

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF 1-
UFAS (ALGERIE)

MEMOIRE

Présenté à la faculté de Technologie

Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option : communication

Par

Mr. BOUKENNA Mounir

THEME

Allocation dynamique des sous porteuses multi-utilisateurs
dans un système 4G

Soutenu le devant la commission d'examen :

Mr. N.Khenfer	Prof à l'université de Sétif-1	Président
Mr. H. Karmed	MCA à l'université de Sétif-1	Rapporteur
Mr. L.Ziet	MCA à l'université de Sétif-1	Examineur
Mr. A.Hassam	MCA à l'université de Sétif-1	Examineur

Remerciements

J'adresse mes remerciements, en premier lieu, à mon bon dieu pour la volonté, la santé, le courage et la patience qui m'ont donné pour mener ce travail à terme.

Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude, ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements à monsieur le docteur Kermad Houcine d'avoir proposé, suivi et corrigé ce travail, ..., je vous remercie chaleureusement pour le savoir que vous m'avez enseigné.

Je remercie très sincèrement monsieur le professeur N Khenfer de m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cet mémoire.

J'exprime également mes remerciements aux membres de jury messieurs ; le docteur L. Ziet et le docteur A.Hassam pour avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

Je remercie chaleureusement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, parfois au prix de quelques sacrifices, et sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

Enfin, j'exprime ma profonde reconnaissance à mes frères et sœurs, ma famille, mes amis et tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail .

Sommaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Table des matières	i
Table des figures.....	ii
Liste des symboles et abréviation.....	iii
Introduction générale.....	1

Chapitre 1 : Introduction sur l'OFDMA

1.1. Le canal de transmission.....	4
1.1.1. Sélectivité en fréquence	4
1.1.2. Sélectivité en temps	4
1.1.3. Atténuation de Rayleigh.....	5
1.1.4. Problème du trajet-multiple	5
1.2. Les techniques de transmission numérique	8
1.2.1. FDMA (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)	8
1.2.2. TDMA (<i>Time Division Multiple Access</i>)	8
1.2.3. CDMA (<i>Code Division Multiple Access</i>)	9
1.2.4. W-CDMA (<i>Wideband-Code Division Multiple Access</i>).....	9
1.3. Introduction à l'OFDM.....	9
1.3.1. Notion d'orthogonalité.....	9
1.3.2. Schéma bloc d'un système OFDM.....	10
1.3.3. Description de l'OFDMA.....	11
1.4. Les types de codage de canal.....	12
1.4.1. Codes convolutifs.....	13
1.4.2. Turbocodes	13
1.5. Modulation	14
1.5.1 Modulation d'amplitude	14
1.5.2 Modulation de phase	14
1.6. Les Méthode d'allocation.....	15
1.6.1. Méthode d'allocation aléatoire.....	15
1.6.1.1. Description du système aléatoire	15

SOMMAIRE

1.6.1.2. Nombre optimal de sous-porteuses par usager.....	16
1.6.1.3. Capacité par Utilisateur et débit de transmission	16
1.6.2. Méthode d'allocation adaptative.....	18
1.6.2.1. Introduction aux allocations adaptatives.....	18
1.6.2.2. Modèle du système adaptatif.....	19
1.7. Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Problèmes d'allocation des ressources

2.1. Introduction.....	23
2.2. Problèmes d'optimisation avec contraintes en OFDMA.....	23
2.2.1. Minimiser la puissance émise (problème MA)	23
2.2.2. Maximiser le débit (problème RA)	24
2.2.3. Optimiser « l'équité ».....	24
2.2.4. Minimiser « l'outage ».....	25
2.3. Classification des algorithmes proposés.....	25
2.3.1. Deux approches : points communs et différences.....	26
2.3.2. Allocation séparée	27
2.4. Optimalités.....	28
2.4.1. Optimalité globale.....	28
2.4.2. Optimalité des étapes.....	29
2.4.3. Synthèse sur les cas d'optimalité.....	30
2.5. Principaux algorithmes.....	31
2.5.1. Attribution de sous porteuses dans la méthode séparée	31
2.5.1.1. Affectation de sous porteuse imbriquée	31
2.5.1.2. Affectation de sous porteuse distincte	32
2.5.2. Allocation de puissance dans la méthode séparée	36
2.5.3. Allocation conjointe de sous porteuses et de MCS	36
2.5.3.1. Les nombres de sous porteuses N_u ne sont pas connus à priori.....	36
2.5.3.2. Les nombres de sous porteuses N_u doivent être connus.....	37
2.6. Conclusions.....	38

SOMMAIRE

Chapitre 3 : Sous canalisation en WiMAX

3.1. Objectifs du chapitre.....	39
3.2. Le standard WiMAX mobile	39
3.2.1. Généralités.....	39
3.2.2. Quelques définitions.....	40
3.2.3. Structure de la trame TDD.....	41
3.3. Modes de sous canalisation en IEEE 802.16e.....	43
3.3.1. Mode sélectif en fréquence : l'AMC.....	43
3.3.2. Modes de diversité	44
3.3.2.1. <i>FUSC : Full Usage of Subchannels</i>	44
3.3.2.2. <i>PUSC : Partial Usage of Subchannels</i>	45
3.4. Segmentation	48
3.5. Conclusions.....	50

Chapitre 4 : Simulation et résultats

4.1. Introduction	51
4.2. Démarche adoptée.....	51
4.3. L'organigramme de simulation	51
4.3.1. Le canal	53
4.3.2. La modulation adaptative et codage.....	53
4.4. Chaîne de transmission/réception WiMAX	54
4.4.1. Transmission.....	55
4.4.2. Réception	55
4.4.3. La puissance.....	56
4.4.4. La capacité.....	57
4.5. Description de la trame.....	57
4.6. L'algorithme proposé d'allocation des sous-porteuses	61
4.6.1. Allocation des sous canaux adjacents.....	61
4.6.2. Sous porteuses pilote.....	62
4.6.3. Permutation les sous porteuses	63

SOMMAIRE

4.7. Résultats de la simulation.....	65
4.8. Conclusion	71
Conclusion générale.....	72
Bibliographie.....	74

Index des tableaux

Tableau 2.1 : Résumé sur l'optimalité des algorithmes	30
Tableau 3.1 : Paramètres du mode de permutation DL-PUSC	47
Tableau 3.2 : Regroupage de sous canaux pour la segmentation en IEEE802.16e	49
Tableau 4.1 : Paramètres de trame OFDMA.....	57
Tableau 4.2 : Paramètres paquet d'information	58
Tableau 4.3 : Paramètres de codage	59
Tableau 4.4 : Données de FCH	59
Tableau 4.5 :Données DL MAP	60
Tableau 4.6 :Données IE	60
Tableau 4.7 : MCS la capacité par slot.....	69

Index des illustrations

Figure 1.1: Trajet multiple dans un canal radio	6
Figure 1.2 : Inter Symbole Interférence (ISI), causé par le délai du trajet	6
Figure 1.3 : Réponse fréquentielle du canal radio.....	8
Figure 1.4: N sous-porteuses orthogonaux pour un système OFDM	10
Figure 1.5: Schéma bloc d'un système OFDM	11
Figure 1.6 : Modulation d'amplitude	14
Figure 1.7 : Modulation de phase	14
Figure 1.8 : Capacité moyenne des utilisateurs (Allocation aléatoire)	17
Figure 1.9 : Le gain du canal CNR pour 4 utilisateurs	18
Figure 1.10 : Schéma bloc d'un système à allocation adaptative des sous-porteuses	20
Figure 1.11 : Modèle d'un système OFDM à allocation adaptative	21
Figure 2.1 : Structures des algorithmes d'allocation des ressources	26
Figure 2.2 : Détail sur l'attribution de sous porteuses	28
Figure 2.3: Répartition de puissance dans le waterfilling	30
Figure 3.1 : Trame OFDMA en TDD	41
Figure 3.2 : Trame OFDMA	42
Figure 3.3 : Zone de permutation OFDMA	43
Figure 3.4 : Mode de permutation DL-PUSC	47
Figure 3.5 : Segmentation en IEEE802.16e	49
Figure 4.1: Algorithme d'un système OFDMA	52
Figure 4.2: Décomposition en secteur d'une cellule IEEE802.16e	53
Figure 4.3 : Schéma bloc général d'un système WiMAX mobile.....	54
Figure 4.4 : WiMAX transmission.....	55
Figure 4.5 : WiMAX Réception.....	56
Figure 4.6 : Partage logique des sous canaux.....	61
Figure 4.7 : Sous porteuses pilotes.....	63
Figure 4.8: Sous porteuse.....	64
Figure 4.9: Sous porteuse zoom.....	65
Figure 4.10 : Modulation BPSK.....	66
Figure 4.11 : Modulation QPSK.....	66
Figure 4.12 : Constellation des symboles QPSK de la SM1 reçus à SNR de 6dB.....	67

Index des illustrations

Figure 4.13 : Modulation 16QAM.....	68
Figure 4.14 : Modulation 64QAM.....	68
Figure 4.15 : Modulation et codage adaptatif.....	69
Figure 4.16 : Résultat du signal OFDMA généré.....	70
Figure 4.17 : Densité spectrale de puissance du signal OFDMA généré.....	70

Abréviations

AMC : Adaptative Modulation & Coding (Modulation et codage adaptative).

AWGN : Additif White Gaussian Noise (Bruit Gaussien Blanc Additif)

BER : Bit Error Rate (Taux d'erreurs par bits)

CAN : Convertisseur analogique numérique

CDMA : Code Division Multiple Acces

CINR : Channel Interference to Noise Ratio

CNA : Convertisseur Numérique Analogique

CQI : channel quality indicator

CSI : Channel State Information (Information de l'état du canal)

DIUC : Downlink Interval Usage Code

DFT : Discret Fourier Transform (Transformé de Fourier Discrète)

DL : Downlink (voie descendante)

FDM : Frequency Division Multiplexing (Multiplexage par division en Fréquence)

FDMA : Frequency Division Multiple Acces

FFT : Fast Fourier Transform (Transformé de Fourier rapide)

FUSC : Full Usage of Subchannels

IDFT : Inverse Discret Fourier transform (Transformé de Fourrié discrète inverse)

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform (Transformé de Fourier rapide inverse)

ISI : Inter Symboles interferences (Interférences inter symboles)

MC-CDMA: Multicarrier CDMA

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Acces

PAPR : Peak to Average Power Ratio (Rapport de la puissance crête sur la moyenne)

PSK : Phase Shift Keying (Modulation par déplacement de phase)

PUSC : Partial Usage of Subchannels

QAM : Quadrature Amplitude Modulation (Modulation d'amplitude en quadrature)

QoS : Quality of service (Qualité de service)

RF : Radio frequency

RTG: receive/Transmit Transition Gap

SB : Station de base

SM : Station mobile ou abonnée mobile ou utilisateur mobile

Abréviations

SNR : Signal to noise ratio (rapport signal sur bruit)

SOFDMA : Scalable OFDMA (OFDMA extensible)

TDD : Time Division Duplexing

TDMA : Time Division Multiple Acces

TTG: Transmit/receive Transition Gap

TUSC : Tile Usage of Subchannels

UIUC : Uplink Interval Usage Code

UL : Uplink (Voie montante)

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution observée des systèmes de radiocommunication mène au constat de la nécessité d'une convergence entre les différents réseaux sans fil. Les réseaux sans fils doivent s'adapter pour supporter des débits toujours plus élevés. Le canal de transmission radio, constitué de trajets multiples, est très contraignant. Un débit élevé en modulation mono-porteuse provoque une durée symbole faible. L'étalement en temps du canal provoque des problèmes d'interférences entre symboles. De plus, lorsque le canal est sélectif en fréquence, le signal subit des atténuations qui varient avec la fréquence. Pour contourner ces difficultés, les modulations multi-porteuses ont été introduites. Il s'agit de techniques de multiplexage en fréquence qui modulent le signal sur un grand nombre de porteuses à la fois. Ces techniques sont intéressantes pour des transmissions haut débit sur un canal multi trajet et sélectif en fréquence. Sur chaque sous porteuse, la transmission est ainsi bas débit. L'espace inter-fréquence est inférieure à la bande de cohérence du canal.

L'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) est une modulation multiporteuse très utilisée, on peut citer les standards DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*) et IEEE 802.11.a L'OFDM autorise un fort recouvrement spectral entre sous porteuses.

Le canal large bande est transformé en un ensemble de N canaux à bande étroite avec une orthogonalité entre canaux. Chaque symbole M -QAM est transmis sur un canal, simplement caractérisé par un gain complexe sur la sous porteuse correspondante. On peut tirer profit de la diversité fréquentielle en privilégiant les bonnes sous porteuses. Le principe du *waterfilling* est alors utilisé : les sous porteuses qui ont un gain trop faible ne reçoivent pas de puissance.

Les techniques d'accès multiutilisateurs permettent aux utilisateurs de partager le medium de transmission. Chaque utilisateur reçoit une fraction des ressources disponibles. Lorsque l'on considère des systèmes multi-porteuses, les principales techniques à accès multiple sont l'OFDM-TDMA [1], l'OFDMA [2] et le MC-CDMA [3].

L'OFDM-TDMA est une technique hybride entre l'OFDM et le TDMA (*Time Division Multiple Access*). Les utilisateurs transmettent tour à tour, la modulation OFDM est appliquée sur toutes les sous porteuses.

Introduction générale

L'OFDMA est une technique hybride entre l'OFDM, le TDMA et le FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). Dans un même symbole OFDM, plusieurs utilisateurs reçoivent des parties distinctes de la bande fréquentielle.

