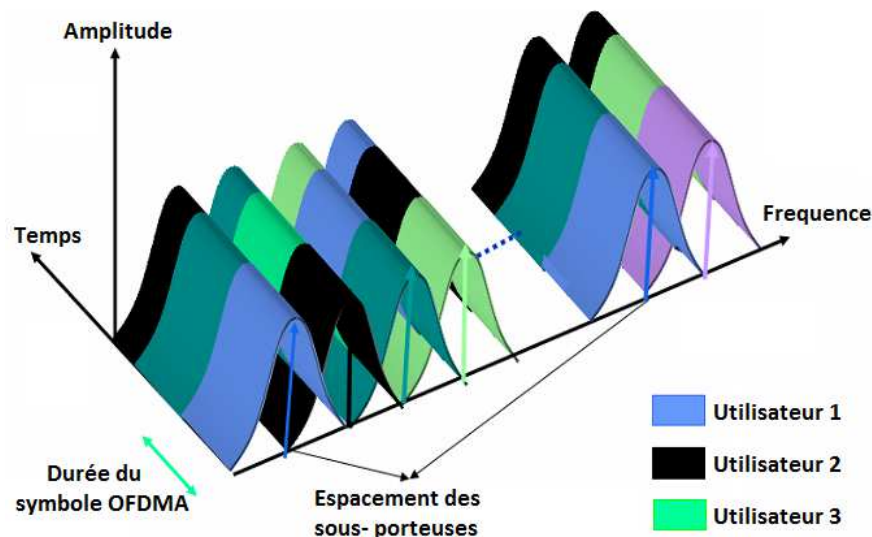


Figure V.6 : Accès multiple OFDMA.

V.3.3 L'accès multiple OFDM-CDMA

Les usagers se distinguent les un des autres par des codes. La version de OFDM-CDMA la plus utilisée est la multi-porteuse CDMA (MC-CDMA: Multi-Carrier Code Division Multiple Access). Dans ce type d'accès, le signal de données est étalé par une séquence directe d'étalement de spectre (DS-SS: Direct Sequence-Spread Spectrum), le code d'étalement utilisé dans ce cas est le code Walsh [92].

L'avantage de OFDM-CDMA est la limite douce de la capacité de l'utilisateur, contrairement à l'OFDM-TDMA et l'OFDM-FDMA où la probabilité d'erreur d'un bit dépend de l'état du canal à la fréquence de modulation. Dans le cas de l'OFDM-CDMA chaque bit prend l'avantage de tous les pics de gain du canal [93].

V.3.4 Choix de la technique d'accès multiples

A terme l'objectif que nous nous donnons, est la proposition d'algorithmes d'accès multiples permettant d'optimiser au mieux le compromis équité/débit dans un cadre multi-antennaire MIMO. L'OFDMA est une candidate prometteuse pour les réseaux d'accès large bande comme le WiMAX (IEEE 802.16). Elle est introduite pour assurer une meilleure gestion du spectre. Cette technique supporte un grand nombre d'utilisateurs aux caractéristiques variables (QoS, débits). Au niveau d'un utilisateur, on peut exploiter la diversité fréquentielle. Au niveau de la cellule, on peut exploiter la diversité multiutilisateurs. L'allocation de ressources en OFDMA peut être orientée selon ces deux types de diversité.

V.4 Accès multiple MIMO-OFDMA

Dans les scénarios multiutilisateurs, les systèmes OFDM peuvent utiliser des schémas d'accès multiples statiques, comme l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA) ou l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA). En raison de l'évanouissement de la sélectivité en fréquence, il est fort probable qu'une partie importante des sous-porteuses affectées à un utilisateur spécifique subit un évanouissement sévère et ne serait pas efficace en énergie pour transporter des données. Cependant, ces "mauvaises" sous-porteuses peuvent être "bonnes" à d'autres utilisateurs à des endroits différents. Par conséquent, l'affectation adaptative des sous-porteuses à chaque utilisateur en fonction de l'information sur l'état du canal (CSI: Channel State Information) des utilisateurs dans une cellule peut obtenir un gain de performance remarquable, bien connu comme la diversité multiutilisateurs.

La technologie MIMO a attiré l'attention ces dernières décennies. Beaucoup des réseaux à large bande sans fil ont maintenant inclus l'option MIMO dans leurs protocoles. Par rapport au simple système SISO, MIMO offre la plus grande diversité qui peut potentiellement conduire à une augmentation multiplicative de la capacité. En outre, le système MIMO/OFDM bénéficie plus de degrés de liberté pour l'allocation des ressources efficaces en raison de la répartition spatiale et de la sélectivité en fréquence du canal.

En principe, l'accès multiple OFDMA et la technologie MIMO peuvent être combinés pour offrir les avantages à la fois de la simplicité et des performances élevées du système. C'est d'ailleurs un sujet très actif au sein des organismes de normalisation IEEE 802.16/20.

V.4.1 Eta de l'art sur l'allocation de ressources en OFDMA

Ces dernières années, plusieurs algorithmes d'allocation dynamique des ressources (sous-porteuse, puissance et bits) pour les systèmes SISO-OFDMA ont été développés pour maximiser la capacité de canal ou réduire la puissance d'émission globale [94, 95]. Les algorithmes proposés par les auteurs de ces deux articles, donnent des bonnes performances, mais ne peuvent pas être appliqués au système MIMO-OFDMA.

Quelques travaux de recherche [96, 97] ont été menés pour l'allocation dynamique des sous-porteuses, de puissance et des bits dans le système MIMO-OFDMA. Dans la littérature [98], les auteurs ont analysé la capacité de coupure de la liaison descendante OFDMA pour l'allocation des ressources dans le cas des antennes multiples à l'émission (MISO) et un feedback limité.

Aussi, les auteurs de référence [99] ont étudié la capacité du système MIMO multiutilisateurs et multi-porteuses combinée avec l'OFDMA dans un cas général. Ils ont montré les conditions et les algorithmes qui peuvent maximiser la capacité totale du système. Toutefois, l'équité n'est pas considérée dans la référence [99]. Lorsque les différences de perte de trajet (Path loss) entre les utilisateurs sont très grandes, il est possible que les utilisateurs avec des gains moyens élevés du canal soient alloués à la plupart des ressources, c'est-à-dire des sous-porteuses et de puissance, pour une grande partie du temps. Les utilisateurs ayant un gain moyen faible du canal peuvent être incapables de recevoir les données.

Certains travaux sur le système OFDMA, comme [100] et [101] supposent que la proportion des sous-porteuses assignées à chaque utilisateur est à peu près la même chose que leurs taux éventuels, ce qui néglige le compromis entre le nombre des sous-porteuses affectées et la quantité d'énergie allouée pour les utilisateurs lorsque les gains du canal des utilisateurs sont largement différents.

V.4.2 Contexte de notre contribution

Dans notre cas, nous étudions les problèmes d'allocation des sous-porteuses et de puissance dans les systèmes MIMO-OFDMA. Nous nous concentrons plus sur l'équité de la capacité entre les utilisateurs. L'objectif est de maximiser la capacité totale du système soumis à la puissance totale et les contraintes de capacités proportionnelles de chaque utilisateur.

Notre contribution consiste donc à séparer l'attribution des sous-porteuses et l'allocation de puissance. Par cette proposition nous pouvons simplifier le problème d'allocation des ressources. Nous avons proposé un algorithme qui fait un bon usage des gains moyens des canaux multi-antennes MIMO et adopte le schéma d'allocation de puissance équilibré pour déterminer le nombre des sous-porteuses pour chaque utilisateur. Nous avons aussi proposé un algorithme d'allocation de sous-porteuse en divisant les utilisateurs en deux groupes.

V.5 Modèle du système MIMO-OFDMA et hypothèses

Le schéma bloc de la liaison descendante du système MIMO-OFDMA est représenté sur la figure V.7. Les hypothèses suivantes sont faites dans notre proposition:

- (i) les signaux transmis sur un canal à évanouissement lent, de sorte que les coefficients du canal peuvent être considérés comme des constantes durant l'attribution de la sous-porteuse et la période d'allocation de puissance;
- (ii) l'émetteur a une connaissance parfaite de l'information sur l'état du canal,

- (iii) chaque sous-porteuse ne peut être utilisée que par un seul utilisateur à la fois, ce qui a été démontré dans l'article [99] comme l'optimalité du système MIMO-OFDMA.

La figure V.7 montre que, dans la station de base, toute information sur l'état du canal de chaque couple d'antennes d'émission et de réception est envoyée au bloc de l'algorithme d'allocation des sous-porteuses et de puissance à travers les canaux d'information de retour (feedback). Le schéma d'allocation des ressources est transmis à l'émetteur MIMO-OFDM. L'émetteur sélectionne ensuite le nombre des bits alloués à partir des différents utilisateurs pour former les symboles OFDMA qui sont transmis respectivement par toutes les antennes d'émission. Le schéma d'allocation des ressources est mis à jour dès que les informations sur le canal sont collectées et aussi l'information d'allocation des sous-porteuses et de puissance est envoyée à chaque utilisateur.