Le MC-CDMA signifie *Multi Carrier Code Division Multiple Access*. Les bits sont étalés grâce à un code (propre à chaque utilisateur) pour obtenir des chips. Les chips sont envoyés grâce à la modulation OFDM appliquée sur toutes les sous porteuses.

Les techniques OFDM-TDMA et OFDMA sont plus adaptées lorsque le canal est connu à l'émetteur tandis que le MC-CDMA est plus adapté lorsque le canal est inconnu à l'émetteur [5]. Dans ce mémoire, le MC-CDMA ne sera pas traité ; nous nous intéressons au cas où le canal est connu à l'émetteur.

Les avantages des techniques basées sur l'OFDM par rapport au TDMA et au FDMA sont la diversité fréquentielle et la robustesse aux multi-trajets. Dans ces techniques, on peut faire de l'adaptation de lien (ou modulation adaptative) : on adapte le MCS (*Modulation and Coding Scheme*) en fonction du gain du canal [6]. Le *bit loading* est un algorithme qui détermine la QAM pour minimiser la puissance transmise sur une sous porteuse. Le débit utile est élevé sur les bons canaux et le codage correcteur d'erreurs est robuste sur les mauvais canaux.

Le *waterfilling* permet de maximiser le débit d'un utilisateur avec un budget de puissance fixe. En OFDM-TDMA, grâce au *waterfilling*, un utilisateur peut ignorer les sous porteuses qui ont un gain de canal très faible. Durant le *slot* d'allocation, ces sous porteuses ne sont pas utilisées du tout. Cette situation apparaît moins en OFDMA. Pour une sous porteuse fixée, plus le nombre d'utilisateurs est élevé, plus il y a de chances de trouver un utilisateur qui réalise un gain élevé. C'est la diversité multiutilisateur [7], [8]. En OFDMA, profiter pleinement de cette diversité permet d'utiliser efficacement toutes les fréquences de la bande.

Dans ce mémoire, on étudie l'OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*) dans le sens descendant. L'OFDMA est une candidate prometteuse pour les réseaux d'accès large bande post 4G : IEEE 802.16 ou WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), LTE (*Long Term Evolution*)... 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 multiutilisateur. L'allocation des sous porteuses en OFDMA peut être orientée selon les deux types de diversité.

Introduction générale

Dans ce mémoire, nous cherchons à maximiser le débit global d'une cellule tout en assurant un débit minimal aux utilisateurs. Pour cela, nous cherchons la meilleure instance d'affectation en sous porteuses et en puissance.

Dans le **chapitre 1**, nous étudions les différents composants de la chaîne de transmission numérique. Dans le **chapitre 2**, nous réalisons une synthèse bibliographique. Nous exprimons le problème d'allocation de ressources en termes de problème d'optimisation. Il s'agit soit de minimiser la puissance totale de transmission avec une contrainte de débit (ce qui convient aux applications à débit fixe de type voix), soit de maximiser le débit global sous une contrainte de puissance (ce qui convient aux applications a débit sporadique).

Nous proposons une classification des algorithmes existants. Les sous porteuses sont affectés individuellement avec une connaissance parfaite de l'état du canal à l'émetteur. Ces algorithmes constituent une borne supérieure au regard des performances dans le contexte monocellulaire.

Dans le **chapitre 3**, nous étudions les modes de sous canalisation décrits dans la norme IEEE 802.16e. Cela permet d'évaluer l'impact de la sous canalisation sur le débit. De plus, cela permet de comparer les stratégies qui utilisent la diversité multiutilisateur et celles qui profitent de la diversité fréquentielle.

le **chapitre 4**, est consacré à la simulation de l'algorithme proposé. Cet algorithme permet d'assure un débit minimale pour tous les utilisateurs et maximise le débit de l'utilisateur en fonction de l'état de canal.

Enfin une conclusion générale termine ce mémoire et ainsi que de future perspective dans ce domaine.

Chapitre 1

Introduction sur l'OFDMA

L'objectif de ce chapitre est de présenter quelques notions de base, des systèmes de communications mobiles et les travaux antérieurs qui ont une relation avec cet mémoire. Nous y présentons, les canaux, les codages, quelques types des techniques d'accès multiples et la modulation adaptative, les systèmes de communication mobile étudiés dans cet mémoire (UMTS, LTE et WiMAX).

1.1. Le canal de transmission

1.1.1. Sélectivité en fréquence

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsque sa réponse fréquentielle n'est pas idéalement plate, du fait des échos et des réflexions produits au cours de la transmission entre émetteur et récepteur. Cela conduit le signal transmis à suivre des trajets différents avec des atténuations et des retards qui leur sont propres. Le signal transmis est alors dispersé en temps et le signal reçu comprend le signal utile et des interférences entre symboles. Ce canal peut être décrit par l'équation :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n)x(n-l) + w(n) \quad (1.1)$$

où L représente le nombre de trajets parcourus par le signal transmis ce qui traduit la dispersion temporelle du canal en durée symbole. h_l représente l'évanouissement du trajet l appliqué à un signal transmis à l'instant $n-l$. y et x représentent respectivement le signal reçu et le signal transmis et w représente un bruit blanc gaussien.

1.1.2. Sélectivité en temps

La sélectivité en temps du canal caractérise la variation du canal au cours de temps. Elle est liée à la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles entre les deux suivants la nature des évanouissements. Cette sélectivité se caractérise par 3 types des canaux :

- Le canal à évanouissement rapide varie à chaque temps symbole
- Le canal quasi-statique reste constant durant la transmission d'une trame
- Le canal à évanouissement par blocs reste constant durant la transmission d'un nombre donné de sous-blocs de la trame.

Un canal SISO sélectif en temps et non sélectif en fréquence peut être exprimé par l'équation :

$$y(n) = h(n)x(n) + w(n) \quad (1.2)$$

1.1.3. Atténuation de Rayleigh

Deux types d'atténuation caractérisent les communications sans-fil : l'atténuation de grand calibre et de petit calibre. L'atténuation de grand calibre représente l'atténuation moyenne de la puissance du signal ou la perte du canal due au mouvement sur de grandes surfaces. Ce phénomène est influencé par le terrain (montagne, forêt, bâtiment, etc.) entre le transmetteur et le receveur. L'atténuation de petit calibre réfère aux changements dramatiques dans l'amplitude du signal ainsi que sa phase qui peut être éprouvés dû au résultat de beaucoup de petits changements dans l'espace entre le transmetteur et le récepteur [10].

L'atténuation de petit calibre est aussi nommée l'atténuation de Rayleigh puisque l'enveloppe du signal reçu est statistiquement décrite par une fonction de densité de probabilité de Rayleigh lorsque les multi-parcours sont en grand nombre et qu'il n'y a pas de ligne de vue entre le transmetteur et récepteur.

Le terme « canal d'atténuation de Rayleigh » réfère à la distorsion multiplicative $h(t)$ du signal transmit $s(t)$. Ce canal est un modèle d'un processus Gaussien complexe avec une moyenne nulle. La fonction de densité de probabilité de Rayleigh est :

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-z^2/2\sigma^2}, \quad 0 < Z < \infty \quad (1.3)$$
$$Z = \sqrt{x^2 + y^2}$$

Où x et y sont des variables aléatoires gaussiennes.

1.1.4. Problème du trajet-multiple

Transmettre un train numérique par voie hertzienne n'est pas une mince affaire et c'est la raison pour laquelle c'est la technologie qui a demandé le plus de temps pour émerger. Le canal est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques :

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui.
- La diffraction due à un obstacle.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) qui sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible. On va donc recevoir le

signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos (Figure 1.1).

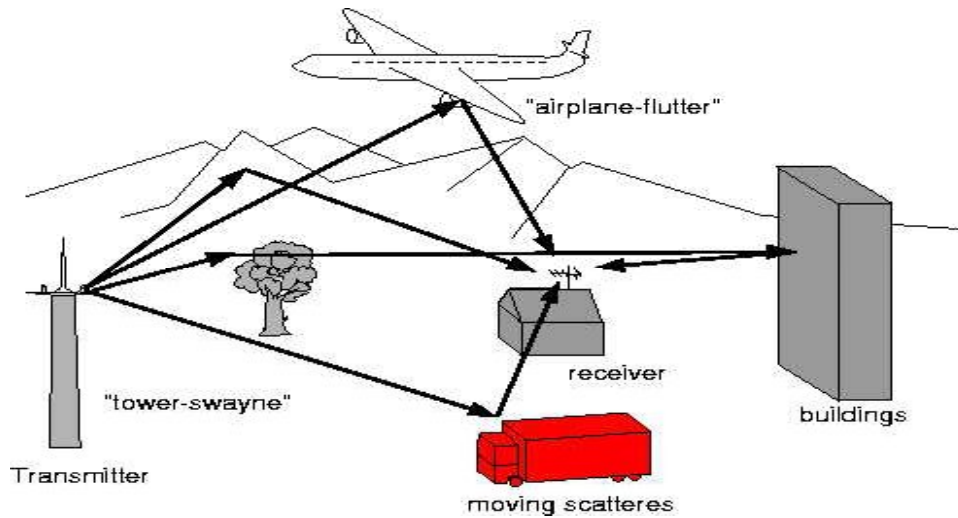


Figure 1.1: Trajet multiple dans un canal radio.

Comme le passage du signal à sa destination prend plusieurs trajets avec un délai entre eux, donc au récepteur, on aura le symbole affecté par d'autres symboles en retard. Supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis n comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole n .

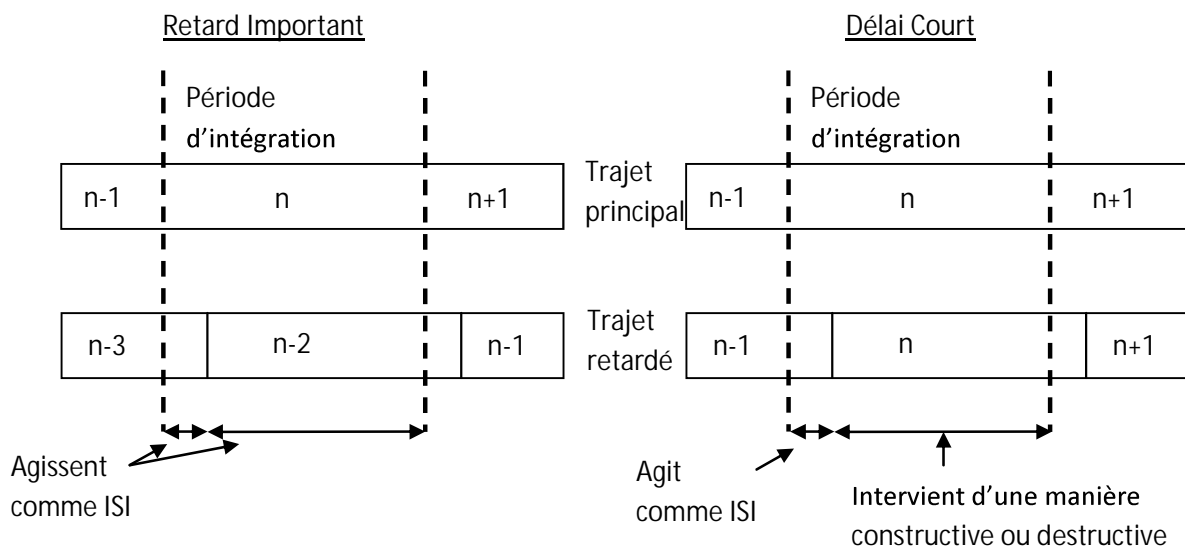


Figure 1.2 : Inter Symbole Interférence (ISI), causé par le délai du trajet [3]

Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole (Figure 1.2 gauche), le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symbole(s) précédent(s).

Un tel brouillage inter symbole (ISI) implique que le signal retardé ne peut avoir qu'un niveau très faible car ce dernier a subi trop d'atténuation (le niveau exact dépendant de la constellation utilisée et de la perte de marge de bruit acceptable).

Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole (Figure 1.2 droite), seule une partie du signal transmis sur ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

Il s'ensuit que pour répondre à un niveau non négligeable des signaux retardés, il faut réduire le débit de symboles pour que la gamme des retards (entre le premier trajet reçu et le dernier) ne représente qu'une partie minime de la période de symbole. Les informations susceptibles d'être acheminées par une porteuse unique sont dès lors limitées en cas de trajets multiples. Si une porteuse ne peut transporter le débit de symboles nécessaire, on arrive tout naturellement à diviser ce débit de données élevé en plusieurs flux parallèles de débit moins élevé, acheminés chacun par sa propre porteuse. Leur nombre peut être élevé. Il s'agit d'une forme de MRF (Multiplex par répartition en fréquence), première étape vers l'OFDM.

La fonction de transfert d'un canal résultant d'une propagation à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate, mais comporte des creux et des bossés dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante, et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est dit alors sélectif en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être récupérées grâce à un codage convolutif. On utilise des porteuses orthogonales qui présentent l'avantage de pouvoir retrouver leur phase et amplitude indépendamment les unes des autres.

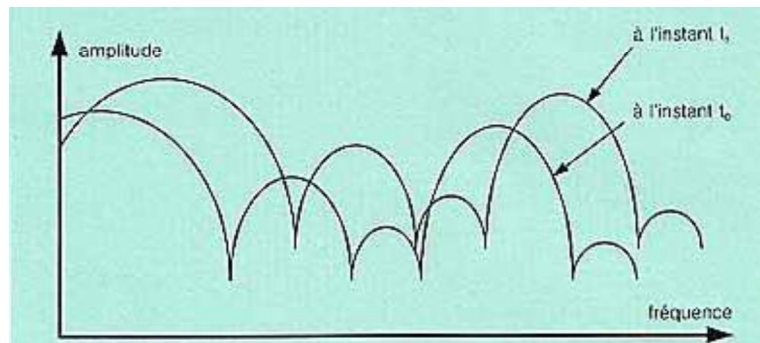


Figure1.3 : Réponse fréquentielle du canal radio [2]

D'autre part, lors du déplacement d'un récepteur dans le cas d'une réception mobile, plusieurs ondes parviennent au récepteur, ayant chacune un décalage de phase variable dans le temps. Cela engendre, sur le signal résultant, des variations permanentes dans l'amplitude du signal. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux s'appelle l'effet Doppler.

1.2. Les techniques de transmission numérique

1.2.1. FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)

L'accès multiple par division de fréquences repose sur un *multiplexage en fréquences* qui divise la bande de fréquences en plusieurs sous-bandes qui sont chacune placée sur une fréquence spécifique du canal (*porteuse* ou *carrier*). Chaque porteuse ne peut transporter que le signal d'un seul utilisateur. Cette méthode est essentiellement utilisée dans les réseaux analogiques. [4]

1.2.2. TDMA (*Time Division Multiple Access*)

L'accès multiple par division temporelle offre la totalité de la bande de fréquences à chaque utilisateur pendant une fraction de temps donnée (*slot* ou *intervalle*). L'émetteur de la station mobile stocke les informations avant de les transmettre sur le slot. Les différents slots sont regroupés sur une trame, le système offrant ainsi plusieurs voies de communication aux différents utilisateurs. La succession des slots dans les trames forme le canal physique de l'utilisateur. Le récepteur enregistre les informations à l'arrivée de chaque slot et reconstitue le signal à la vitesse du support de transmission. Cette méthode s'utilise principalement pour la transmission de signaux numériques. [4]

1.2.3. CDMA (*Code Division Multiple Access*)

La technique CDMA constitue une méthode d'accès où tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences simultanément et tout le temps. La technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code, ou séquence, unique qui détermine les fréquences et la puissance utilisées. Le signal contenant l'information de l'émetteur est modulé avec la séquence qui lui est attribuée, ensuite le récepteur recherche la séquence en question. En isolant toutes les séquences provenant des autres utilisateurs (qui apparaissent comme du bruit), le signal original de l'utilisateur peut alors être extrait. [4]

1.2.4. W-CDMA (*Wideband-Code Division Multiple Access*)

Il s'agit de la même technique que CDMA, en utilisant des canaux larges de 5 Mhz en UMTS. Le protocole WCDMA se base principalement sur le processus d'étalement du spectre à séquence directe DS-SS-CDMA (*Direct Sequence-CDMA*). Dans ce type d'étalement de spectre, le signal d'information est directement modulé par une séquence ou code appelé « code d'étalement ». [4]

1.3. Introduction à l'OFDM

L'OFDM est une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou la norme ADSL (Assymetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de communications.

1.3.1. Notion d'orthogonalité

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

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : il faut sûrement beaucoup de modulateurs/démodulateurs et de filtres. Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un

espacement rigoureusement régulier de $f_u = 1 / T_u$ entre les sous-porteuses, ou est la période (utile ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un ensemble orthogonal (Figure 1.4).

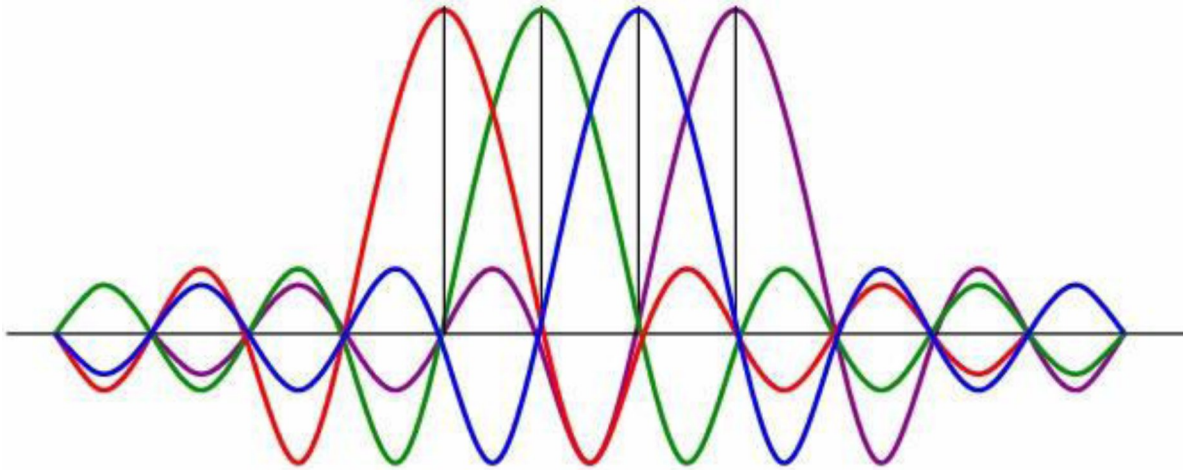


Figure 1.4: N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM. [1]

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{jk\omega_u t} \tag{1.4}$$

Avec $\omega_u = 2\pi/T_u$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité :

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \Psi_k(t) * \Psi_l(t) dt = 0, k \neq l \tag{1.5}$$

$$\tau = T_u, k = l$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\Psi_k(t)$, et les fonctions $\Psi_k(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

3.2. Schéma bloc d'un système OFDM

Ce schéma (Figure 1.5) représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission. On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite on a un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits.

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs FFT et IFFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales.

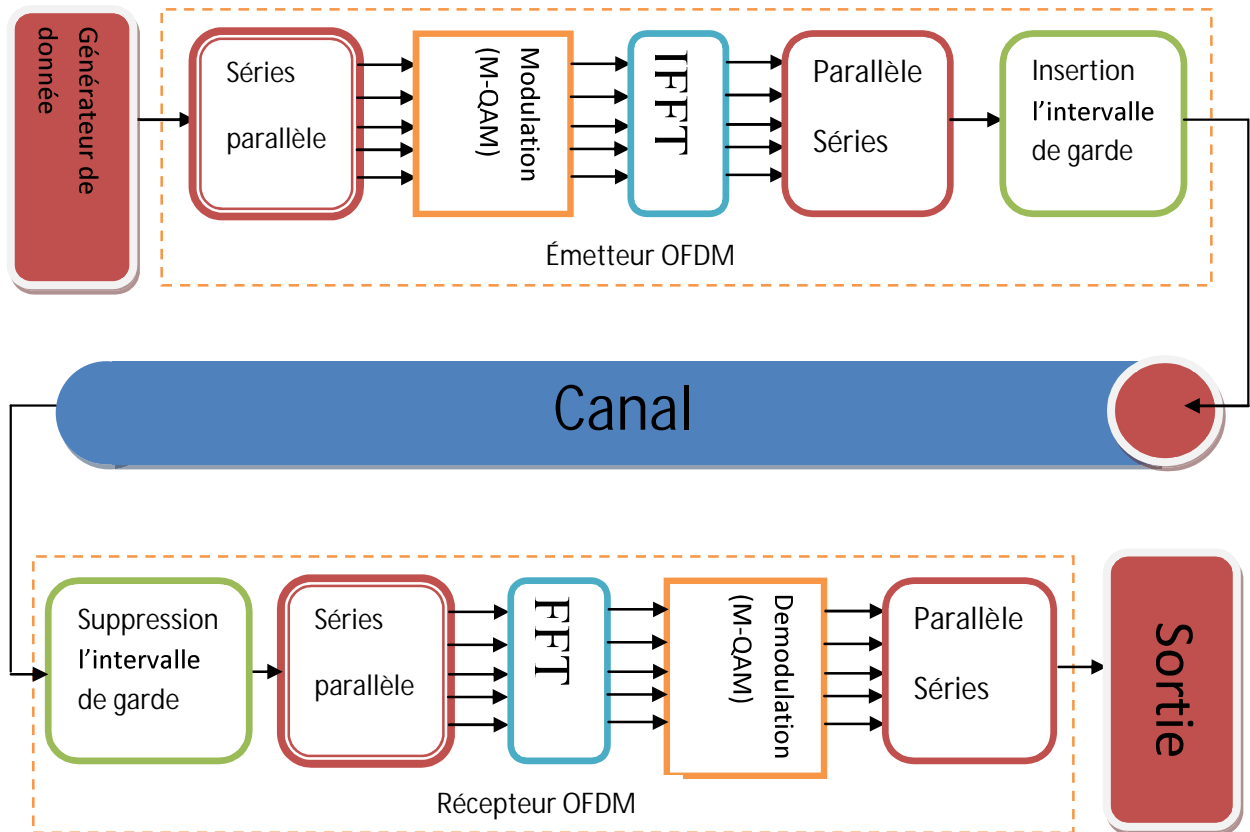


Figure1.5: Schéma bloc d'un système OFDM.

1.3.3. Description de l'OFDMA

Dans la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), chaque sous porteuse est exclusivement assignée à un seul utilisateur, éliminant de ce fait les Interférences Intra Cellulaires (ICI). Cela a pour conséquence directe un décodage facile de l'OFDMA par l'utilisateur. Une telle simplicité est particulièrement intéressante pour les opérations descendantes, lorsque la puissance de traitement est limitée par les terminaux

utilisateurs par exemple. On imagine aisément que la performance d'un canal secondaire alloué à un utilisateur sera différente de celle d'un autre utilisateur, puisque les qualités du canal y sont différentes, en fonction des conditions de propagation individuelles. Ceci veut dire qu'un canal qui a de mauvaises performances avec un utilisateur peut se révéler favorable à un autre. La technique OFDMA exploite cette caractéristique, du fait qu'elle permet d'allouer des canaux secondaires différents selon les utilisateurs dans une fenêtre temporelle à configuration variable pour la transmission d'un certain nombre de symboles OFDM.

En OFDMA, les sous porteuses sont regroupées en groupes appelés sous canaux mais de façon à ce que celle formant un même sous canal ne soient pas adjacentes. En sens descendant, un sous canal peut être alloué à différents utilisateurs. En sens montant, un utilisateur peut lui être alloué un ou plusieurs sous canaux. Les symboles OFDMA sont similaires à ceux de l'OFDM. Chaque symbole consiste en :

- Des sous porteuses de données (OFDM) pour transporter des données.
- Des sous porteuses pilotes servant comme référence de fréquences
- Des sous porteuses DC désignant la fréquence centrale
- Des sous porteuses de Garde pour éviter les interférences

Le Wimax supporte la sous canalisation en UL et DL. L'unité de ressource minimale fréquence temps de sous canalisation est d'un slot ce qui est équivalent à 48 sous porteuses. On distingue le mode sélectif en fréquence et appelé AMC (*Adaptive Modulation and Coding*) des modes dits de diversités qui utilisent uniformément la bande. Dans les modes de diversités, le mode PUSC (*Partial Usage of SubChannels*) permet, à l'opposé du FUSC (*Full Usage of SubChannels*), d'utiliser un facteur de réutilisation fréquentiel différent de 1. Pour faciliter les mesures physiques, des structures de sous porteuses adjacentes sont définies (tels que le *tile* en PUSC voie montante et le *bin* en AMC). En général, les modes de diversités présentent une bonne performance dans le cas des applications mobiles alors que le mode sélectif est plus adapté pour un environnement à faible mobilité ou fixe.

1.4. Les types de codage de canal

Le principe d'un codage de canal est d'ajouter une certaine redondance aux données afin de pouvoir, en cas d'erreur de transmission, détecter et corriger ces erreurs. Une certaine quantité d'information est ajoutée aux données de départ. Les algorithmes de codage de canal sont

nombreux, les choix du principe de codage de canal étaient soumis pour à un certain nombre de contraintes. [8]

1.4.1. Codes convolutifs

Les codes convolutifs sont des codes linéaires basés sur la convolution discrète. Chaque bloc de n éléments binaires en sortie du codeur dépend du bloc de k éléments binaires à l'entrée, mais également des m blocs précédents. Cet aspect confère aux codes convolutifs un effet mémoire d'ordre m . On définit la longueur de contrainte par la quantité $(m+1)$. Le décodage des codes convolutifs peut être fait à l'aide de structures en treillis. L'algorithme de Viterbi est l'exemple de décodeur en treillis le plus répandu. Suivant la taille du treillis (proportionnel à la longueur de contrainte), le décodage peut devenir très complexe. Les performances des codes convolutifs deviennent optimales quand m tend vers l'infini. [9]

1.4.2. Turbocodes

Les turbocodes ont été inventés au début des années 1990 par Claude Berrou et Alain Glavieux, chercheurs de l'ENST Bretagne. L'innovation du principe (turbo) consiste à améliorer le décodage par un procédé itératif permettant un affinage progressif du résultat. Les turbocodes utilisent le concept des codes produits : l'information est rangée dans une structure bidimensionnelle et est codée de deux manières différentes en parallèle. Suivant l'idée originale des turbocodes, il s'agit de deux codeurs convolutifs à faible longueur de contrainte, qui associés deviennent très puissants. Un entrelaceur pseudo-aléatoire de grande taille est utilisé entre les deux codeurs pour briser les groupes d'erreurs. Le décodeur travaille sur des échantillons réels, on parle de décodeur SISO (soft in, soft out). Ce décodeur à décision douce utilise en alternance (série) le code horizontal et le code vertical. Le second décodeur apporte des informations (appelées informations extrinsèques) qui sont susceptibles d'améliorer le travail du premier décodeur. Ainsi, à chaque nouvelle itération, les décodeurs utilisent les informations extrinsèques de l'itération précédente. C'est le principe (turbo) qui a donné son nom à la technologie (Turbo) et suivant lequel les informations échangées entre les décodeurs améliorent successivement la qualité du résultat. [9]

1.5. Modulation

1.5.1. Modulation d'amplitude

Pour bien distinguer les deux signaux, il faut que l'amplitude de l'un (signal principal) soit double à celle du deuxième (signal mineur) et qu'ils soient en phase au niveau du récepteur.