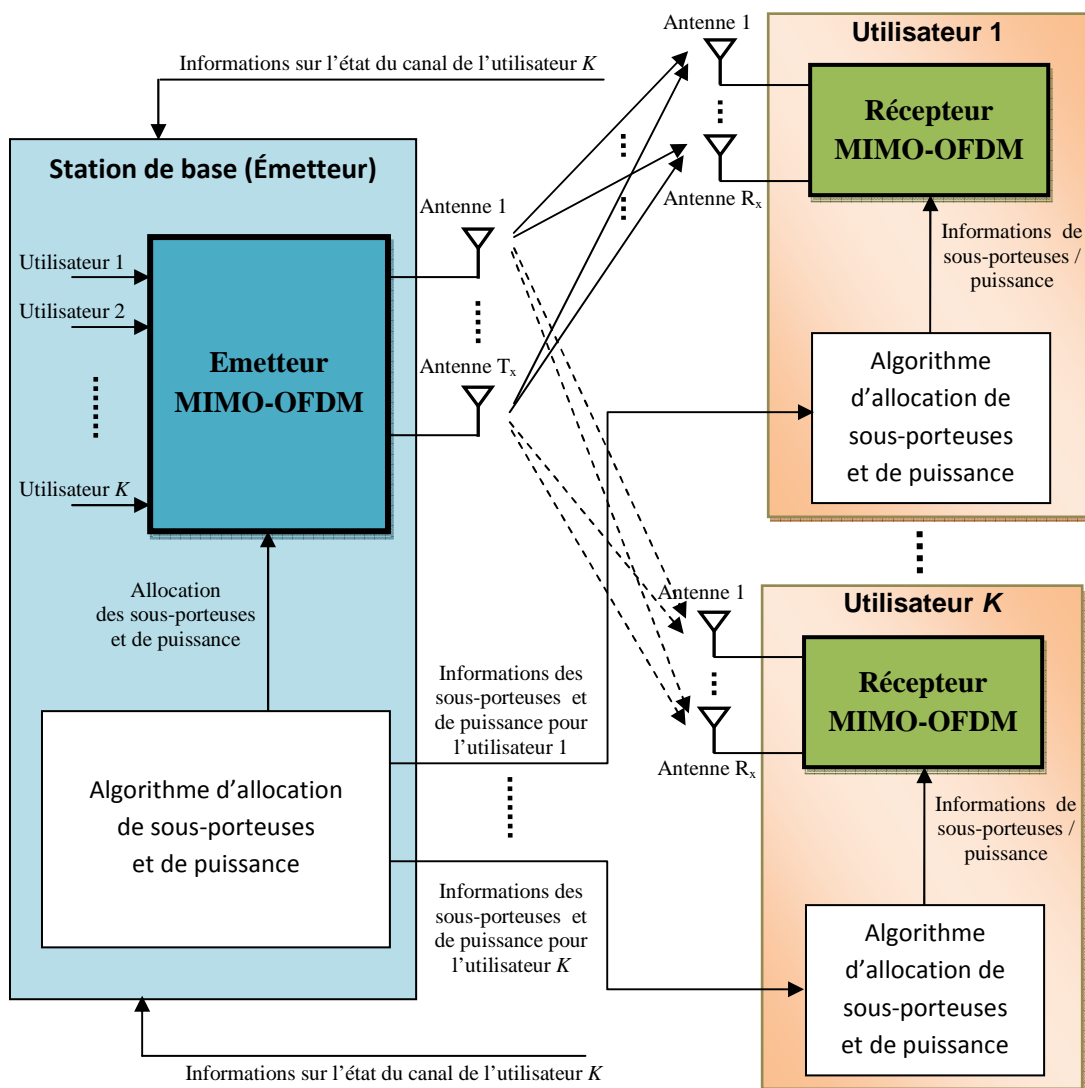


Figure V.7 : Schéma bloc de la liaison descendante MIMO-OFDMA

Nous considérons que le nombre d'antennes d'émission T_x et le nombre d'antennes de réception R_x sont les mêmes pour tous les utilisateurs. On note le nombre d'utilisateurs par K et le nombre de sous-

porteuses par N . Nous supposons que la station de base possède la contrainte de puissance d'émission totale notée Q .

$$Q = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K g_{kn} \quad (\text{V.1})$$

où g_{kn} est la puissance d'émission allouée à l'utilisateur k sur la sous-porteuse n .

L'objectif est de maximiser la capacité totale du système et de s'intéresser par l'équité entre les utilisateurs tout en respectant la contrainte de puissance totale. Nous utilisons également la capacité de la somme pondérée comme la fonction objective, mais ici nous ajoutons un ensemble des contraintes non-linéaires de sorte que nous pouvons contrôler les taux de la capacité entre les utilisateurs.

Avant de formuler le problème nous avons d'abord introduire des certaines conclusions utiles prouvées dans la littérature [99]:

(i) l'utilisateur affecté à la sous-porteuse n à la valeur la plus élevée de $\prod_{i=1}^{M_{kn}} \left(1 + \frac{\lambda_{kn}^{(i)} q_n^*}{N_0}\right)$ sur tous le K utilisateurs, c'est-à-dire :

$$\arg \max_k (g_{1n}, \dots, g_{Kn}) = \arg \max_k \prod_{i=1}^{M_{kn}} \left(1 + \frac{\lambda_{kn}^{(i)} q_n^*}{N_0}\right) \triangleq k_n \quad (\text{V.2})$$

où q_n^* est la puissance attribuée à la sous-porteuse n ; N_0 est la puissance de bruit dans la bande de fréquence d'une sous-porteuse; M_{kn} est le rang de H_{kn} qui désigne la matrice de gain du canal sur la sous-porteuse n de l'utilisateur k et $\{\lambda_{kn}^{(i)}\}_{i=1:M_{kn}}$ sont les valeurs propres de $H_{kn}H_{kn}^H$,

(ii) la distribution de la puissance sur les sous-porteuses est; $q^* = (0, q_n)$, où q_n est la racine de l'équation suivante :

$$\sum_{i=1}^{M_{k_n n}} \frac{\lambda_{k_n n}^{(i)}}{\lambda_{k_n n}^{(i)} q_n + N_0} + \alpha = 0, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (\text{V.3})$$

Où k_n est l'indice de l'utilisateur attribué à la sous-porteuse n et α satisfait la condition $\sum_{k=1}^K q_n^* = Q$

(iii) l'utilisateur affecté à la sous-porteuse n et avec la puissance optimale allouée sur la sous-porteuse n peut réaliser la capacité suivante :

$$C_n = \sum_{i=1}^{M_{k_n n}} \log \left(1 + \frac{\lambda_{k_n n}^{(i)} q_n^*}{N_0}\right) \quad (\text{V.4})$$

En appliquant les conclusions ci-dessus, nous formulons le problème d'optimisation suivant pour déterminer l'allocation optimale des sous-porteuses et la distribution idéale de la puissance :

$$\max C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \rho_{k,n} \left(\sum_{i=1}^{M_{kn}} \log \left(1 + \frac{\lambda_{kn}^{(i)} q_{k,n}}{N_0} \right) \right) \quad (\text{V.5})$$

A condition que :

$$\begin{aligned} 1) & \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N q_{k,n} \leq Q \\ 2) & q_{k,n} \geq 0 \text{ pour tous } k, n \\ 3) & \rho_{k,n} = \{0, 1\} \text{ pour tous } k, n \\ 4) & \sum_{k=1}^K \rho_{k,n} = 1 \text{ pour tous } n \\ 5) & C_1 : C_2 : \dots : C_K = \gamma_1 : \gamma_2 : \dots : \gamma_K \end{aligned} \quad (\text{V.6})$$

où K est le nombre total d'utilisateurs, N est le nombre total des sous-porteuses, Q est la puissance totale disponible ; $q_{k,n}$ est la puissance allouée pour l'utilisateur k dans la sous-porteuse n , on utilisera cette quantité de puissance pour chaque antenne de cet utilisateur; $\rho_{k,n}$ ne peut être que la valeur 0 ou 1 indiquant si la sous-porteuse n est utilisé par l'utilisateur k ou non.

La capacité de l'utilisateur k , noté C_k , est définie comme :

$$C_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \rho_{k,n} \left(\sum_{i=1}^{M_{kn}} \log \left(1 + \frac{\lambda_{kn}^{(i)} q_{k,n}}{N_0} \right) \right) \quad (\text{V.7})$$

et $\{\gamma_i\}_{i=1}^K$ est un ensemble des valeurs prédéterminées qui sont utilisées pour assurer l'équité proportionnelle entre les utilisateurs.

Afin de rendre le problème traitable, la solution conforme est de séparer l'allocation des sous-porteuses et de puissance pour réduire la complexité. Les algorithmes sous-optimaux pour l'allocation des sous-porteuses proposés dans [99], nommée (product-criterion) est expliquée ci-dessous :

$$K_n^{(P)} = \arg \max_k \prod_{i=1}^{M_{kn}} \lambda_{kn}^{(i)} \quad (\text{V.8})$$

Où la sous-porteuse n est allouée à l'utilisateur k quand le produit des valeurs propres de l'utilisateur k dans la sous-porteuse n est supérieur à celui des autres utilisateurs. Cependant, dans ce cas, pratiquement toutes les sous-porteuses peuvent être attribuées uniquement pour certains utilisateurs qui ont les meilleurs gains du canal, tandis que les utilisateurs qui sont un peu loin de la station de base n'auront aucune chance d'obtenir des sous-porteuses. Cela va provoquer le problème d'équité. L'approche adoptée dans la référence [100], qui a considéré le problème d'équité pour le système OFDMA, alloue presque la

puissance totale pour les utilisateurs dont les gains du canal sont mauvais, mais le groupe d'utilisateurs avec un bon gain du canal obtiendrait juste de très faible puissance. A partir des deux derniers points obtenus à partir des références [99] et [100], nous avons proposé une solution basée sur le compromis entre le nombre des sous-porteuses affectées et la quantité de puissance allouée pour les utilisateurs afin d'atteindre l'objectif de maximiser la capacité du système tout en garantissant l'équité entre les différents utilisateurs.

V.6 Algorithme d'allocation de ressources proposé

Dans notre proposition, nous avons également séparé l'allocation des sous-porteuses et de puissance pour réduire la complexité. Les étapes recommandées par l'algorithme proposé sont les suivantes:

Étape 1 : Déterminer le nombre des sous-porteuses N_k devant être initialement attribué à chaque utilisateur;

Étape 2 : Attribuer les sous-porteuses à chaque utilisateur d'une manière à maximiser la capacité globale tout en conservant la proportionnalité approximative;

Étape 3 : Affecter la puissance totale Q aux sous-porteuses allouées à l'aide de l'algorithme de Water-filling¹.

V.6.1 Étape 1 - Nombre de sous-porteuses par utilisateur

Dans cette première étape, nous déterminons le nombre des sous-porteuses N_k pour chaque utilisateur. Le système est basé sur le gain moyen du canal de chaque utilisateur, calculé par la formule suivante:

$$\overline{H}_k = \frac{1}{T_x \cdot R_x} \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{som}(H_{kn}), \quad \forall k \quad (\text{V.9})$$

Où $\text{som}(H_{kn})$ est la somme de tous les éléments de la matrice du canal H_{kn} . Afin réduire la complexité, une attribution équilibrée de la puissance est utilisée pour allouer la puissance totale Q au nombre de sous-porteuses affectées à chaque utilisateur. Ainsi, la capacité approximative, que chaque utilisateur peut réaliser avec le nombre des sous-porteuses mis à jour en continu, peut être calculée comme suit:

$$\overline{C}_k = \frac{N_k}{N} \log_2 \left(1 + \frac{\overline{H}_k \cdot \overline{P}_k}{N_0} \right) \quad (\text{V.10})$$

Où \overline{P}_k est la puissance allouée à une sous-porteuse pour l'utilisateur k . L'essentiel, l'algorithme augmente progressivement le nombre des sous-porteuses à chaque utilisateur en fonction du rapport de la capacité actuelle \overline{C}_k et \overline{P}_k . À chaque itération, l'utilisateur avec le rapport le plus faible (proportionnelle à

¹ A défaut de trouver un équivalent français, on utilise dans ce travail le terme anglais Water-filling pour désigner la méthode (l'algorithme) d'allocation de puissance qui maximise la capacité d'un canal.

la capacité) a la possibilité d'ajouter une sous-porteuse. Enfin, lorsque le nombre total des sous porteuses N est affecté, on obtient le nombre approximatif des sous-porteuses N_k pour chaque utilisateur. Cet algorithme est décrit ci-après:

E1) Initialisation

- 1) fixer le nombre initial des sous-porteuses,

$$N_k = \gamma_k, \text{ pour } k = 1, 2, \dots, K, \text{ et } N_{allo} = \sum_{k=1}^K \gamma_k$$

- 2) obtenir le gain moyen du canal pour chaque utilisateur en utilisant l'équation (V.9).