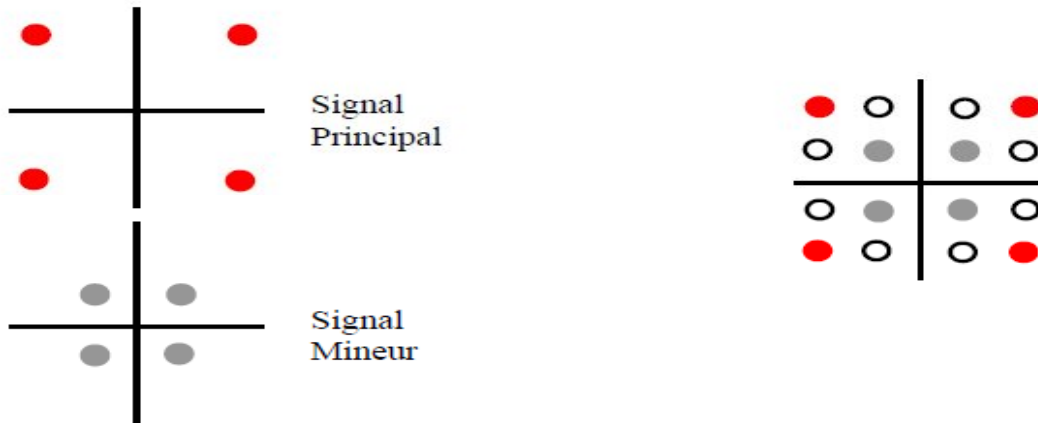


Figure 1.6 : Modulation d'amplitude

1.5.2. Modulation de phase

Chaque symbole d'une station donnée aura donc une phase additionnelle qui le diffère des autres symboles : des symboles, correspondant à deux stations terminales différentes et reçus avec des phases presque identiques, sont inséparables. Pour cela, on introduit, pour chaque symbole, une phase additionnelle choisie aléatoirement par l'émetteur de la station terminale (Figure 1.7). Cette technique est appelée **RPM** (*Random Phase Modulation*).

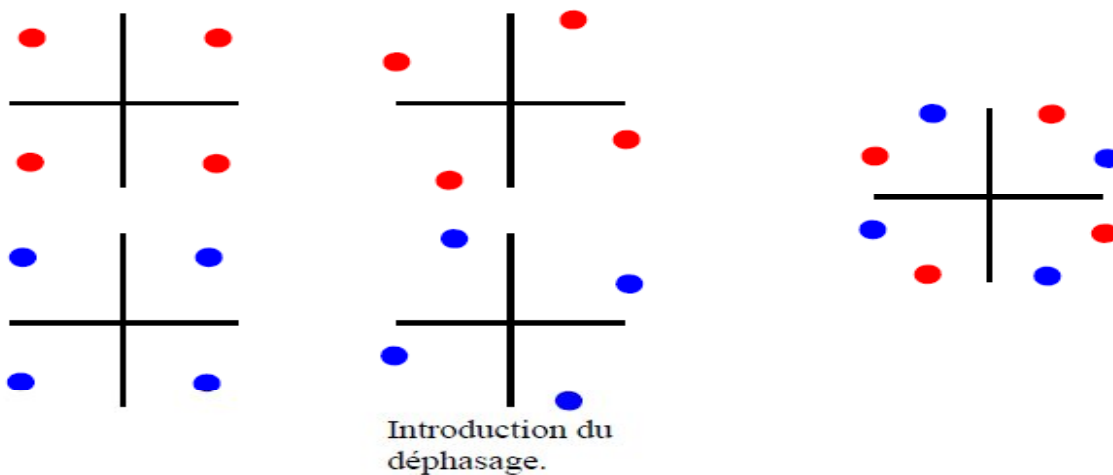


Figure1.7 : Modulation de phase.

1.6. Les méthodes d'allocation

1.6.1. Méthode d'allocation aléatoire

Le nombre des sous-porteuses dans un système de communication a augmenté et la demande d'un débit plus élevé persiste toujours. On va décrire un système OFDMA aléatoire basé sur le MC-FDMA (Multi Carrier FDMA), où chaque utilisateur sélectionne aléatoirement ses sous-porteuses.

1.6.1.1. Description du système aléatoire [5]

Dans un système OFDMA aléatoire, chaque utilisateur alloue aléatoirement un ensemble de n sous porteuses, cet ensemble diffère d'un utilisateur à un autre. A cause de cette sélection aléatoire, plusieurs utilisateurs peuvent choisir les mêmes sous-porteuses. Si deux utilisateurs actifs ou plus choisissent la même sous porteuse, alors cette dernière sera en collision et ne peut pas transmettre des données utiles (dans les cas où une sous porteuse ne peut pas être allouée à plus qu'un usager). Comme le nombre des utilisateurs utiles varie, alors le nombre des sous porteuses qui sont en collision varie encore, ce qui influe sur le débit de transmission des données. Ce système présente des avantages et des inconvénients :

Inconvénients :

- Le problème de la collision entre les sous-porteuses, une perte de capacité.
- La non-optimisation de l'utilisation des sous-porteuses.
- Ne respecte pas la QoS demandée : il n'assure pas le débit demandé.

Avantages :

- La non nécessité d'un protocole de signalisation pour l'allouement des sous-porteuses pour les usagers, car chaque utilisateur connaît ses sous-porteuses et la station de base connaît les sous-porteuses de chaque usager.
- L'unicité des ensembles des sous-porteuses choisies permet aux usagers de faire des simples Handover, car on a besoin de changer les sous-porteuses quand on change une cellule, chaque utilisateur peut se déplacer dans le système tout entier en utilisant ses sous-porteuses.

On considère un système OFDM qui comporte :

- N sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées, un utilisateur peut allouer n sous porteuses. Ce nombre n n'est pas fixe. Il dépend du débit et de la QoS de l'utilisateur considéré.

- K utilisateurs, le nombre des utilisateurs étant variable. Soit R_k ($k : 1 \dots K$) le débit du $k^{\text{ème}}$ utilisateur exprimé en Bits/seconde.
- R le débit total, on peut considérer que chaque sous-porteuse supporte un débit égal à R / N , par suite le débit pour un usager sera $n \cdot R / N$.

1.6.1.2. Nombre optimal de sous-porteuses par usager

Soit un système OFDM comportant N sous-porteuses. Chaque utilisateur utilise n sous-porteuses. Ce nombre n n'est pas fixe pour tous les utilisateurs. En effet, chaque utilisateur utilise un nombre de sous-porteuses qui convient avec sa capacité et la QoS attribuée. Le nombre d'utilisateurs est variable, il est désigné par K . Donc pour un débit total R , le débit qui correspond à une sous-porteuse est R/N et le débit d'un usager est $m_k \cdot R/N$ si les m_k sous-porteuses sont bien reçues.

Si on considère en plus que les usagers ont le même nombre de sous-porteuses m , la probabilité pour qu'un utilisateur sélectionne une sous-porteuse sera donnée par la formule :

$$p = \frac{m}{N} \quad (1.6)$$

La probabilité $P(i)$ pour que i utilisateurs choisissent la même sous-porteuse sera donc :

$$P(i) = c_{i-1}^{K-1} p^{i-1} (1-p)^{K-i} \quad (1.7)$$

On va déterminer maintenant le nombre optimal de sous-porteuses qui peuvent être allouées par un seul usager. On considère les deux cas suivants :

- Une sous-porteuse ne peut être allouée qu'à un seul usager.
- Une sous-porteuse peut être allouée à deux usagers.

1.6.1.3. Capacité par utilisateur et débit de transmission

On définit la capacité de l'utilisateur par la quantité d'information que l'utilisateur peut transmettre sur le canal radio en utilisant ses sous-porteuses. La capacité de l'utilisateur sera une fonction du nombre des sous-porteuses allouées, de la modulation utilisée sur chaque sous-porteuse, de la qualité de la sous-porteuse et bien sûr du nombre des utilisateurs actifs. La capacité totale sera :

$$C_{usager} = \sum_{i=1}^{m_k} C_{Sous-Porteuse}(i) \quad (1.8)$$

Donc pour avoir une capacité optimisée, il faut optimiser le nombre des sous-porteuses n pour chaque usager. Ayant la capacité de chaque utilisateur, le débit pour chacun sera calculé en divisant sa capacité par (la période du signal OFDM).

$$R = \frac{C_{\text{usager}}}{T_s} \tag{1.9}$$

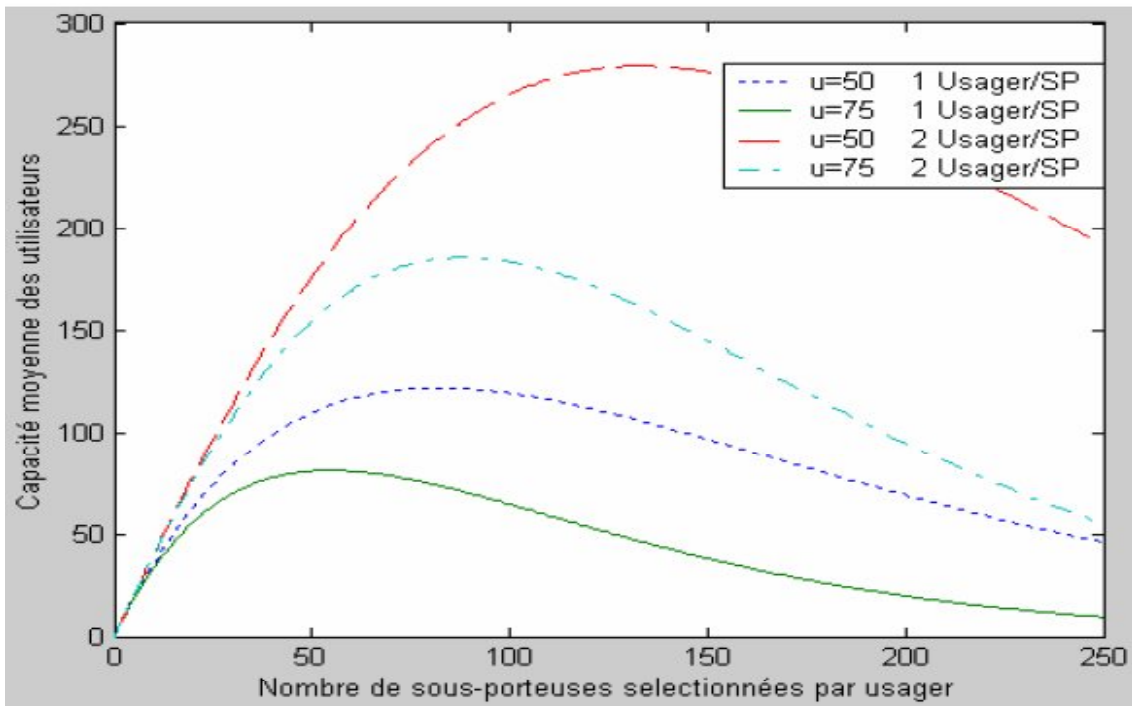


Figure 1.8 : Capacité moyenne des utilisateurs (Allocation aléatoire).

On considère, une modulation PSK-16, alors le nombre de bits par sous-porteuse sera égal à 4. La capacité moyenne par utilisateur pour un système où une sous-porteuse ne peut être allouée qu'à un seul usager, sera :

$$C = 4.m.\left(1 - \frac{m}{N}\right)^{K-1} \tag{1.10}$$

La capacité moyenne par utilisateur pour un système où une sous-porteuse peut être allouée à deux usagers, sera :

$$C = 4.m.\left(1 - \frac{m}{N}\right)^{K-1} \left[1 + (K - 2).\frac{m}{N}\right] \tag{1.11}$$

La Figure 1.8 représente la capacité des utilisateurs en fonction du nombre des sous porteuses allouées à chaque utilisateur. Cette figure montre que la capacité varie avec le nombre des sous-porteuses, la capacité de l'utilisateur croît jusqu'à atteindre un maximum, ce maximum correspond

en effet pour un nombre optimum de sous-porteuses. Quand m dépasse m_{op} , le nombre de collision commence à croître, ce qui réduit le nombre de sous-porteuses utiles de l'utilisateur, et conduit donc, à une réduction de la capacité.

Donc pour maximiser la capacité, le nombre de sous-porteuses allouées doit changer lorsque le nombre des utilisateurs actifs varie. Il y a lieu d'un simple mécanisme de contrôle géré par la station de base, qui transmet aux usagers le nombre total des utilisateurs actifs dans le système. Chaque utilisateur calcule alors le nombre optimum des sous-porteuses qu'il va sélectionner, ce qui augmente la performance du système. Ceci entre dans le cadre de la minimisation d'échange entre la station terminale et la base.