E2) Initialisation des capacités approximatives

- 1) En se basant sur le gain du canal \overline{H}_k et la puissance totale Q , obtenir la puissance d'allocation \overline{P}_k pour le nombre de sous-porteuses N_{allo} utilisant l'allocation de puissance équilibrée,
- 2) calculer la capacité actuelle de chaque utilisateur $k = 1, 2, \dots, K$ en utilisant (V.10).

E3) Tant que $N_{allo} < N$, faire

- 1) trouver $\hat{k} = \underset{k}{\operatorname{argmin}} \frac{\overline{C}_k}{\gamma_k}$, pour $k = 1, 2, \dots, K$

$$N_{\hat{k}} = N_{\hat{k}} + 1 \text{ et } N_{allo} = N_{allo} + 1$$

- 2) obtenir la puissance d'allocation \overline{P}_k pour le nombre courant N_{allo} des sous-porteuses à l'aide de l'algorithme d'allocation de puissance équilibré,
- 3) calcul de la capacité actuelle de chaque utilisateur pour $k = 1, 2, \dots, K$ en utilisant la formule (V.10).

L'étape suivante explique comment le nombre des sous-porteuses N_k sera attribué pour chaque utilisateur k .

V.6.2 Étape 2 - Affectation des sous-porteuses

Cette étape est consacrée à l'attribution de N_k sous-porteuses pour l'utilisateur d'une manière à maximiser la capacité globale tout en conservant la proportionnalité approximative. Dans cet algorithme d'allocation des sous-porteuses, une distribution équilibrée de la puissance est supposée dans toutes les sous-porteuses et on définit Ω_k comme l'ensemble des sous-porteuses attribuées à l'utilisateur k . L'algorithme d'allocation suit la démarche suivante:

E1) Initialisation

- 1) trier les utilisateurs par les gains moyens du canal, supposons que nous obtenons:

$$\overline{H}_1 \leq \overline{H}_2 \leq \dots \leq \overline{H}_m \leq \dots \leq \overline{H}_K$$

- 2) diviser les utilisateurs en deux groupes:
 - groupe à un mauvais gain du canal : $Groupe_a = \{1, 2, \dots, m\}$,
 - groupe à un bon gain du canal : $Groupe_b = \{m+1, m+2, \dots, K\}$,
- 3) mettre $C_k = 0$, $\Omega_k = \emptyset$ pour $k = 1, 2, \dots, K$ et $A = 1, 2, \dots, N$

E2) Pour $k = 1$ à m

- 1) trouver n satisfaisant : $\prod_{i=1}^{M_{kn}} \lambda_{kn}^{(i)} \geq \prod_{i=1}^{M_{kj}} \lambda_{kj}^{(i)}$ pour $j \in A$
- 2) mettre $\Omega_k = \Omega_k \cup n$, $N_k = N_k - 1$, $A = A - \{n\}$ et mettre à jour C_k en utilisant (V.7),

E3) Tant que $|A| > N - \sum_{i=1}^m N_i$

- 1) $Groupe_a = \{1, 2, \dots, m\}$, pour $k = 1, 2, \dots, m$.
trouver k satisfaisant : $C_k/\gamma_k \leq C_i/\gamma_i$ pour tout i , $1 \leq i \leq m$
- 2) pour k trouvé, trouver n satisfaisant : $\prod_{i=1}^{M_{kn}} \lambda_{kn}^{(i)} \geq \prod_{i=1}^{M_{kj}} \lambda_{kj}^{(i)}$ pour $j \in A$
- 3) pour k et n trouvés,
Si $N_k > 0$ faire

$\Omega_k = \Omega_k \cup n$, $A = A - \{n\}$, $N_k = N_k - 1$ et mettre à jour C_k selon l'équation (V.7)

Sinon

$Groupe_b = Groupe_b - \{k\}$,

E4) Refaire l'étape E2) et E3)

Refaire les deux étapes E2) et E3) pour le groupe à bon gain du canal, c'est à dire, pour l'indice de l'utilisateur $k = m+1, m+2, \dots, K$

Dans l'étape (E1) de l'algorithme, les utilisateurs sont divisés en deux groupes en fonction de gain moyen du canal; groupe d'utilisateurs ayant un mauvais gain du canal ($Groupe_a$) et groupe d'utilisateurs ont un bon gain du canal ($Groupe_b$). Puis, toutes les variables sont initialisées. C_k calcule la capacité de chaque utilisateur. A est l'ensemble des sous-porteuses qui ne sont pas encore allouées.

L'étape (E2) attribue à chaque utilisateur du groupe ($Groupe_a$) une sous-porteuse non affectée qui a le produit maximal de la valeur propre pour cet utilisateur. Notez qu'un avantage inhérent est acquis par le groupe des utilisateurs qui ont un mauvais gain du canal et qui sont capables de choisir la meilleure sous-porteuse plutôt que l'autre groupe.

L'étape (E3) procède à l'affectation des sous-porteuses à chaque utilisateur du groupe ($Groupe_b$) en fonction de la politique suivante: L'utilisateur qui a besoin d'une sous-porteuse en plus, à chaque

itération, a la possibilité de choisir la meilleure sous-porteuse qui possède un produit maximal de valeur propre pour cet utilisateur. Le besoin d'un utilisateur est déterminé par l'utilisateur qui a la capacité minimale divisée par sa constante de proportionnalité. Une fois que l'utilisateur obtient son allocation des sous-porteuses N_k , il ne peut plus avoir d'autres sous-porteuses. $|A|$ définit le nombre d'éléments de l'ensemble A (cardinal de A).

L'étape (E4) affecte les sous-porteuses restantes au groupe qui a un bon gain du canal. Nous avons d'abord changé la condition "pour $k = 1$ à m " à la condition "Pour $k = m+1$ à K " et refaire la deuxième étape (E2). Puis nous changeons la condition ($|A| > N - \sum_{i=m}^m N_i$) à ($A \neq \emptyset$) et modifions la plage de la sélection de ($1 < i < m$) à ($m+1 < i < K$) afin que nous puissions refaire la troisième étape (E3). Enfin, toutes les sous-porteuses seront affectées.

La solution de diviser les utilisateurs en deux groupes, permet aux utilisateurs du *Groupe_a* d'obtenir l'avantage de choisir, en premier, leurs meilleures sous-porteuses. Ainsi, la puissance allouée à ces utilisateurs dans l'étape suivante sera réduite de façon significative et, en conséquence la puissance allouée aux utilisateurs du *Groupe_b* sera augmentée. De cette manière, la capacité du système peut être maximisée par le compromis entre la quantité de puissance allouée et le nombre des sous-porteuses attribuées aux les utilisateurs. On outre, l'égalité proportionnelle entre les utilisateurs sera également garanti par la troisième étape.

V.6.3 Étape 3 - Allocation de puissance entre les utilisateurs

L'algorithme d'allocation des sous-porteuses (étape 2) est fait pour que chaque utilisateur doit prendre, autant que possible, les sous-porteuses avec les produits élevés des valeurs propres. Cependant, il est sous-optimal parce qu'il suppose une distribution égale de puissance sur toutes les sous-porteuses. Dans cette étape, nous procédons à l'allocation de la puissance entre les sous-porteuses affectées pour chaque utilisateur en utilisant la méthode de *water-filling* donnée par la formule (V.3). Une fois l'allocation de puissance pour chaque sous-porteuse est décidée, toutes les antennes émettrices utilisent la puissance correspondante à cette sous-porteuse. Par conséquent, l'objectif de maximiser la capacité totale tout en garantissant une équité relativement proportionnelle sera atteint après ce schéma d'allocation optimal de la puissance.

V.7 Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation pour montrer les performances de l'algorithme proposé, implémenté sous Matlab®. Dans les simulations, le canal sans fil, entre un couple d'antenne d'émission et de réception, est modélisé comme un canal sélectif en fréquence, composé de six trajets multiples indépendants de Rayleigh. La puissance d'émission totale est de 20 W, la densité spectrale de puissance est de -80 dB W/Hz et la largeur de bande passante BP est de 5 MHz, qui est divisée en N sous-porteuses.

Dans les simulations, nous présentons la capacité totale et les capacités individuelles de l'algorithme proposé pour plusieurs utilisateurs du système MIMO-OFDM. Les résultats obtenus sont comparés à la capacité déduite pour les deux systèmes statiques OFDM-TDMA et OFDM-FDMA, dans lesquels une puissance d'émission équivalente est allouée pour chaque sous-porteuse. Le système statique OFDM-FDMA, comme un cas particulier de l'OFDMA adaptative, alloue des séquences fixes des sous-porteuses à chaque utilisateur en fonction de leurs contraintes de proportionnalité et les sous-porteuses allouées à chaque utilisateur ne peuvent pas être changées dans le temps. D'autre part, le système OFDM-TDMA alloue toutes les ressources du spectre pour un seul utilisateur à chaque intervalle de temps.

V.7.1 Premier scénario

Les figures V.8 et V.9 montrent les résultats de simulation du premier cas, où 64 sous-porteuses sont considérées, le nombre d'utilisateurs varie de 2 à 8 et le nombre d'antennes sont $T_x = R_x = 2$. La capacité totale du système en fonction du nombre d'utilisateurs est représentée dans la figure V.8. De toute évidence, le système proposé obtient un gain en capacité plus grand que les deux méthodes TDMA et FDMA. Comme il est observé dans la figure V.8, la capacité de l'algorithme proposé augmente lorsque le nombre d'utilisateur augmente, ce qui indique que la méthode proposée présente une diversité multiutilisateurs. En revanche, les schémas statiques ne disposent pas ce gain de diversité. En effet, pour un nombre d'utilisateurs égal à 6, notre algorithme d'allocation de ressources peut gagner un gain de capacité d'environ 0.47 bits/s/Hz (2.35 Mbits/s en terme de débit) et 0.5 bits/s/Hz (2.5 Mbits/s) respectivement par rapport au OFDM-TDMA et au OFDM-FDMA.

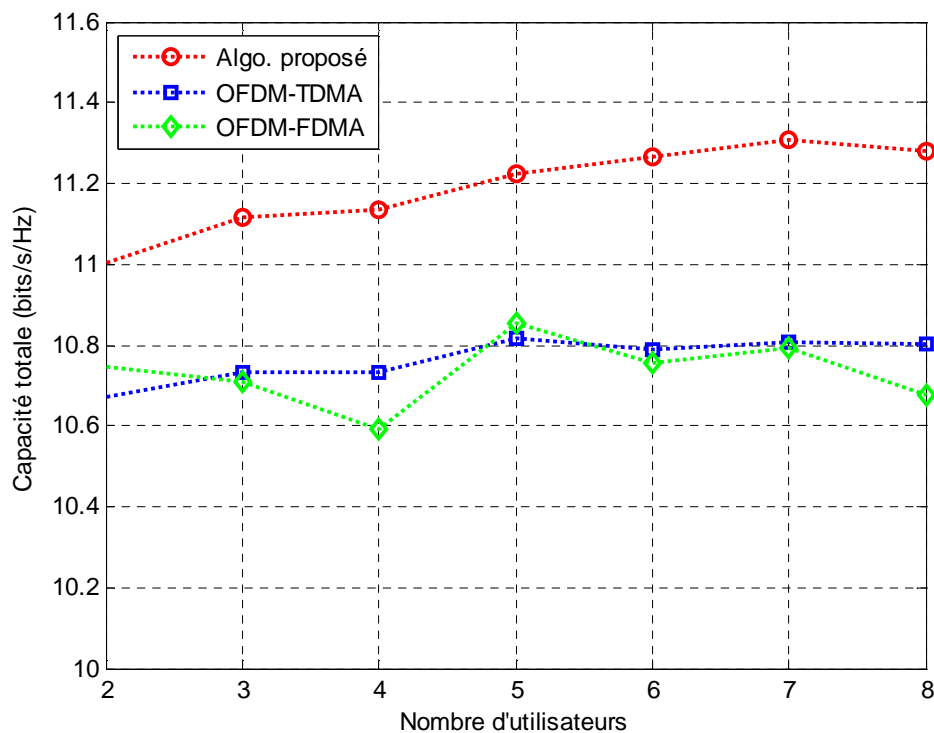


Figure V.8 : Capacité totale en fonction du nombre d'utilisateurs (de 2 à 8).

Dans la figure V.9, les capacités individuelles simulées pour les différents utilisateurs sont représentées, où les contraintes d'équité prédéfinies dans la simulation sont les mêmes pour tous les utilisateurs. Les résultats obtenus par l'algorithme proposé sont comparés avec ceux des deux méthodes statiques. L'accès multiple MIMO-OFDMA basé sur l'allocation des ressources proposée atteint des capacités individuelles plus grandes que les autres techniques d'accès multiples avec une bonne équité de distribution de ressources entre les différents utilisateurs.

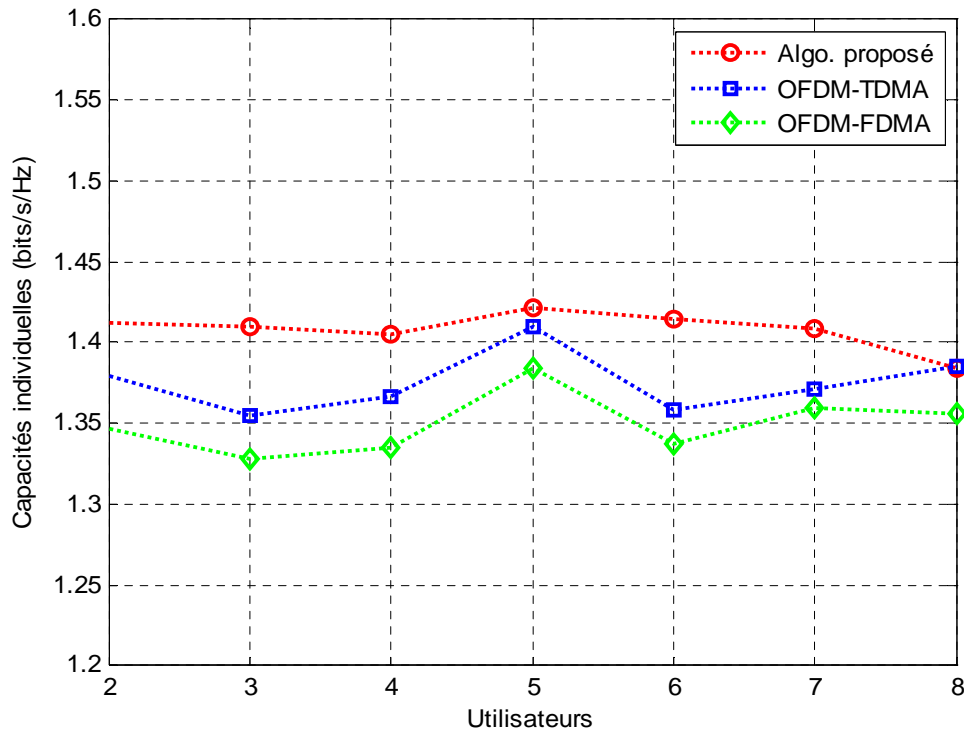


Figure V.9 : Les capacités individuelles pour chaque utilisateur (de 2 à 8).

Les figures V.10, V.11 et V.12 montrent les répartitions des capacités normalisées entre les huit utilisateurs pour trois ensembles des valeurs prédéterminées $\{\gamma_i\}_{i=1}^K$ qui sont utilisées pour assurer l'équité proportionnelle entre les utilisateurs. La capacité normalisée pour l'utilisateur k est donnée par:

$$\tilde{C}_k = C_k / \sum_{i=1}^8 C_i \quad (\text{V.11})$$

Les contraintes de l'équité proportionnelle (gamma) sont: ensemble 1 ($\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_8 = 1$), ensemble 2 ($\gamma_1 = 2, \gamma_2 = \gamma_3 = \dots = \gamma_8 = 1$) et ensemble 3 ($\gamma_1 = \gamma_2 = 3, \gamma_3 = \gamma_4 = \gamma_7 = \gamma_8 = 1, \gamma_5 = \gamma_6 = 2$). Les répartitions des capacités des huit utilisateurs du système MIMO-OFDM sont montrées en utilisant l'algorithme d'allocation des ressources proposé et les schémas statiques TDMA et FDMA. D'après les résultats obtenus, on peut voir que pour la méthode OFDM-FDMA les capacités normalisées sont réparties selon les contraintes d'équité prédéfinies, néanmoins, les utilisateurs qui ont les mêmes γ_i n'ont pas les mêmes capacités. La TDMA statique a tendance à allouer des capacités identiques à chaque utilisateur, puisque tous les utilisateurs ont la même possibilité de transmettre les données (à

chaque utilisateur est attribué un intervalle de temps TDMA prédéterminé et il peut utiliser toutes les sous-porteuses uniquement dans cet intervalle de temps), donc la TDMA ne prend pas en compte les contraintes d'équité.

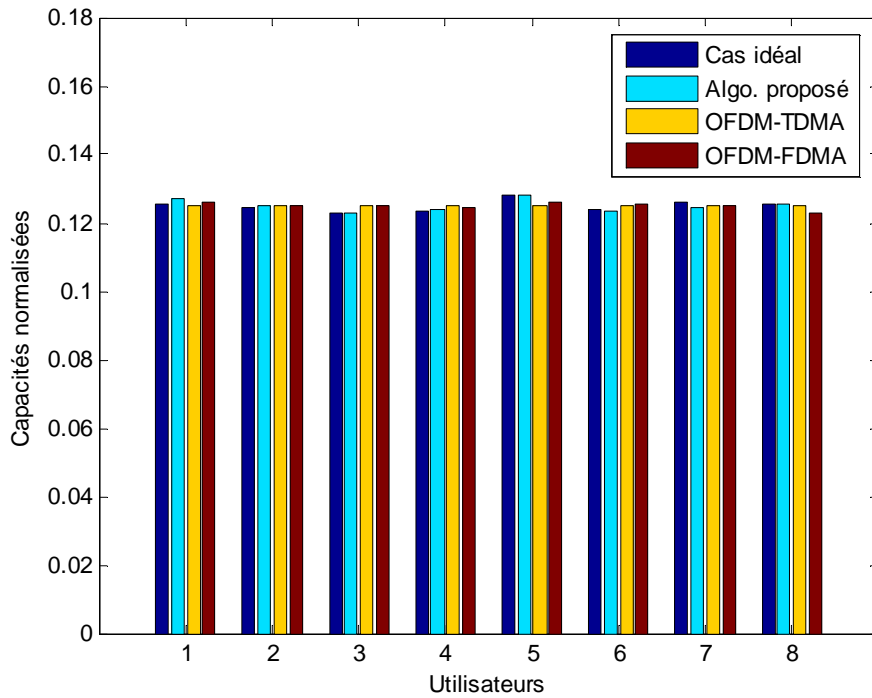


Figure V.10 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 1 ($\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_8 = 1$).

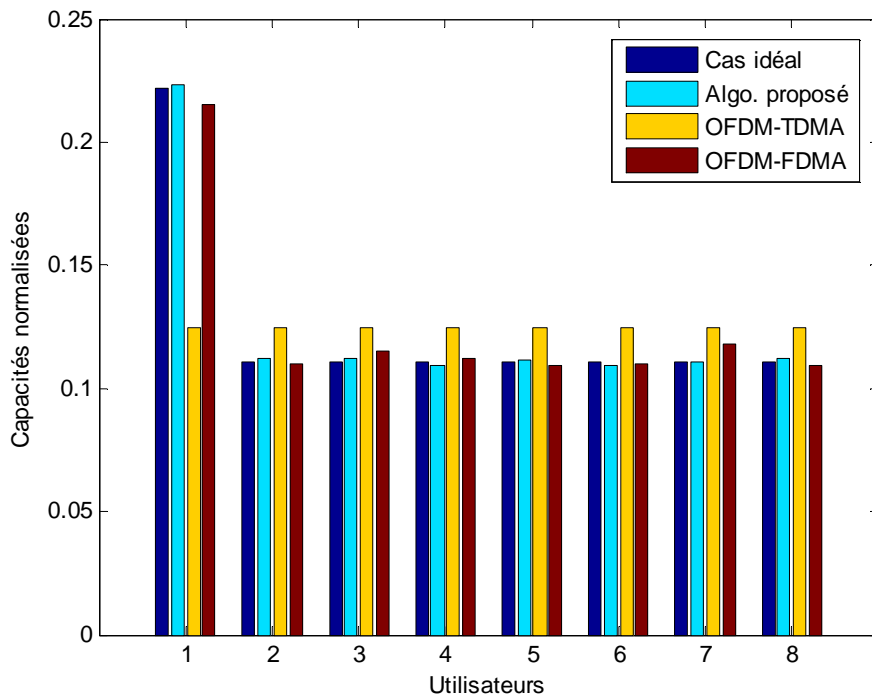


Figure V.11 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 2 ($\gamma_1 = 2, \gamma_2 = \gamma_3 = \dots = \gamma_8 = 1$).