1.6.2. Méthode d'allocation adaptative

1.6.2.1. Introduction aux allocations adaptatives [6,7]

Si l'émetteur connaît les informations concernant le canal de transmission alors des améliorations significatives dans les performances du système peuvent être réalisées en utilisant une modulation adaptative. En particulier, les sous-porteuses avec un grand gain de canal sont modulées avec un ordre haut pour transmettre plus de bits/symbole OFDM, tandis que les sous-porteuses en deep fade sont modulées avec un ordre bas pour transmettre un ou bien zéro bits/symbole OFDM. Comme pour les différentes sous-porteuses l'état du canal varie, et comme le débit transmis sur les sous-porteuses varie aussi, alors la puissance doit changer avec les utilisateurs et les sous-porteuses.

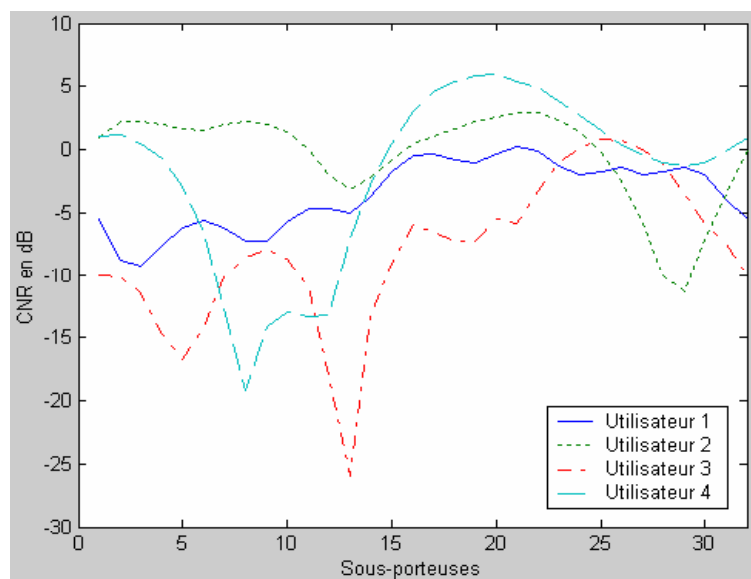


Figure 1.9 : Le gain du canal CNR pour 4 utilisateurs.

Il y a bien sûr des sous-porteuses qui présentent des creux dans leur réponse fréquentielle et ces sous-porteuses ne présentent pas une efficacité de point de vue puissance pour transmettre des bits. Dans un système multi-utilisateurs utilisant des schémas d'accès TDMA ou FDMA, chaque utilisateur alloue des intervalles de temps prédéterminés ou bien une bande de fréquence prédéterminée pour appliquer l'OFDM avec une modulation adaptative. Les sous-porteuses non utilisées, à cause de la modulation adaptative, durant ces intervalles de temps ou bien dans cette bande de fréquence sont perdues et ne sont pas utilisées par d'autres utilisateurs. Or les sous-porteuses qui sont en « deep fade » pour un utilisateur peuvent ne pas être en « deep fade » pour un autre utilisateur. En réalité, il est presque impossible qu'une sous-porteuse soit en « deep fade » pour tous les utilisateurs, car les paramètres du canal pour les utilisateurs sont indépendants des autres utilisateurs (par exemple la sous-porteuse 1 et 3 dans la figure 1.9). Ceci nous donne une motivation pour considérer une méthode d'allocation adaptative des sous-porteuses basée sur les informations du canal. Cette approche nous permet d'utiliser toutes les sous-porteuses d'une façon plus efficace car une sous-porteuse ne sera pas éliminée que si elle paraît en « deep fade » pour tous les utilisateurs. Considérons un schéma multi-utilisateurs d'allocation de sous-porteuses, de bits, et de la puissance où tous les utilisateurs peuvent transmettre sur tous les intervalles de temps. Le but est de minimiser la puissance totale transmise en allouant les sous-porteuses aux usagers et en déterminant le nombre de bits et la puissance sur chaque sous-porteuse en se basant sur l'information du canal qui se trouve dans l'émetteur. La station de base peut estimer les caractéristiques du canal pour tous les liens entre la station de base et les terminaux, tout en se basant sur le signal montant reçu. Il est clair qu'il y a un certain overhead dans la transmission car la station de base doit informer les terminaux des sous-porteuses allouées et du nombre de bits de chaque sous-porteuse. Mais cet overhead est relativement petit, si les caractéristiques des canaux varient d'une manière lente, et l'information sera transmise après plusieurs symboles OFDM.

1.6.2.2. Modèle du système adaptatif

On suppose qu'on a un système constitué de K utilisateurs. Soit le débit de K utilisateur. Dans l'émetteur, les données des K utilisateurs sont traitées par le bloc d'allocation des sous-porteuses et des bits pour faire les allocations nécessaires. On suppose que le gain du canal pour tous les utilisateurs sur toutes les sous-porteuses est connu par l'émetteur. En utilisant ces informations, l'émetteur utilise des algorithmes d'allocation de bits, de sous-porteuse, et de

puissance pour faire correspondre chaque sous-porteuse à l'utilisateur correspondant et pour déterminer le nombre de bits que chaque symbole OFDM va transmettre. Suivant le nombre de bits/symbole, le modulateur adaptatif choisit le schéma correspondant de modulation.

Soit $C_{k,n}$ le nombre de bits de l'utilisateur k sur la sous-porteuse n . Comme chaque sous-porteuse ne peut pas être allouée qu'à un seul utilisateur $C_{k,n}$ alors doit vérifier :

$$c_{k',n} \neq 0, c_{k,n} = 0 \quad \forall k \neq k'$$

$$c_{k,n} \in D, D = \{0,1, \dots, M\}$$

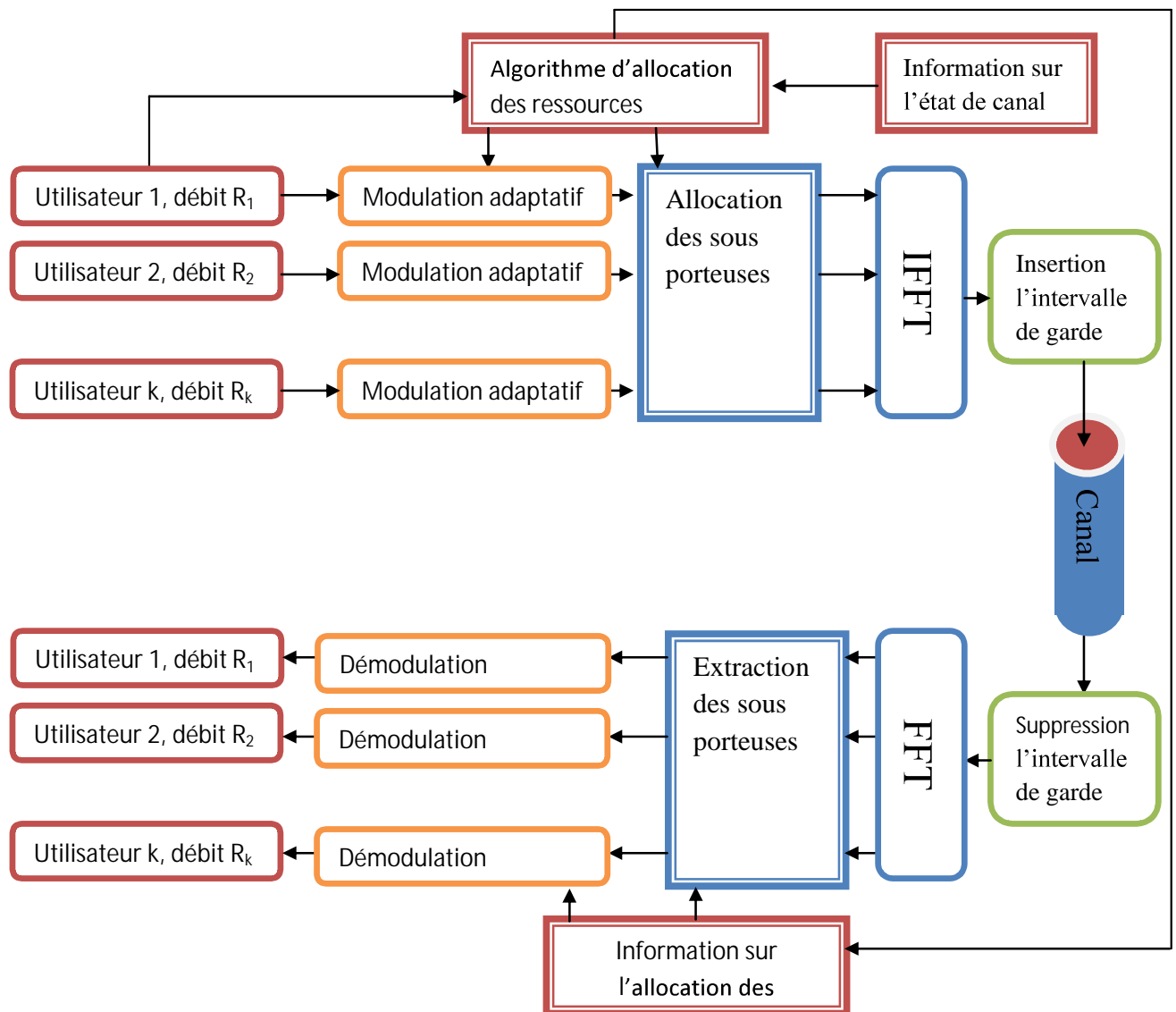


Figure 1.10 : Schéma bloc d'un système à allocation adaptatif des sous-porteuses

Le symbole à la sortie des modulateurs est transformé au domaine temporel en utilisant l'inverse de la transformée de Fourier (IFFT). Ensuite, un intervalle de garde est introduit pour assurer l'orthogonalité des sous-porteuses face aux problèmes de trajet multiple.

Puis le signal sera transmis par le canal. On suppose que les informations d'allocation des sous-porteuses et des bits sont envoyés à travers un canal séparé; le canal de contrôle. Au niveau du récepteur, l'intervalle de garde est enlevé pour éliminer les interférences entre les symboles (ISI). Le bloc de la transformée rapide de Fourier est utilisé pour avoir les symboles modulés (dans le domaine fréquentiel). Les informations d'allocation des bits sont utilisées pour configurer les démodulateurs tandis que celles d'allocation des sous-porteuses sont utilisées pour extraire les bits démodulés des sous-porteuses de l'utilisateur.

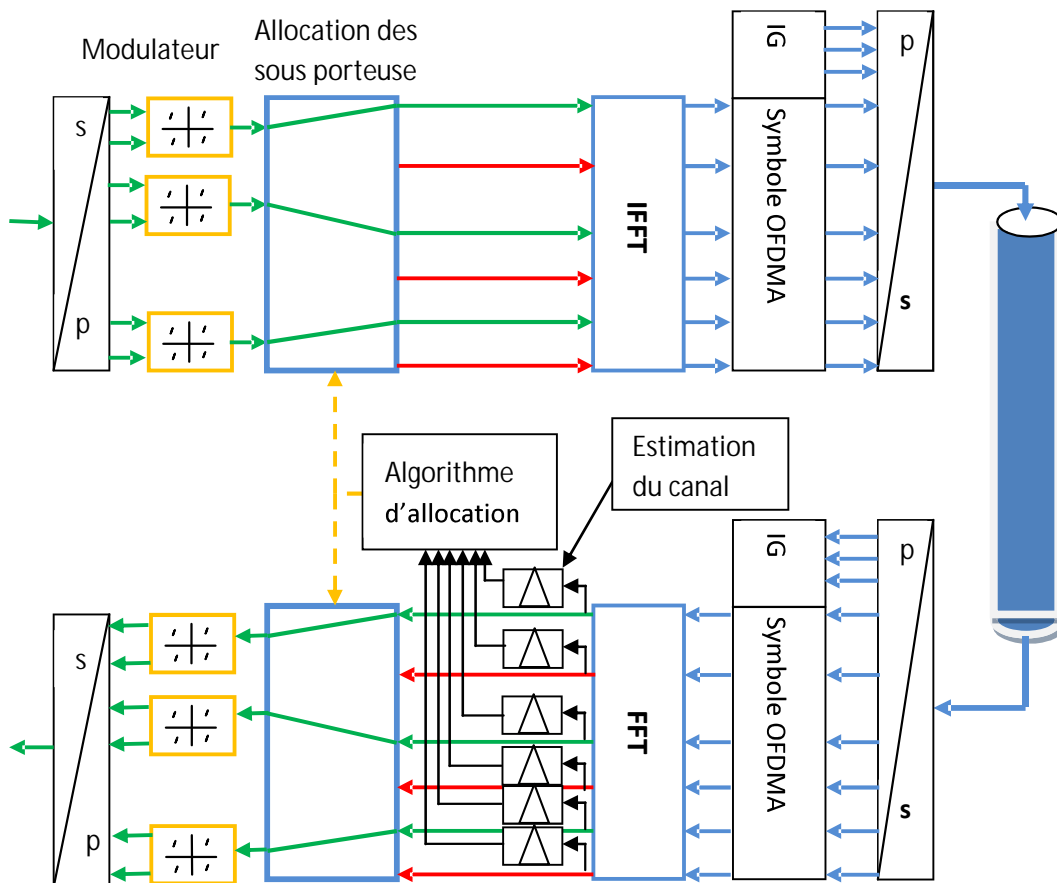


Figure 1.11 : Modèle d'un système OFDM à allocation adaptatif.

On sait que les différentes sous-porteuses vont avoir différentes réponses fréquentielles et par suite différents gains. On note H par le gain du canal pour l'utilisateur k sur la sous-porteuse n .