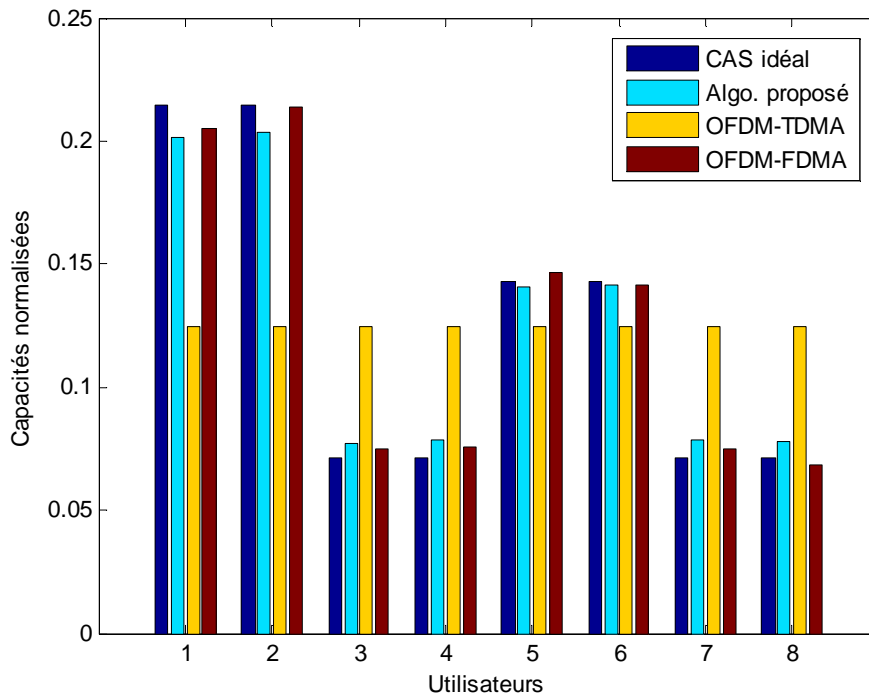


Figure V.12 : La répartition des capacités normalisées entre 8 utilisateurs pour l'ensemble 3 ($\gamma_1 = \gamma_2 = 3$, $\gamma_3 = \gamma_4 = \gamma_7 = \gamma_8 = 1$, $\gamma_5 = \gamma_6 = 2$).

Par conséquent, avec l'algorithme d'allocation des ressources proposé, la capacité est très bien répartie entre les utilisateurs et très proche des contraintes d'équité définies dans le cas idéal (où les utilisateurs liés aux mêmes contraintes d'équité ont la même capacité normalisée). La comparaison des trois résultats de simulation montre que le schéma proposé a de meilleures performances en termes d'équité, tout en préservant la capacité totale du système.

V.7.2 Deuxième scénario

Le deuxième scénario considère 256 sous-porteuses, le nombre d'utilisateurs varie de 2 à 16 et les antennes sont configurées pour être $T_x = R_x = 4$. Les résultats de simulation sont représentés sur les figures V.13, V.14 et V.15 respectivement pour la capacité totale, les capacités individuelles et les capacités normalisées des utilisateurs pour les trois schémas d'accès multiple (OFDMA adaptative basé sur l'algorithme d'allocation des ressources proposé et les deux schémas statiques OFDM-TDMA et OFDM-FDMA). Les contraintes d'équité sont prédéfinies comme suite ; $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 4$, $\gamma_4 = \dots = \gamma_7 = 2$ et $\gamma_8 = \dots = \gamma_{16} = 1$. Dans ce cas, des conclusions similaires au premier scénario, peuvent être tirées.

Le système proposé obtient un gain en capacité plus grand que celui des deux méthodes statiques. En plus, les résultats démontrent que le schéma proposé est adapté à un nombre de sous-porteuses et des utilisateurs plus grand.

De même, la comparaison des systèmes statiques existants (TDMA et FDMA) avec le schéma proposé (figure V.13), révèle que notre algorithme d'allocation de ressources peut fournir un gain de capacité meilleur, tout en assurant un niveau acceptable d'équité entre les utilisateurs.

En effet, pour un nombre d'utilisateurs égal à 14, notre algorithme d'allocation de ressources peut gagner un gain de capacité d'environ 0.74 bits/s/Hz (3.7 Mbits/s en terme de débit) et 1.46 bits/s/Hz (7.3 Mbits/s) respectivement par rapport au OFDM-FDMA et au OFDM-TDMA. Ainsi, le schéma d'accès multiple OFDM-FDMA présente un gain en capacité supérieur que celui de l'OFDM-TDMA. Cela est dû à l'augmentation du nombre d'utilisateurs car c'est l'un des inconvénients de la TDMA.

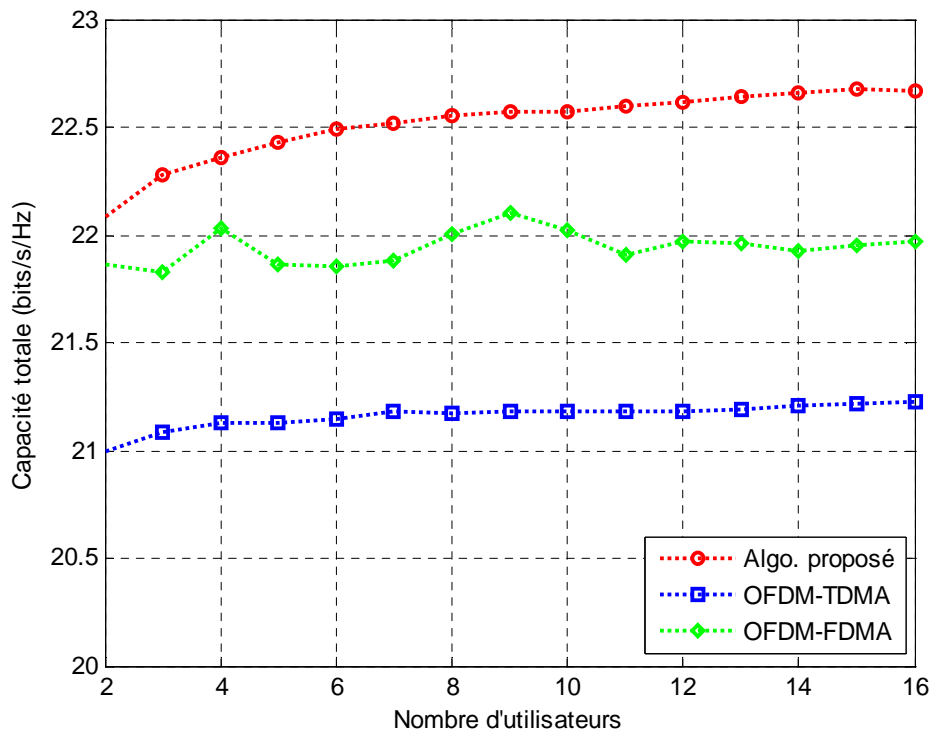


Figure V.13 : Capacité totale en fonction du nombre d'utilisateurs (de 2 à 16).

La figure V.14 compare les résultats des capacités individuelles simulées pour les différents utilisateurs pour les trois algorithmes (OFDMA proposé, OFDM-TDMA et OFDM-FDMA). Il est clair que l'algorithme d'allocation des ressources proposée atteint des capacités individuelles plus grandes que les autres techniques d'accès multiples avec une bonne équité de distribution de ressources entre les différents utilisateurs. La méthode OFDM-TDMA tend à attribuer des capacités similaires à chaque utilisateur, où tous les utilisateurs auront la même possibilité de transmettre.

Notons que la répartition des capacités de la méthode OFDM-TDMA statique ne peut être modifiée en faisant varier les valeurs des contraintes d'équité, car il n'existe aucun mécanisme de contrôle de l'équité dans ce système.

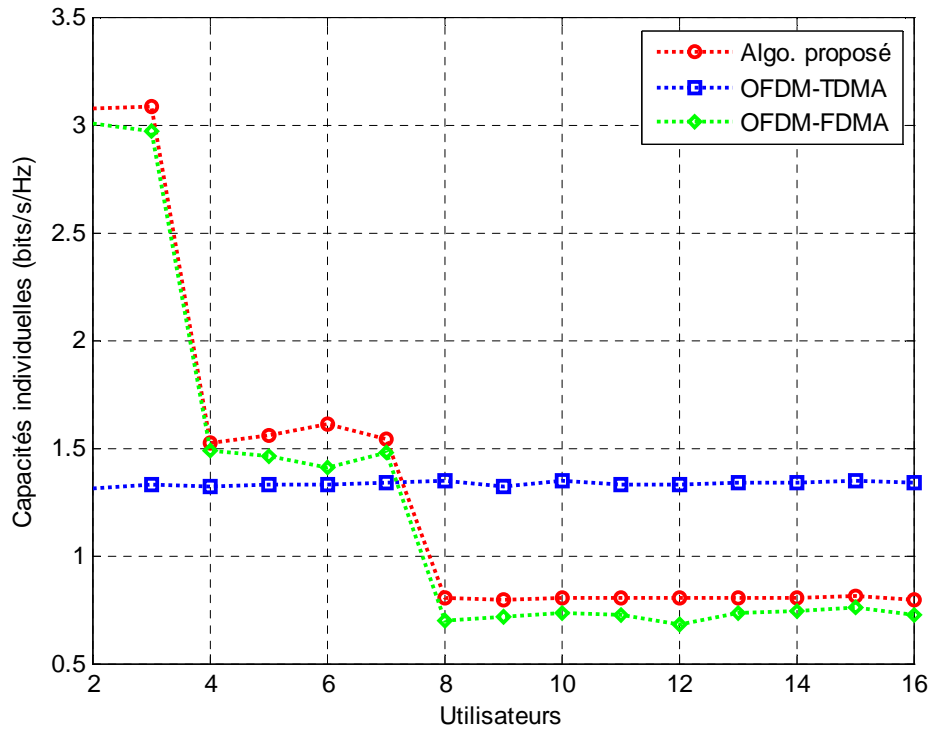


Figure V.14 : Les capacités individuelles pour chaque utilisateur (de 2 à 16).

Les répartitions des capacités des 16 utilisateurs du système MIMO-OFDM, utilisant les schémas statiques TDMA et FDMA, sont représentées sur la figure V.15.

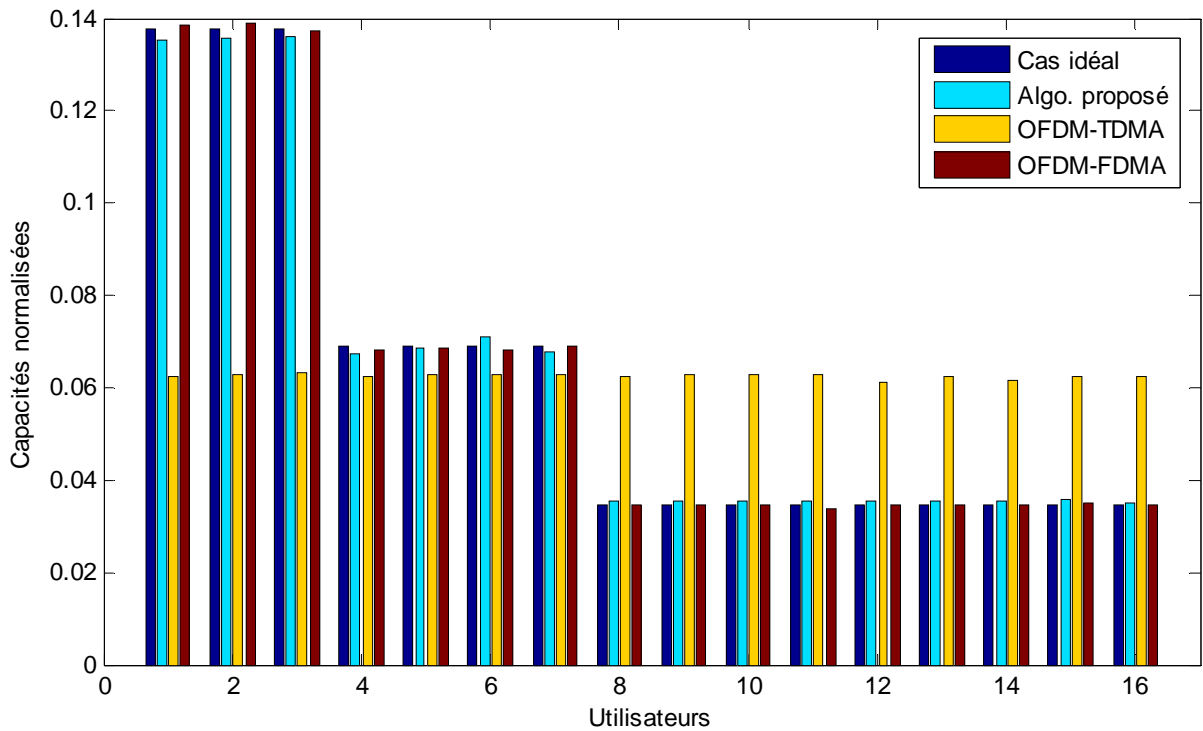


Figure V.15 : La répartition des capacités normalisées entre 16 utilisateurs pour les contraintes $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 4$, $\gamma_4 = \dots \gamma_7 = 2$ et $\gamma_8 = \dots \gamma_{16} = 1$.

D'après les résultats obtenus, on peut voir que pour l'algorithme proposé d'allocation des ressources et la méthode OFDM-FDMA, les capacités normalisées sont réparties selon les contraintes d'équité prédéfinies. Néanmoins, pour la méthode OFDM-FDMA, les utilisateurs qui ont les mêmes γ_i n'ont pas les mêmes capacités. Par contre, la technique OFDM-TDMA statique a la tendance d'allouer des capacités similaires à tous les utilisateurs.

V.8 Conclusion

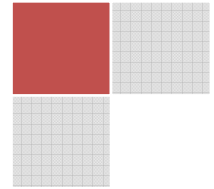
On a considéré dans ce chapitre le problème d'allocation de ressources sur la liaison descendante d'un système MIMO-OFDM dans un contexte d'accès multiples sous contraintes de maximiser la capacité globale et individuelle tout en garantissant une équité acceptable entre les utilisateurs. Tout d'abord, on a présenté les différentes techniques d'accès multiples visant à maximiser le débit basé sur la technique multiporteuses OFDM. Nous avons aussi présenté un état de l'art sur l'allocation de ressources en OFDMA.

Par la suite, nous avons proposé un nouveau algorithme qui réduit la complexité du système porté sur la séparation d'allocation des sous-porteuses à celle de puissance et qui cherche à maximiser la capacité du système, tout en respectant une contrainte d'équité entre les utilisateurs. Les étapes recommandées par l'algorithme proposé sont également détaillées analytiquement. En particulier, les gains des canaux sont intelligemment utilisés pour déterminer l'allocation des sous-porteuses et l'attribution de puissance sur la base des informations sur l'état du canal MIMO.

La nouvelle méthode proposée résout le problème d'allocation des sous-porteuses et de la puissance avec des contraintes de capacités proportionnelles pour le système MIMO-OFDMA. L'allocation de sous-porteuses et de la puissance sont réalisées séparément. Pour l'allocation des sous-porteuses, l'algorithme proposé détermine le nombre des sous-porteuses pour chaque utilisateur dans une première phase et attribue les sous-porteuses pour chaque utilisateur en divisant les utilisateurs en deux groupes dans la deuxième phase. De cette façon, un compromis est assuré entre le nombre de sous-porteuses et la quantité de puissance allouée pour les utilisateurs, de telle sorte que la capacité du système peut être maximisée avec une bonne équité de distribution de ressources entre les différents utilisateurs.

Les résultats des simulations ont montré que la méthode d'allocation de ressources proposée peut réaliser un gain de capacité significatif en comparaison aux méthodes statiques traditionnelles. En plus, par l'utilisation de la méthode proposée, la capacité du système est plus équitablement distribuée entre les utilisateurs. Par conséquent, pour différentes contraintes, différentes capacités individuelles peuvent être obtenus auprès des utilisateurs.

Conclusion Générale | et Perspectives



Le travail présenté dans cette thèse porte sur la mise en place du concept Cross-Layer et l'accès multiple dans les réseaux sans fil MIMO basés sur les spécifications de la norme IEEE 802.16 (WiMAX) et utilisant la modulation multi-porteuses OFDM. Nous avons montré l'intérêt des techniques multi-antennes adaptées par une communication inter-couches et l'allocation des ressources dans le contexte multi-utilisateurs. Les conceptions et les algorithmes proposés, dans le contexte de cette étude, visent notamment à améliorer les performances du réseau WiMAX au niveau du cross-layer et de l'accès multiple et au niveau du traitement de signal MIMO. L'objectif visé est la maximisation de la capacité globale du réseau, et l'exploitation de toutes les sources possible de diversité (temps, espace, fréquence, utilisateurs).

Dans le premier chapitre, le contexte de l'étude a été situé en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existants dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Ensuite, nous avons enchaîné avec une présentation du standard IEEE 802.16 (WiMAX) et de ces différentes normes. Lors de cette partie, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, à la norme IEEE 802.16d. L'objectif identifié est alors d'évaluer la faisabilité et l'intérêt de modifier l'interface radio de ce standard pour intégrer une architecture MIMO. Les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rappelées. Cela nous a mené à la présentation de la technique MIMO permettant d'augmenter la capacité des systèmes en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même, MIMO augmente la diversité en utilisant des techniques d'émission multi-antennaires, parmi lesquelles le codage espace-temps et le multiplexage spatial. Nous avons rappelé quelques notions de théorie de l'information et développé le calcul de la capacité dans le cas d'un canal SISO, MISO et MIMO, puis exécuté des simulations dont les résultats démontrent sans aucun doute l'intérêt de la technologie MIMO en termes de capacité.

Dans la seconde phase de l'étude, et toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté une des techniques de modulations multi porteuses (OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Cette présentation nous a conduit à la caractérisation d'un système de communications numériques basé sur la norme IEEE 802.16 à travers des simulations réalisées sur Matlab®. Dans le but d'identifier et de comprendre le fonctionnement des blocs

numériques composant la chaîne d'émission et de réception, les spécifications de la couche PHY WirelessMan-OFDM relative à cette norme ont été étudiées. Avant d'entamer le processus de caractérisation, il était indispensable de vérifier la bonne implémentation des algorithmes utilisés. Pour cela, des données ont été transmises à travers un canal idéal. Les courbes du *TEB* relevées à la réception ont bien confirmé la validité du système implémenté. Cette validation a permis de passer à l'étape suivante qui a consisté à évaluer les performances du système dans différentes configurations multi-antennaires (MISO et MIMO) et différentes techniques d'émission MIMO (STBC et SM). L'ensemble des connaissances acquises précédemment permet d'apporter des éléments de réponses à la problématique posée, à savoir l'intérêt d'une interface MIMO adaptée au standard WiMAX.

Le troisième chapitre fait l'objet de développement d'un outil simulateur, nommé WiMOS (WiMAX MIMO OFDM Simulator), dans lequel les blocs numériques de la chaîne détaillée précédemment, ont été entièrement implémentés sur Matlab® sans utiliser aucune fonction prédéfinie de ce logiciel. Nous nous sommes intéressés à la combinaison d'un système MIMO et d'une modulation OFDM dans un système sans fil de type WiMAX et plus particulièrement dans les deux configurations STBC et SM. En effet, nous avons démontré, par des résultats de simulation en termes de débit binaire, l'impacte de chaque bloc constituant le système implémenté. Nous avons commencé par les techniques d'émission et leurs influences sur les performances du système proposé. En particulier, nous avons pu constater le grand intérêt de la diversité spatiale. On s'est ensuite intéressé au codage de canal et plus particulièrement au code convolutif. Nous avons également montré le bénéfice d'utiliser un décodage Viterbi qui sert à la correction des erreurs introduites par le canal à faible *SNR* et la contrepartie étant une perte de débit utile et un délai supplémentaire dû à l'entrelaceur. Dans un deuxième temps, on s'est intéressé aux caractéristiques propres de la modulation OFDM. L'intérêt du préfixe cyclique a été mis en évidence. Un des enjeux du système implémenté, est d'augmenter le débit de transmission, en permettant l'utilisation de la technique de modulation et de codage adaptatifs (AMC), afin de garantir la qualité de service requise par les différentes applications et d'exploiter les ressources spectrales d'une manière plus efficace.

Dans le but d'adapter le système proposé aux conditions variables du canal MIMO, le quatrième chapitre vise à introduire un nouveau mécanisme d'adaptation de la technique AMC, basé sur le concept du *Cross-Layer*. Nous avons développé un modèle analytique pour établir une interaction entre les couches inférieures et supérieures de l'architecture WiMAX. L'étude analytique et les résultats de simulation présentés dans ce chapitre démontrent une amélioration significative sur le débit utile et l'efficacité de transmission offerte à la station mobile WiMAX. En effet, au lieu de réduire le débit de transmission immédiatement lorsque le signal se dégrade, l'algorithme implémenté propose à la station mobile de maintenir son débit de transmission élevé et de faire renforcer sa fiabilité de transmission par des paquets de redondance pour attribuer une meilleure correction d'erreurs.

Finalement, nous avons introduit dans le cinquième et dernier chapitre, les différentes manières de partager le canal de transmission MIMO entre plusieurs utilisateurs. Les techniques d'accès multiple classiques utilisant l'OFDM ont été présentées ainsi que l'OFDMA adaptative dans lequel, les ressources intervalles de temps et /ou sous-porteuses sont utilisées à la fois pour séparer les signaux d'utilisateurs. Par la suite, nous avons proposé un algorithme pour réduire la complexité du problème d'allocation des ressources. Cet algorithme s'appuie sur l'attribution des sous-porteuses et l'allocation de puissance, en cherchant à maximiser la capacité du système WiMAX, tout en respectant la contrainte d'équité entre les utilisateurs. Les étapes recommandées par l'algorithme proposé sont également détaillées analytiquement. En particulier, les gains des canaux sont intelligemment utilisés pour déterminer l'attribution des sous-porteuses et l'allocation de puissance sur la base des informations sur l'état du canal MIMO. Les résultats de simulation ont montré que notre méthode proposée produit un gain significatif en termes de capacité comparée aux méthodes statiques traditionnelles.