Et on entend par la fonction qui nous donne la puissance nécessaire reçue sur la sous-porteuse pour la bonne réception de c bits/symbole d'information quand le gain du canal est égal à l'unité. La fonction dépend de l'utilisateur et elle permet d'avoir différente qualité de service (QoS), codage et type de modulation. La puissance de transmission nécessaire pour obtenir la QoS demandée au récepteur, pour k^{eme} l'utilisateur et sur la n^{eme} sous-porteuse sera :

$$p_{k,n} = \frac{f_k(c_{k,n})}{|H_k(n)|^2} \quad (1.12)$$

En utilisant cette puissance, le récepteur peut démoduler le signal reçu à la sortie du bloc FFT et on aura la QoS désirée pour tous les utilisateurs.

Le but des algorithmes d'optimisation de l'allocation des bits et des sous-porteuses est de trouver la meilleure distribution $c_{k,n}$ en minimisant la puissance totale consommée, tout en respectant les contraintes sur le débit et la QoS demandée pour chaque utilisateur. Les contraintes sont spécifiées par la fonction $f_k(c)$ tels que :

- $f_k(0) = 0$ On n'a pas besoin d'énergie quand on n'a pas de transmission.
- $f_k(c + 1) - f_k(c)$ Est positive, la fonction $f_k(c)$ est croissante, ce qui signifie que la puissance demandée à transmettre un bit additionnel est plus grande dans le cas de nombre de bits élevé.

Mathématiquement, on peut formuler le problème de la façon suivante :

$$P_T^* = \min_{c_{k,n} \in D} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{f_k(c_{k,n})}{|H_k(n)|^2} \quad (1.13)$$

Cette minimisation doit vérifier les conditions suivantes :

$$R_k = \sum_{n=1}^N c_{k,n} , \quad \forall k \in \{1, \dots, K\} \quad (1.14)$$

$$c_{k',n} \neq 0, c_{k,n} = 0 \quad \forall k \neq k'$$

$$c_{k,n} \in D, \quad D = \{0, 1, \dots, M\}$$

Chapitre 2

Problèmes d'allocation des ressources

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les problèmes d'optimisation qui peuvent se poser lorsqu'on effectue l'allocation dynamique de ressources sur la voie descendante en OFDMA. Il s'agit principalement de répartir les sous porteuses et la puissance disponible entre U utilisateurs. On considère que chaque utilisateur a toujours des données à transmettre. Les utilisateurs sont caractérisés par le niveau de leur gain de parcours. Le bruit subit dans la bande est blanc. Nous utilisons le CgNR (*Channel gain to Noise Ratio*) ou le CgINR (*Channel gain to Interference and Noise Ratio*) pour caractériser la qualité des sous porteuses, pour chaque utilisateur. L'ensemble des CgNR $\{\varphi_{u,n}\}$ $1 \leq u \leq U, 1 \leq n \leq N$ est supposé parfaitement connu lors de l'allocation des ressources.

En pratique la connaissance de l'état du canal sur la voie descendante peut être obtenue de la station de base grâce à des canaux logiques de type CQICH (*Channel Quality Indicator Channel*); les utilisateurs y transmettent leurs mesures de la voie descendante. Les contraintes du problème d'optimisation s'expriment pour chaque utilisateur u en terme de débit minimal à satisfaire r_u° . Pour une sous porteuse n , le SINR (*Signal to Interference and Noise Ratio*) final dépend de l'attribution de sous porteuses et de l'allocation de puissance.

L'objectif du problème d'optimisation peut être de minimiser la puissance transmise, de maximiser le débit total des utilisateurs, d'optimiser une équité (par exemple maximiser le débit minimum parmi les utilisateurs) ou de minimiser le nombre d'utilisateurs qui n'atteignent par leur débit minimal (r_u°).

2.2. Problèmes d'optimisation avec contraintes en OFDMA

Le premier type de problème c'est MA (*Margin Adaptive optimization*) cherche à minimiser la puissance transmise tandis que le second problème c'est RA (*Rate Adaptive optimization*) entend maximiser le débit global des utilisateurs. Dans ces deux types de problème, il y a généralement une contrainte sur les débits individuels. En l'absence de cette contrainte, la résolution analytique devient aisée.

2.2.1. Minimiser la puissance émise (problème MA)

Un objectif pour garantir un débit minimal $r_{u,b}^\circ$ a tous les utilisateurs ($1 \leq u \leq U, 1 \leq b \leq B$), tout en minimisant la puissance totale émise est :

$$P_T(r) = \sum_{b=1}^B \sum_{u=1}^U P_{u,b}(r_{u,b}) \quad (2.1)$$

On écrit :

$\min_r P_T(r)$ avec $r \geq r^\circ$ ou $r = (r_{1,1}, \dots, r_{u,b}, \dots, r_{U,B})$ et $r^\circ = (r_{1,1}^\circ, \dots, r_{u,b}^\circ, \dots, r_{U,B}^\circ)$

Ce problème est connu sous le nom de *Margin Adaptive optimization* (MA).

2.2.2. Maximiser le débit (problème RA)

Un autre objectif peut être de maximiser le débit total des utilisateurs avec comme contraintes un budget de puissance fixe et éventuellement des débits minimaux $r_{u,b}^\circ$ pour chaque utilisateur u . L'expression du problème est alors :

$$\max \sum_{b=1}^B \sum_{u=1}^U r_{u,b} \quad (2.2)$$

Avec $P(b)T < PT, \max, 1 < b < B(1)$ et $r \geq r^\circ$

Ce problème est connu sous le nom de *Rate Adaptive optimization* (RA). Par rapport au problème MA, le budget de puissance PT, \max est une entrée supplémentaire du problème (en plus de r° et $\{G(n)_{b,u}\} 1 \leq b \leq B, 1 \leq u \leq U, 1 \leq n \leq N$). La contrainte $r \geq r^\circ$ peut ne pas être considérée. Le problème RA en est alors grandement simplifié. La contrainte $r \geq r^\circ$ peut exprimer une proportionnalité entre les débits finaux des utilisateurs [6]. Quelle que soit sa forme, la présence de la contrainte $r \geq r^\circ$ baisse le débit global pour pouvoir garantir un débit minimal aux utilisateurs qui ont de mauvaises conditions radio.

2.2.3. Optimiser « l'équité »

Lorsqu'on cherche à réaliser une équité entre les utilisateurs, on peut penser à l'équité en bande qui consiste à attribuer aux utilisateurs une quantité égale de ressources fréquentielles. Etant donnée la disparité des conditions radio des utilisateurs, ce type d'équité 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. En MA, une équité en débit peut se traduire par $r_{u,b}^\circ = r^\circ$ pour tout u et b dans la contrainte sur le vecteur de débit. En RA, on peut de même fixer un débit commun $r_{u,b}^\circ = r^\circ$ pour tout u et b dans la contrainte $r \geq r^\circ$. On peut ensuite chercher le plus grand débit commun réalisable : on qualifiera cette recherche de meta-problème RA. Pour réaliser, en

RA, une équité *totale* en débit, on peut maximiser le plus faible débit parmi les utilisateurs. Cela revient à résoudre le problème suivant [13] : $\max_A (\min_u (r_u, A))$ avec $PT < PT, \max$ ou A est une instance d'allocation en sous porteuses et puissance.

2.2.4. Minimiser « l'outage »

Pour garantir un débit minimal aux utilisateurs, un critère d'optimisation peut être de minimiser le nombre d'utilisateurs insatisfaits. Un utilisateur insatisfait est un utilisateur qui n'atteint pas le débit minimal $r_{u,b}^o$; cela constitue un *outage*. On appelle probabilité d'échec (ou d'*outage*) le rapport entre le nombre d'utilisateurs qui n'atteignent pas leur débit minimal et le nombre d'utilisateurs total. Ce calcul peut être effectué par le biais de *snapshots* de l'état du canal. La probabilité d'échec peut être globale ou calculée par cellule.

2.3. Classification des algorithmes

Un problème majeur des algorithmes concerne leur temps d'exécution, ce dernier permet d'évaluer leur complexité. Sans simplifications préalables, les problèmes d'affectation conjointe (optimale) de sous porteuses et de puissance avec contraintes sont réputés difficiles.

Un autre problème majeur concerne l'efficacité des algorithmes, c'est à dire leur écart avec la solution optimale.

La littérature aborde ces deux problèmes en tentant d'attribuer les ressources de façon pertinente et cela en faisant face, en temps réel, aux variations du canal.

Nous proposons une classification des algorithmes heuristiques qui exploitent la diversité multiutilisateur dans la littérature. Cette classification est commune aux différents types d'optimisation. Nous avons répertorié deux façons d'aborder le problème général d'optimisation.

2.3.1. Deux approches : points communs et différences

Les deux approches que nous avons rencontrées sont résumées dans la Figure. 2.1.

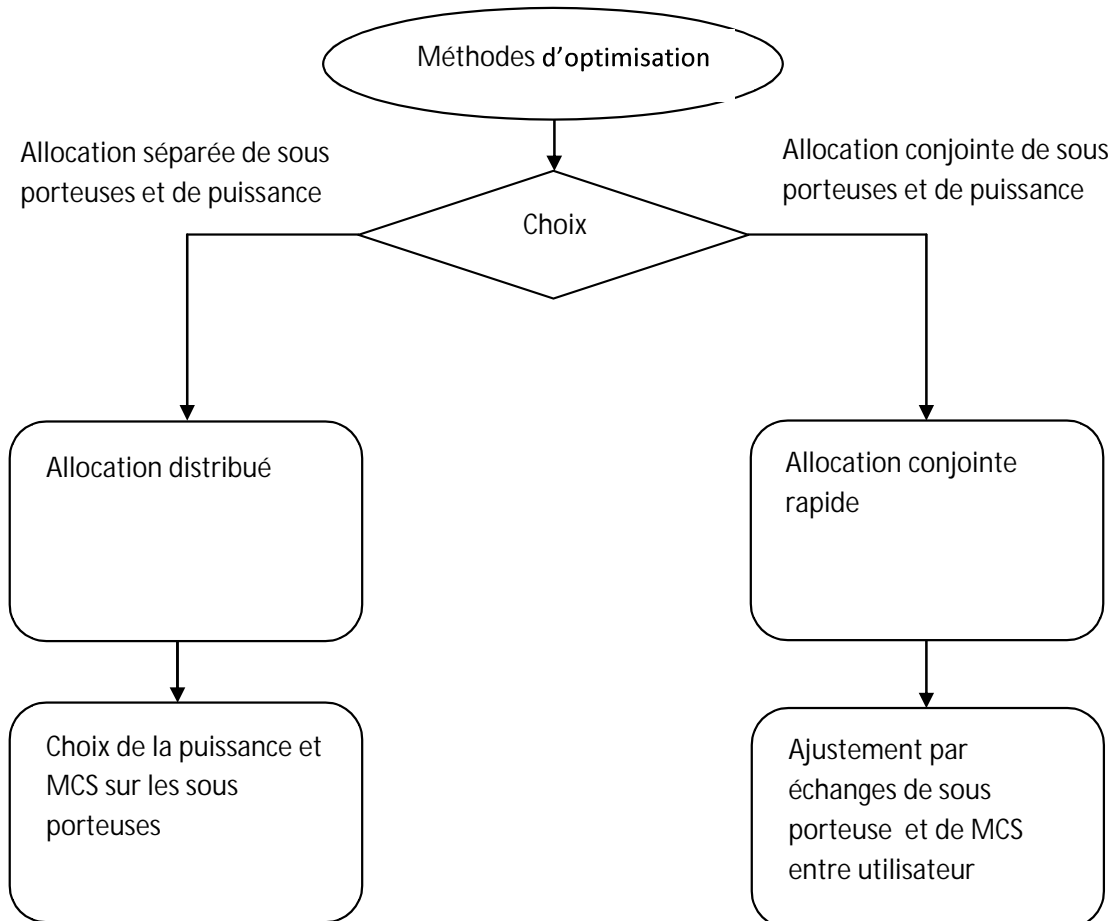


Figure 2.1 : Structures des algorithmes d'allocation des ressources

Allocation distribuée : considère séparément l'attribution des sous porteuses et l'allocation de la puissance (et/ou des MCS). Deux étapes en découlent naturellement : la première étape réalise l'attribution des sous porteuses et la deuxième étape effectue l'allocation de la puissance (et/ou des MCS).

Allocation conjointe : réalise de façon conjointe l'attribution des sous porteuses et l'allocation de la puissance (et/ou des MCS). Cependant, on y distingue aussi deux étapes. La première étape est une allocation conjointe rapide et la deuxième étape réalise des échanges de sous porteuses entre

utilisateurs pour améliorer un critère qui dépend du type d'optimisation. La plupart des algorithmes (tous types d'optimisation confondus) que nous avons rencontrés sont de type distribué. Tous les algorithmes de type conjointe que nous avons rencontrés résolvent un problème MA. La différence entre les deux méthodes est que dans la conjointe, l'étape 2 est facultative. Rappelons qu'à cause du contexte cellulaire, cette étape n'est effectuée que si le temps de cohérence du canal est suffisamment grand. Dans l'allocation distribuée, l'étape 2 ne peut être ignorée. Dans les deux méthodes, l'étape 1 a pour point commun d'attribuer les sous porteuses. De plus, l'étape 1 comporte deux branches dans les deux méthodes d'allocation. Dans la tâche imbriquée, il n'y a pas de connaissance à priori du nombre de sous porteuses par utilisateur. Dans la tâche distincte, une première tâche doit évaluer le nombre de sous porteuses par utilisateur avant de poursuivre. Nous appelons *allocation de bande* le calcul du nombre de sous porteuses par utilisateur.