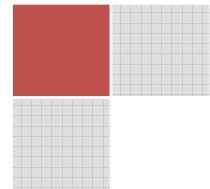
Perspectives |

Les travaux effectués dans cette thèse pourraient être approfondis par des travaux ultérieurs, et ouvrent la voie à plusieurs directions qui méritent d'être approfondies. Ainsi, nous identifions les perspectives suivantes:

- ~ Nous avons utilisé la modulation OFDM pour sa robustesse face aux problèmes de transmission dans un environnement à trajets multiples, réalisée par sa simplicité de mise en œuvre en utilisant IFFT/FFT. Pour éliminer les interférences inter-symboles (ISI), un intervalle de garde est rajouté, qui est aussi la source d'inconvénients. En effet, en allongeant sciemment la durée de la trame par une redondance ne portant aucune information, le débit binaire de la transmission s'en trouve réduit. Un autre axe de recherche consiste à générer les signaux OFDM à l'aide d'une transformée en ondelette de type DT-CWT (*Dual - Tree Complex Wavelet Transform*) qui ne nécessite pas l'introduction d'un intervalle de garde et présente une orthogonalité dans le domaine temporel.
- ~ Nous avons utilisé les informations du *cross-layer* entre la couche réseau et les couches MAC/PHY de la station de base. L'idée principale est d'exploiter les messages d'acquittement échangés au sein d'une cellule WiMAX, de les interpréter dans le but d'optimiser et d'adapter le flux de données pour garantir une continuité de service avec un débit supérieur. On pourrait étendre l'idée du mécanisme *cross-layer* permettant d'utiliser les informations de la couche application, plus spécifiquement, pour les applications vidéo hauts débits.

- ~ Les techniques proposées dans le cinquième chapitre, se limitent au cas uni-cellulaire et négligent donc l'aspect interférence, pourtant limitateur de capacité, il serait très intéressant de considérer l'accès multiple dans un cadre multicellulaire et distribué (avec réutilisation maximale du spectre) et prise en compte d'éventuelles contraintes QoS. Dans ce cadre l'interférence peut être optimisée au lieu d'être subie.
- ~ Les solutions apportées restent limitées en termes de flexibilité et ne prennent pas en compte la gestion des interférences entre stations de base dans l'optimisation de l'accès multiple. Les techniques de *Cross-Layer Design* peuvent être appliquées pour améliorer l'accès multiple de type OFDMA dans les systèmes cellulaires intégrant les antennes multiples MIMO.

Bibliographie |



- [1] Wimax, "<http://www.wimax-fr.com/>."
- [2] H. Labiod, H. Afifi, and C. D. Santis, "*Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMAX.*" Springer, 2007.
- [3] J. Bray and C. F. Sturman, "*Bluetooth 1.1 - Connexions sans fil.*" Campus Press, 2002.
- [4] K. J. Negus, A. P. Stephens, and J. Lansford, "*Homerf : wireless networking for the connected home,*" IEEE Personal Communications, vol. 7, pp. 20-27, Feb. 2000.
- [5] P. Roshan and J. Leary, "*Réseaux WiFi : Notions fondamentales.*" Cisco Press, 2004.
- [6] C. Hameau, "*Wi-Fi, maîtriser le réseau sans fil.*" Editions Eni, Juin 2003.
- [7] Clint Smith, "*LMDS : Local Multipoint Distribution Service.*" McGraw-Hill Professional, 2000.
- [8] Chiron, D. C. R. Guedira, M. Giry, T. Monediere, and B. Jecko, "*La boucle locale radio, LMDS: Services Haut Débit.*" Lyon, 2001.
- [9] C. Hoymann, P. Püttner, and I. Forkel, "*The HIPERMAN standard - a performance analysis,*" IST - Mobile & Wireless Communications Summit 2003, vol. 0, pp. 827-831, Jun 2003.
- [10] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "*Fundamentals of WiMAX - Understanding Broadband Wireless Networking.*" Pearson Education. Inc, 2007.
- [11] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "*IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems,*" IEEE Std 802.16d-2004, Oct. 2004.
- [12] K. Chaplin, "*Wireless LANs vs Wireless WANs,*" White Paper, v1.0, November 2002.
- [13] M. A. Hasan, "*Performance evaluation of WiMAX/IEEE 802.16 OFDM physical layer,*" Master's thesis, Helsinki University of Technology, June 2007.
- [14] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "*IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems,*" IEEE Std 802.16-2001, 2002.
- [15] J. D. Parsons, "*The Mobile Radio Propagation Channel,*" vol. 2. John Wiley & Sons Ltd, ISBN 0-470-84152-4, October 2000.
- [16] O. Landron, M. J. Feuerstein, and T. S. Rappaport, "*A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment,*" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, pp. 341-351, March 1996.
- [17] K. Bullington, "*Radio propagation at frequencies above 30 megacycles,*" Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1122-1136, Oct. 1947.

- [18] J. Lavergnat et M. Sylvain, "*Propagation des ondes radioélectriques – introduction.*" Edition Masson, 1997.
- [19] J. Keller, "*Geometrical theory of diffraction,*" Journal of the Optical Society of America, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [20] G. J. Foschini and M. J. Gans, "*On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,*" Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [21] C. TOUNOU, "*Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel.*" Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [22] C. YANNICK, "*Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2.*" Thèse de Doctorat, l'ENST de Bretagne, Décembre 2005.
- [23] A. Chaboub, "*Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO*". Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal, 21 Mai 2003.
- [24] Paul Goud Jr., Christian Schlegel, Witold A. Krzymien, et Robert Hang "*Multiple-antenna communication systems: An emerging technology*", Can. J. Elect. Comput. Eng., Vol. 29, No. 1/2, Janvier/Avril 2004.
- [25] H. Zerrouki, M. Feham and H. Labiod, "*A full Analysis of the MIMO Technology Capacity for Wireless Communications*", International Computer Systems and Information Technology Conference, ICSIT'5, July 2005.
- [26] B. Holter, "*On the capacity of the MIMO channel – A tutorial introduction*", In Proceedings of IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing, Trondheim, Norway, Oct. 2001, pp. 167-172.
- [27] I. E. Telatar, "*Capacity of multi-antenna Gaussian channels*", European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [28] O. Berder, "*Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes*", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, École doctorale : SMIV, 20 Décembre 2002.
- [29] L. Collin, "*Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale*", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, École doctorale : SMIV 0373, 17 Décembre 2002.
- [30] J. Paulraj *et al.* "*An Overview of MIMO Communications - A Key to Gigabit Wireless*", Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, February 2004.
- [31] D. Gesbert and J. Akhtar, "*Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless system*", Telektronikk Telenor Journal, January 2002.
- [32] 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, March 1998.

- [33] J. Hagenauer and M. Witzke, "*Space-Time-Coding and Multiple-Antenna (MIMO) - Systems: Key Elements of Future Mobile Systems*", University of München, Germany, August 2004.
- [34] H. Zerrouki, M. Feham, "*Application de la technologie MIMO dans les réseaux WiFi : Etude et élaboration d'une extension de la technologie MIMO au système WI-Fi*". ISBN: 978-613-1-59980-4, Editions européennes, Pages : 184, Oct 2011.
- [35] L. M. Bazdresch, "*Complexité et performance des récepteurs MIMO*", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, ENST-Paris, France. Mai 2004
- [36] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "*Space division multiplexing (sdm) for ofdm systems,*" in Proc. IEEE 51st VTC 2000-Spring Tokyo Vehicular Technology, vol. 2, pp. 1070-1074, 15-18 May 2000.
- [37] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "*Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results,*" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [38] D. Gore, S. Sandhu, and A. Paulraj, "*Delay diversity codes for frequency selective channels,*" in Proc. IEEE International Conference on Communications ICC 2002, vol. 3, pp. 1949-1953, 28 April-2 May 2002.
- [39] Vincent Le Nir, "*Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses.*" Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2004.
- [40] S. M. Alamouti, "*A simple transmit diversity technique for wireless communications,*" vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [41] M. Debbah, "*Introduction aux principes de l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing).*" www.supelec.fr/d2ri/flexibleradio/cours/cours-ofdm-french.pdf.
- [42] Y. G. Li and G. Stuber, "*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications.*" Springer, Science + Business Media, Inc, 2006.
- [43] A. Goldsmith, "*Wireless Communications.*" Cambridge University Press, 2005.
- [44] S. Kaiser, "*Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier CDMA systems,*" in Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 3, pp. 1366-1370, 22-25 Sept. 1996.
- [45] W. Tranter, K. Shanmugan, T. Rappaport, and K. Kosbar, "*Principles of communication systems simulation with wireless applications.*" Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice Hall Press, 2003.
- [46] J. G. Proakis, "*Digital Communications,*" 4th edition. McGraw Hill Higher Education, Décembre 2000.
- [47] S. B. Wicker, "*Error control systems for digital communication and storage.*" Upper Saddle River, NJ, ISBN 0-13-200809-2, Prentice-Hall, Inc. USA, 1995.
- [48] H. Nyquist, "*Certain topics in telegraph transmission theory,*" Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 2, pp. 280-305, February 2002.

- [49] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sept. 2002.
- [50] A. D. KORA, "Architecture de systèmes multi-antennes et estimation de canal." Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [51] J. B. Anderson, "Digital Transmission Engineering (IEEE Series on Digital & Mobile Communication)." Wiley-IEEE Press, 2005.
- [52] A. van Zelst, T.C.W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM based Wireless LAN System", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 2, pp. 483-494, February 2004.
- [53] J. Duplity, "Etude d'un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint", Mémoire d'ingénieur civil électricien, Université catholique de Louvain, Laboratoire de Télécommunications et Télédétection, Juin 2003.
- [54] Y. Tang, L. Qian, and Y. Wang, "Optimized Software Implementation of a Full-Rate IEEE 802.11a Compliant Digital Baseband Transmitter on a Digital Signal Processor", Department of Computer Science, University of Texas at Dallas, Richardson, TX, 75080, USA, April 2004.
- [55] C.E. Shannon, "Communication in the presence of noise", Proceedings of the IEEE, vol. 86, no. 2, pp. 447-457, February 1998.
- [56] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, and G.B. Giarmakis, "OFDM with Trading Zéros versus OFDM with Cyclic Prefix: Links, Comparisons and Application to the HiperLAN/2 System" In Proceedings of the International Conference on Communications, vol. 2, pp. 1049-1053, New-Orleans, USA, June 2000.
- [57] W. Henkel, G. Taubock, P. Odiing, P. Borjesson, and N. Petersson, "The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis," in International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access - Transmission - Networking, pp. 22.1-22.3, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [58] Goldsmith, A. J. et S. G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 46, no. 5, pp. 595-602, May 1998.
- [59] Motorola et Nokia, "Proposal for standardization of very high rate mixed voice-data traffic capabilities, based on extending and enhancing 1x systems," 3GPP2, March 2000.
- [60] D R. Pauluzzi, N C. Beaulieu, "A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel," IEEE Transactions on communications, vol. 48, no. 10, pp. 1681-1691, Oct. 2000.
- [61] R. Prasad, R. Van Nee, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House Publishers, ISBN: 0-89006-530-6, 1st edition, 1999.
- [62] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels." IEEE Transaction on Communications, vol. 45, no. 10, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [63] M. S. Alouini, X. Tang, and A. J. Goldsmith, "An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels." IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 5, pp. 837-850, May 1999.
- [64] M. S. Alouini and A. Goldsmith, "Adaptive Modulation over Nakagami Fading channels." Wireless Personal Communications, vol. 13, no. 1, pp. 119-143, May 2000.

- [65] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phase-shift keying for Rayleigh fading channels." *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 6, pp. 2305-2314, June 1994.
- [66] F. Chen, C. Meiya, S. Lijun, Z. Xin, and Y. Dacheng, "Research on Threshold Adjustment Algorithm in Adaptive Modulation and Coding." *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06)*, pp. 1-4, Sept. 2006.
- [67] A. Misra, V. Krishnamurthy, and S. Schober, "Stochastic learning algorithms for adaptive modulation." In *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 756-760, June 2005.
- [68] D. Takeda, Y. C. Chow, P. Strauch, and H. Tsurumi, "Threshold controlling scheme for adaptive modulation and coding system." In *15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2004*, vol. 2, pp. 1351-1355, Sept. 2004.
- [69] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Inter-face for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems." 802.16e-2005. February 28, 2006.
- [70] Yu-Ting Yu and Hsi-Lu Chao, "A Cross-layer Approach of Link Adaptation in IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Systems" in *Proceedings of IEEE WiCOM'07*, Shanghai, China, Sept. 2007.
- [71] Chan, T., Hamdi, M., Cheung, C.Y., Ma, M. "A Link Adaptation Algorithm in MIMO-based WiMAX systems." *Journal of Communications*, vol. 2, no. 5, Aug. 2007.
- [72] Nai'an Liu, Dechun Sun, Wuqiang Li, and Changxing Pei, "A link adaptation solution to IEEE 802.16d WMAN," *Proceedings of IEEE, PDCAT'06*, 2006.
- [73] J. Li and S-G. Haggman, "Performance of IEEE802.16-2004 based system in jamming environment and its improvement with link adaptation," *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'06*, pp. 1-5, Sept. 2006.
- [74] V. Srivastava and M. Motani, "Cross-layer design: a survey and the road ahead," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no.12, pp. 112-119, December 2005.
- [75] M. Van Der Schaar, et al., "Cross-layer wireless multimedia transmission : challenges, principles, and new paradigms," *IEEE Wireless Communications Magazine*, vol. 12, no. 4, pp. 50-58, August 2005.
- [76] N. Sedaghati-Mokhtari, M. Nazm Bojnordi, N. Yazdani, "Cross-Layer Design: A New Paradigm," *International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT '06*, pp. 183-188, Bangkok, Sept. 2006.
- [77] Q. Wang, M. A. Abu-Rgheff, "Cross-Layer Signalling for Next-Generation Wireless Systems," In *Proceedings of IEEE Wireless Communication and Networking*, New Orleans, Mar. 2003.
- [78] V.T. Raisinghani, S. Iyer, "Cross-layer feedback architecture for mobile device protocol stacks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, Issue 1, pp. 85 - 92, Jan. 2006.
- [79] R. Winter, J. H. Schiller, N. Nikaein, C. Bonnet, "CrossTalk: cross-layer decision support based on global knowledge," in *IEEE Communications Magazine*, ISSN: 0163-6804, pp. 93-99, vol. 44, No. 1, Jan. 2006.

- [80] S. Khan, Y. Peng, E. Steinbach, M. Sgroi, W. Kellerer, "Application-driven cross-layer optimization for video streaming over wireless networks", In IEEE Communications Magazine, ISSN: 0163-6804, vol. 44, No. 1, pp. 122- 130, Jan. 2006.
- [81] M. Heusse, F. Rousseau, G. Berger-Sabbatel, and A. Duda, "Performance anomaly of 802.11b." In Proceedings of IEEE INFOCOM, 2003.
- [82] Jeffrey G. Andrews, "Fundamentals of WiMAX," ISBN 0-13-222552-2, Page 208, 263. Prentice Hall, Pearson Education, Inc. 2007.
- [83] Y. Xiao, "WiMAX-MobileFi: Advanced research and technology," ISBN 978-1-4200-4351-8, Page 189, Auerbach publications, 2008.
- [84] Katja Schwiieger and Gerhard Fettweis, "Power and Energy Consumption for Multi-Hop Protocols: A Sensor Network Point of View." International Workshop in Wireless Ad-Hoc Networks, 2005.
- [85] H. Zerrouki, M. Feham, "High Throughput of WiMAX MIMO-OFDM Including Adaptive Modulation and Coding", International Journal of Computer Science and Information Security, IJCSIS, vol. 7, no. 1, pp. 86-90, 2010.
- [86] M. I. Rahman, "Basics about multi-carrier based multiple access techniques," ISBN: 87-90834-42-9, Center for TeleInfrastruktur (CTiF), Aalborg University, Denmark, 2005.
- [87] A. M. Tonello, J. A. Cortés, S. D'Alessandro, "Optimal Time Slot Design in an OFDM-TDMA System over Power-Line Time-Variant Channels," Proceedings of IEEE ISPLC 2009, Dresden, pp. 41-46, Mar. 2009.
- [88] S. Karthikeyan, R. Venkatesh, "Energy allocation and multiple access for multicarrier communication," A thesis submitted to the faculty of electrical engineering, bachelor of engineering, school of electronics and communication engineering, May 2001.
- [89] Uli Sorger , Isabella De Broeck, and Michael Schnel "Interleaved FDMA - A New Spread-Spectrum Multiple- Access Scheme," Institute for Network and Signal Theory, Darmstadt University of Technology, IEEE Conference Publications, vol.2, pp. 1013-1017, 1998.
- [90] C. Lengoumbi, "Accès multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires post 3G : allocation de ressources et ordonnancement." Thèse de doctorat, TELECOM ParisTech (ENST), Paris, France, mars 2008.
- [91] J. Gross, P. Alvarez, and A. Wolisz, "The signaling overhead in dynamic OFDMA systems: reduction by exploiting frequency correlation," in Proceedings of IEEE International Conference Communications, ICC'07, pp. 5143- 5148, Berlin, June 2007.
- [92] H. Ochiai and H. Imai, "OFDM-CDMA with peak power reduction based on the spreading sequences," IEEE International Conference Communications, ICC'98, pp. 1299-1303, Atlanta, June 1998.
- [93] N. Youssef, "Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de synchronisation en Réception Radio Mobile," Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information, Grenoble, INPG, Oct. 2006.
- [94] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," IEEE Journal Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 10, pp. 1747-1758, Oct. 1999.

- [95] D. Kivanc, G. Li, and H. Liu, "Computationally efficient bandwidth allocation and power control for OFDMA," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 6, pp. 1150-1158, Nov. 2003.
- [96] Y. H. Pan, K. B. Letaief, and Z. G. Cao, "Dynamic spatial subchannel allocation with adaptive beamforming for MIMO/OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 6, pp. 2097-2107, Nov. 2004.
- [97] F. Rey, M. Lamarca and G.Vazquez, "Robust power allocation algorithm for MIMO OFDM system with imperfect CSI," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 3, pp. 1070-1085, Mar. 2005.
- [98] Leinonen J, Hämäläinen J and Juntti M, "Outage capacity analysis of downlink OFDMA resource allocation with multiple transmit antennae and limited feedback," *Proceedings of the IEEE Global Telecommunication Conference, GLOBECOM, USA*, pp. 1-5, Dec. 2008.
- [99] G. Li and H. Liu, "On the Optimality of Downlink OFDMA MIMO Systems," *IEEE Communications Letters*, Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, vol. 1, pp. 324-328, Nov. 2004.
- [100] Ian C. Wong, Zukang Shen, Brian L. Evans and Jeffrey G. Andrews, "A low complexity algorithm for proportional resource allocation in OFDMA systems," *Proceedings of the IEEE International Workshop on Signal Processing Systems*, pp. 1-6, 13-15 Oct. 2004.
- [101] Bin Da and Chi Chung Ko, "Resource Allocation in Downlink MIMO-OFDMA with Proportional Fairness," *Journal of communications*, vol. 4, no. 1, pp. 8-13, Feb. 2009.

 |

Résumé

De nos jours, les technologies sans fil sont omniprésentes dans notre quotidien. Le nouveau standard de la 4^e génération, WiMAX, offre un niveau de performance comparable à celui des réseaux filaires et constitue une solution qui offre des débits élevés en assurant une qualité de service (QoS) satisfaisante. Cependant, avec la présence d'utilisateurs hétérogènes qui ont des caractéristiques diverses en termes de bande passante, de conditions radio et de ressources disponibles, de nouveaux défis posés doivent être résolus. Une nouvelle technique de transmission a été mise en évidence ; cette approche a révolutionné les transmissions sans fil. Elle permet de transmission selon une architecture basée sur plusieurs antennes en émission et en réception, appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse de doctorat s'inscrivent dans le contexte de la conception inter-couches (*Cross-Layer Design ; CLD*) et l'accès multiple dans les réseaux sans fil MIMO, en particulier, les réseaux d'accès WiMAX. Dans ce contexte, nous proposons deux solutions qui permettent l'adaptation et l'optimisation de ce type de réseaux combiné à un système MIMO et une modulation multi-porteuses OFDM. Le premier objectif est de proposer une solution basée sur le mécanisme *Cross-Layer* qui se focalise sur l'adaptation du schéma de modulation et de codage qui maximise le débit utile sur le lien radio en fonction des conditions actuelles du canal MIMO. Ainsi, l'optimisation apportée sera appliquée aux différentes stations de base qui transmettent leur flux sur le réseau WiMAX.

Le deuxième est de proposer un algorithme pratique pour les liaisons descendantes basé sur une connaissance parfaite des canaux MIMO. Nous considérons pour commencer la question du partage optimal des sous-porteuses entre les utilisateurs d'une cellule sous contraintes de la maximisation de la capacité globale du système. Nous montrons l'optimalité d'un partage orthogonal du type OFDMA assorti d'une allocation appropriée de puissance. Nous généralisons aussi l'optimalité de l'OFDMA à d'autres mesures de performance telles que les capacités proportionnelles et nous mettons l'accent sur l'équité entre les utilisateurs.

Ces travaux de recherche s'inscrivent également dans les activités de l'équipe de recherche SIC (Systèmes d'Information et de Communication) du laboratoire de recherche des Systèmes et Technologies de l'Information et de la Communication (*STIC*) de l'Université de Tlemcen.

Mot clés : Cross-Layer Design, réseaux sans fil, MIMO, OFDM, WiMAX, conception inter-couche, accès multiple, débit binaire, allocation de ressources, modulation, codage.