2.3.2. Allocation séparée

On appelle *attribution de sous porteuses* l'ensemble de l'étape 1 qui est constituée de *l'allocation de bande* et de *l'affectation de sous porteuses* ; que ces deux tâches soient imbriquées ou séparées. La figure 2.2 détaille l'attribution de sous porteuses (étape 1) dans le cas d'Allocation séparée qui est la plus répandue.

Lorsque l'allocation de bande est séparée de l'affectation de sous porteuses, on note N_u le nombre de sous porteuses nécessaires pour chaque utilisateur u ; ce nombre dépend du débit minimal r^o_u à satisfaire et des CgNR. On parlera d'*estimation souple* lorsque $\sum_{u=1}^N N_u \leq N$ et d'*estimation rigide* lorsque $\sum_{u=1}^N N_u = N$.

Dans l'affectation de sous porteuses, on note Ω_u l'ensemble des sous porteuses affectées à l'utilisateur u .

A la fin de l'affectation de sous porteuses, les ensembles Ω_u vérifient $|\Omega_u| = N_u$. En cas d'estimation souple, l'affectation continue (au-delà de $|\Omega_u| = N_u$ pour tout u) jusqu'à l'utilisation de toutes les sous porteuses.

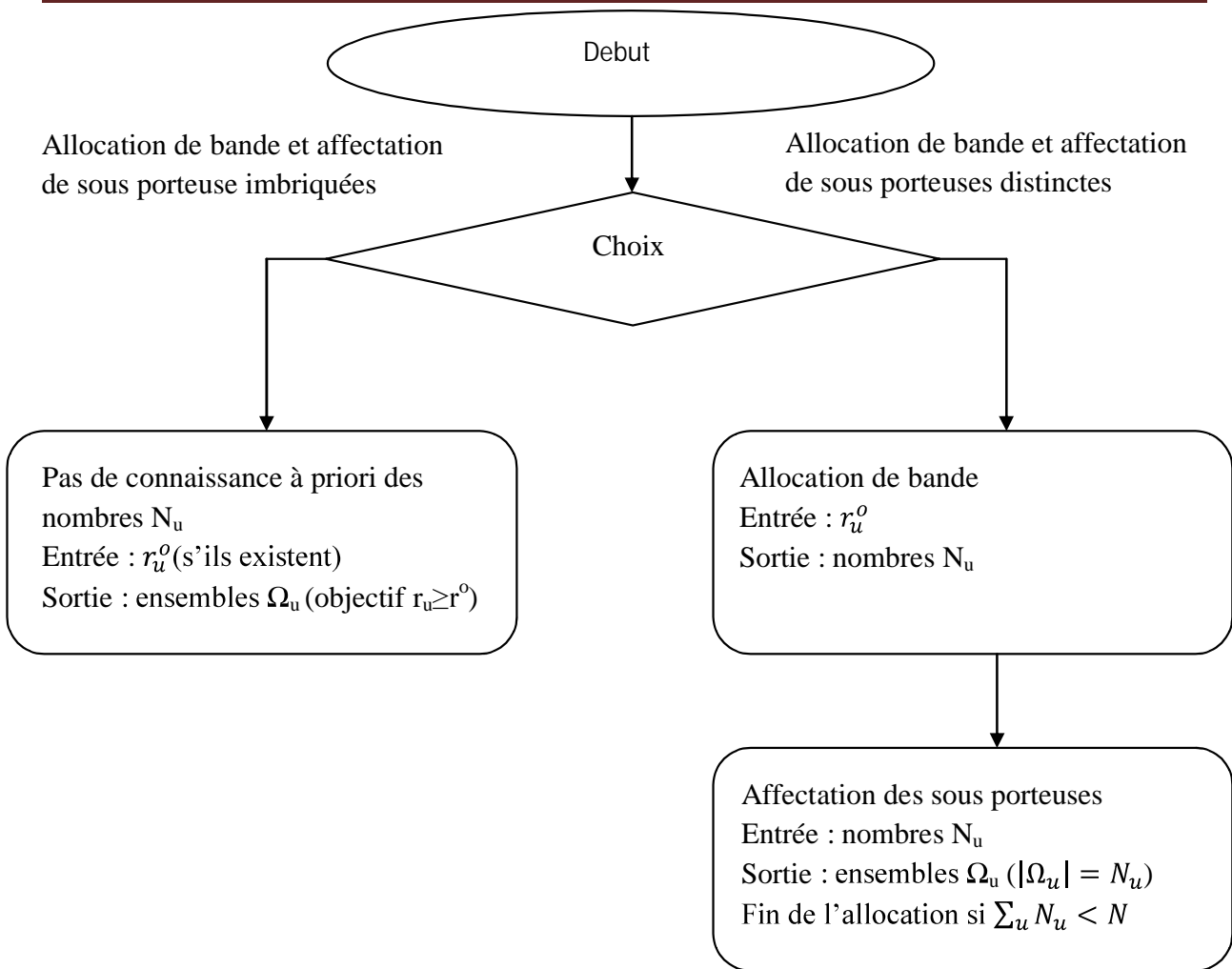


Figure 2.2 : Détail sur l'attribution de sous porteuses

2.4. Optimalités

2.4.1. Optimalité globale

Dans le cas du problème RA sans contraintes sur les débits individuels, la solution optimale a été établie en séparant attribution de sous porteuses et allocation de puissance. Il est montré que chaque sous porteuse doit être attribuée à son meilleur utilisateur et que l'allocation de puissance sur les sous porteuses d'un utilisateur doit être réalisée par le *waterfilling*. [11]

Dans le cas des problèmes MA et RA avec contraintes sur les débits individuels, le problème peut être exprimé sous une forme linéaire [14] et résolu de façon optimale par la programmation entière (résolution conjointe). Une autre technique consiste à rendre le problème convexe en relâchant la contrainte sur le partage des sous porteuses dans le temps [15].

2.4.2. Optimalité des étapes

Dans le cas des problèmes MA et RA avec des contraintes sur les débits individuels, la résolution optimale n'est pas évidente. La plupart des auteurs sépare l'attribution de sous porteuses et l'allocation de puissance.

Lorsque l'allocation de bande et l'affectation des sous porteuses sont séparées Figure 2.2, l'affectation de sous porteuses peut être résolue de façon optimale par l'algorithme Hongrois. Cet algorithme considère l'allocation de N sous porteuses à U utilisateurs; chaque allocation est associée à un cout. Grace à une écriture matricielle, l'algorithme parvient à minimiser le cout global. Concernant l'affectation de sous porteuses, l'optimalité de l'algorithme Hongrois est relative l'ensemble $\{Nu\} 1 < u < U$ calcule pendant l'allocation de bande.

Une fois l'affectation de sous porteuses réalisée (ensembles $\{Nu\} 1 \leq u \leq U$), la solution optimale de l'allocation de puissance est soit le *waterfilling*, soit le *bit loading*. Cela dépend du type d'optimisation considéré.

Principe de l'algorithme de bit loading en MA :

Chaque utilisateur u est traité séparément. Sur chaque sous porteuse n de Nu , on calcule l'augmentation de puissance nécessaire pour transmettre le MCS immédiatement supérieur. Le nombre de bits $b_{u,n}$ est incrémenté sur la sous porteuse qui minimise l'augmentation de puissance transmise. Le procédé s'arrête lorsque la somme des bits $b_{u,n}$ des sous porteuses n de Nu atteint le débit cible r_u^o . [29]

Principe du waterfilling en RA :

Le *waterfilling* très utilisé en théorie de l'information a été redécouvert pour des applications pratiques. Il consiste à maximiser le débit en répartissant la puissance en fonction du CgNR du canal et d'un «niveau d'eau» qui dépend de la contrainte de puissance globale. Il est montré que la puissance sur n vaut $P_n(V) = (V - \varphi_n^{-1})^+$ ou V est le niveau d'eau, φ_n est le CgNR de la sous porteuse n et $x^+ = 0$ si $x < 0$. Finalement, plus le CgNR d'une sous porteuse est élevé (φ_n^{-1} est faible), plus elle recevra de puissance (Figure 2.3). Dans le cadre multiutilisateur, le *waterfilling* peut être appliqué pour chaque utilisateur u sur l'ensemble Ωu qui lui est attribué. [29]

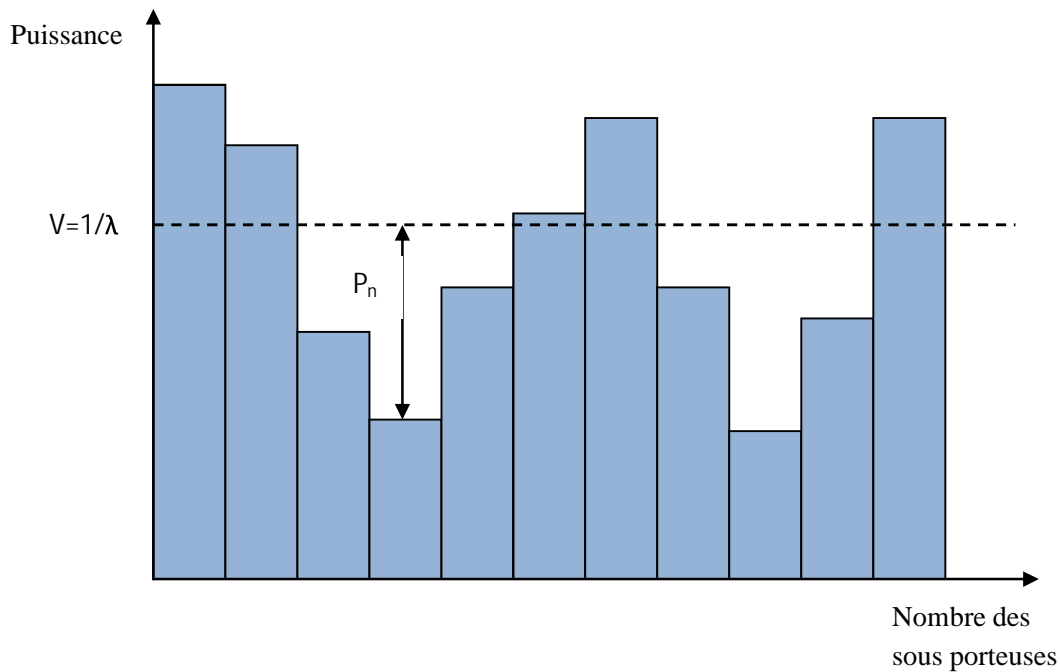


Figure 2.3: Répartition de puissance dans le waterfilling [29]

2.4.3. Synthèse sur les cas d'optimalité

L'allocation de ressources dans le cas général est réputé NP-complet. Différentes répartitions $\{Nu\} 1 < u < U$ engendrent des ensembles Nu différents. Ces derniers créent des allocations de puissance différentes. On voit que le problème est très sensible à l'allocation de bande. Lorsque le canal est plat, un utilisateur voit toutes les sous porteuses avec le même CgNR. L'attribution de sous porteuses se réduit à l'allocation de bande. On peut dans ce cas trouver une solution optimale à l'allocation de bande, c'est à dire la répartition $\{Nu\} 1 < u < U$ qui maximise le débit (ou minimise la puissance). Lorsque le canal est sélectif en fréquence, on ne peut qu'évaluer la répartition $\{Nu\} 1 < u < U$.

		Problème RA sans débits minimaux	Problème MA ou RA avec débits minimaux
séparée	Attribution de sous porteuses	Affecter chaque sous porteuse au meilleur U	Tache 1: pas de solution op Tache2:algorithme hongrois
	Choix de la puissance	<i>waterfilling</i>	<i>Waterfilling</i> ou <i>bit loding</i>
	Optimalité globale	oui	non
Conjointe		Programmation entière	

Tableau 2.1 : résumé sur l'optimalité des algorithmes

2.5. Principaux algorithmes

Nous nous présentons ici les principales heuristiques que nous avons rencontrées, tous types d'optimisation confondus, en fonction de la classification. Bien que notre contribution ne porte que sur un problème RA, la description des mécanismes MA est utile pour avoir une compréhension globale de l'allocation de ressources en OFDMA. Dans tous les algorithmes la station de base utilise la connaissance des CgNR pour l'affectation des ressources.

Simplification fréquente de l'allocation de puissance en RA:

Nous nous intéressons particulièrement au problème RA avec débits minimaux. En RA, les auteurs de [11] montrent que le fait d'appliquer une puissance uniforme sur les sous porteuses ne dégradé pas beaucoup les performances par rapport à la solution optimale du *waterfilling*. Plusieurs travaux ont utilisé ce résultat. Cela simplifie non seulement l'étape d'allocation de puissance mais aussi l'étape d'attribution de sous porteuses en fournissant une connaissance des SNR. Dans notre contribution, nous utilisons aussi une allocation de puissance uniforme sur les sous porteuses. Nous nous intéressons principalement à l'attribution des sous porteuses, c'est pourquoi nous ne décrivons pas les contributions qui portent exclusivement sur l'allocation de puissance.

2.5.1. Attribution de sous porteuses dans la méthode séparée

Dans la méthode séparée, l'étape d'attribution de sous porteuses est suivie d'une étape d'allocation de puissance.

2.5.1.1. Affectation de sous porteuse imbriquée

Dans l'étape d'attribution de sous porteuses, l'imbriquée consiste à ne pas déterminer a priori le nombre de sous porteuses à affecter à un utilisateur (Figure 2.2). On rencontre souvent ce cas de figure en l'absence de contraintes sur le débit minimal des utilisateurs.

Problème opportuniste :

Le auteur de [11] tentent de maximiser le débit total sans imposer de contrainte de débit minimal. Il s'agit du problème opportuniste. La solution optimale consiste, comme on l'a vu, à attribuer chaque sous porteuse à celui qui y présente le meilleur CgNR. Le nombre de sous porteuses par utilisateur n'est pas calculé à priori et un utilisateur peut ne rien recevoir. L'opposé du problème opportuniste est le problème d'équité en débit.

Problème d'équité en débit :

Dans [13], les auteurs tentent de maximiser le plus faible débit parmi les utilisateurs. Ce problème est appelé problème d'équité en débit ou *problème «maxmin»*. Les auteurs proposent un algorithme heuristique, initialisé en affectant à chaque utilisateur la sous porteuse sur laquelle il a le meilleur CgNR (l'ordre des utilisateurs est arbitraire). La répartition de puissance est uniforme sur les sous porteuses. Les débits r_u sont calculés en utilisant la formule de Shannon. Puis, tant qu'il reste des sous porteuses, l'utilisateur de plus faible débit r_u reçoit sa meilleure sous porteuse (dans l'ensemble H des sous porteuses disponibles) ; les débits r_u sont ensuite actualisés. La métrique de l'utilisateur u n'est pas le débit r_u mais la somme des $|g_{u,n}|^2$ sur Ωu .

Problème RA avec débits minimaux :

Ci-après, nous décrivons les travaux [17] et [18]. Contrairement à notre contribution, l'allocation de bande et l'affectation de sous porteuses y sont imbriquées.

Dans [17], l'utilisateur v qui reçoit une sous porteuse supplémentaire est le plus éloigné de son débit minimal ($\underset{1 \leq u \leq U}{v = \arg \min} (\sum_{n \in \Omega} r_{u,n}) / r_u^o$ ou $r_{u,n}$ est le débit réalisé sur la sous porteuse n de Ωu et r_u^o est le débit minimal à atteindre). Puis la meilleure sous porteuse m de l'utilisateur v (parmi l'ensemble H des sous porteuses disponibles) lui est affectée. Si plusieurs sous porteuses permettent à l'utilisateur v d'atteindre son débit le plus élevé, on note ce sous ensemble H_v . Dans ce cas, la BS affecte à l'utilisateur u la sous porteuse qui vérifie *min*. L'algorithme s'arrête quand l'ensemble H des sous porteuses disponibles est vide.

L'auteur de [18], dans une première phase, détermine l'ordre dans lequel les utilisateurs vont recevoir des sous porteuses grâce à leur débit moyen (sur une fenêtre temporelle). Dans une deuxième phase, chaque utilisateur u reçoit des sous porteuses jusqu'à satisfaction de son débit minimal. La sous porteuse m qui minimise $|r_u + r_{u,n} - r_u^o|$ (parmi l'ensemble H des sous porteuses disponibles) est affectée à l'utilisateur dont c'est le tour. Dans une dernière phase les sous porteuses restantes sont affectés, chaque utilisateur (toujours par ordre de priorité) reçoit sa meilleure sous porteuse.

2.5.1.2. Affectation de sous porteuse distincte

Pour réaliser l'attribution de sous porteuses, on effectue l'allocation de bande (tache 1 : déterminer le nombre de sous porteuses à affecter à un utilisateur), puis on affecte les sous

porteuses aux utilisateurs (tache 2). Nous n'avons rencontré ce cas de figure que lorsqu'il y a un débit minimal r_u° à atteindre pour chaque utilisateur u .

a) Tache 1: allocation de bande

Lorsque le MCS est unique, il y a une relation directe entre le débit minimal et le nombre de sous porteuses nécessaires pour réaliser un débit minimum [22], [23]. La tache 1 est alors simple et le résultat obtenu est exact.

En modulation adaptative (possibilité de plusieurs MCS), le lien est moins direct et des solutions plus ou moins élaborées sont proposées pour évaluer le nombre de sous porteuses par utilisateur. On parle d'*estimation rigide* lorsque la répartition $\{N_u\} 1 \leq u \leq U$ obtenue est utilisée sans modifications dans la tache 2 $\sum_{u=1}^N N_u = N$. C'est le cas dans [25] et [28]. D'autres auteurs utilisent une formule que l'on qualifiera d'*estimation souple* comme [12]. Dans ce cas $\sum_{u=1}^N N_u \leq N$, les nombres $\{N_u\} 1 \leq u \leq U$ peuvent augmenter dans la tache 2.

Estimation rigide en modulation adaptative

Le BABS (*Bandwidth Assignment Based on SNR*, [25], [28]), propose en MA utilise le vecteur des débits minimaux $r^\circ = (r_1^\circ, \dots, r_u^\circ, \dots, r_U^\circ)$ et le vecteur des CgNR moyens. L'hypothèse de travail est un canal plat : un utilisateur u voit toutes les sous porteuses avec le même CgNR. Il s'agit alors du CgNR moyen. Le nombre de sous porteuses d'un utilisateur est déterminé selon la routine ci-après.

Routine de réduction de puissance

Soit $i(u)$ le nombre de sous porteuses attribuée à l'utilisateur u à un stade donné. La boucle décrite ci-dessous porte sur le vecteur i . Les actions ci-après sont effectuées de façon itérative :

- pour chaque u , connaissant u , on calcule la puissance $P(i(u))$ nécessaire pour transmettre r_u° bits avec $i(u)$ sous porteuses,
- de même, on calcule la puissance $(P(i(u) + 1))$ nécessaire pour transmettre r_u° bits si l'utilisateur avait $i(u)+1$ sous porteuses,
- incrémenté $i(u)$ pour l'utilisateur qui vérifié le plus grand $\Delta(u) = P(i(u)) - P(i(u) + 1)$.
A chaque étape, on augmente donc le nombre de sous porteuses de l'utilisateur u qui réalise la plus grande économie de puissance. Le principe de réduction de puissance est aussi utilisé en RA.

Dans le BABS, R_{max} est le nombre de bits utiles maximal dans un MCS. Si à l'initialisation, le nombre total de sous porteuses dépasse N , les utilisateurs de plus faible débit minimal sont éliminés. La répartition $\{Nu\} 1 < u < U$ obtenue par le BABS est optimale lorsque le canal est plat.

Estimation souple en modulation adaptative

Certains auteurs proposent une estimation souple du nombre de sous porteuses, $i(u) = r_u^0 / R_{max}$ plutôt qu'un nombre rigide Nu déterminant le cardinal de Ω_u pendant la tâche 2. Dans [12], le problème comporte une contrainte proportionnelle (ou équité pondérée) sur le débit: le vecteur r doit vérifier pour tout couple d'utilisateurs (u, v) $r_u / r_v = \beta_u / \beta_v$ où le vecteur β est donné en entrée.

b) Tache 2 : affectation de sous porteuses

La tâche 2 affecte les sous porteuses avec les contraintes $|\Omega_u| = Nu$ pour tout utilisateur u (Figure. 2.2). Quand il s'agit d'une estimation souple, l'affectation continue jusqu'à l'utilisation de toutes les sous porteuses disponibles.

Solution optimale

On a vu que la solution optimale est obtenue par l'algorithme Hongrois par rapport à un ensemble $\{Nu\} 1 \leq u \leq U$ fixe (pour cet algorithme l'estimation doit être rigide). L'algorithme Hongrois est réputé lent pour une résolution temps réel. Plusieurs heuristiques sont proposées dans la littérature pour améliorer le temps d'exécution de la phase d'affectation de sous porteuses.

Approches sous optimales orientées utilisateurs

L'auteur de [27] traite un problème MA avec débits minimaux et estimation rigide des nombres $\{Nu\} 1 < u < U$. Les auteurs introduisent des variables *accessoires* nommées priorités. L'utilisateur qui a la plus grande priorité reçoit sa meilleure sous porteuse. Les priorités des utilisateurs sont mises à jour à chaque fois qu'un utilisateur reçoit une sous porteuse. La priorité initiale de chaque utilisateur est Nu / N . A chaque étape, la priorité de l'utilisateur u est la différence entre $N'u / (N u N'u)$ et sa priorité initiale, ou $N'u$ est le nombre de sous porteuses restant à lui attribuer.

Les auteurs de [16] traite un problème RA avec débits minimaux et estimation rigide des $\{Nu\} 1 < u < U$. Les auteurs attribuent la totalité des Nu meilleures sous porteuses de chaque utilisateur u quand celui-ci est pris en compte dans le processus d'affectation.

L'algorithme est appelé bDA (*basic Dynamic Assignment*). La puissance est uniforme sur les sous porteuses. Pour assurer une sorte d'équité entre les utilisateurs, les auteurs considèrent des cycles de plusieurs affectations. Tous les S symboles OFDM, chaque utilisateur voit sa priorité s'affaiblir exceptée la priorité la plus faible qui devient la priorité la plus forte.

Approches sous optimales orientées sous porteuses

Nous présentons maintenant les algorithmes ACG et ses dérivés. Le problème résolu est de type MA, avec débits minimaux et estimation rigide des $\{Nu\} 1 \leq u \leq U$. Le auteur de [25] propose l'algorithme ACG (*Amplitude Craving Greedy algorithm*). C'est un algorithme opportuniste dont le nombre de sous porteuses de chaque utilisateur est limité à Nu . A chaque étape une sous porteuse n est fixée, l'algorithme alloue la sous porteuse n à l'utilisateur qui a le meilleur CgNR et qui n'a pas encore atteint son nombre de sous porteuses Nu . L'algorithme s'arrête lorsqu'il n'y a plus de sous porteuses à attribuer. La principale limitation de cet algorithme est l'ordre de traitement des sous porteuses. Elles sont traitées par index croissant [25] ou dans un ordre aléatoire [28]. L'ordre de traitement a pourtant un impact sur les performances.

Une modification de l'ACG est proposée dans [26], les auteurs ordonnent les sous porteuses selon le CgNR minimum ($U_{min,n} = \min 1U_{u,n}$). On procède par $U_{min,n}$ croissants. Le principe d'affectation de l'ACG est conserve : allocation opportuniste en tenant compte de Nu . En affectant très tôt dans le déroulement de l'algorithme une sous porteuse de faible $U_{min,n}$ à son meilleur utilisateur, on amélioré l'utilisation de cette sous porteuse par rapport à l'ACG. L'algorithme est appelé «modified ACG».

L'algorithme ACG et ses dérivés sont proposés dans un contexte MA (avec débits minimaux), mais ils sont utilisables en RA (avec débits minimaux) pourvu que l'allocation de bande qui les précède soit effectuée dans un contexte RA. Notre contribution répondant à cette exigence, nous nous intéressons particulièrement aux performances des algorithmes ACG, «modified ACG» et «improved ACG».

Approches sous optimales mixtes (orientées utilisateurs puis sous porteuses)

Dans [21], le auteur traite un problème MA avec débits minimaux et estimation souple. Une première phase affecte aux utilisateurs u , dans un ordre arbitraire, leur meilleure sous porteuse $m(u)$. Une deuxième phase se déroule jusqu'à ce que chaque utilisateur reçoive r_u^o/R_{max} ou s porteuses. Le principe de réduction de puissance est généralisé, on pose $\Delta(u, n) = P(i(u), \Omega_u) - P(i(u) + 1, \Omega_u \cup \{n\})$. Il s'agit de la réduction de puissance obtenue si n est affectée à u . A chaque étape, l'utilisateur qui maximise $\Delta(u, m(u))$ se voit attribuer sa meilleure sous porteuse $m(u)$. Dans la dernière phase, chaque sous porteuse m restante est affectée à celui qui maximise $\Delta(u, m)$.

2.5.2. Allocation de puissance dans la méthode séparée

L'étape 2 de la méthode séparée n'est réalisée qu'une fois que les ensembles $\{\Omega_u\} 1 \leq u \leq U$ sont formés. L'étape 2 détermine le MCS ou le niveau de puissance sur chaque sous porteuse. Nous ne décrivons pas les différentes heuristiques proposées pour cette étape car elles sont complètement décorréliées de l'attribution des sous porteuses. Dans ce mémoire, nous nous intéressons principalement à l'attribution de sous porteuses car il a été montré qu'une répartition uniforme de puissance est presque aussi compétitive que le *waterfilling*.

2.5.3. Allocation conjointe de sous porteuses et de MCS

L'allocation conjointe de sous porteuses consiste à réaliser conjointement l'attribution de sous porteuses et le choix des MCS sur les sous porteuses. Les auteurs proposent des heuristiques pour éviter la résolution par programmation entière et améliorer ainsi le temps d'exécution. Toutes les heuristiques rencontrées sont MA.

La première étape, que l'on traite ici, réalise une affectation concernant à la fois les sous porteuses et le choix de MCS. Souvent, il existe une deuxième étape d'amélioration dont l'objectif est de réduire la puissance transmise. L'intérêt de cette étape est de pouvoir affiner l'allocation quand le temps de cohérence du canal le permet.

2.5.3.1. Les nombres de sous porteuses N_u ne sont pas connus à priori**Approche par résolution de conflits:**

Dans l'initialisation de [19], pour chaque utilisateur u la BS construit une liste des meilleures sous porteuses pour atteindre le débit r_u^o ; le nombre de bits $b_{u,n}$ prévu sur chacune d'entre elles est calculé par l'algorithme du *bit loading*. Les sous porteuses n'apparaissant que

dans une seule liste sont affectées ; les autres sous porteuses sont dites «conflictuelles» et sont traitées par CgNR moyen décroissant. Soit n une sous porteuse «conflictuelle», pour chaque utilisateur v en conflit, on calcule le cout1 en puissance $D_{v,n}$ s'il ne reçoit pas la sous porteuse n .

Allocation progressive du spectre :

Dans l'initialisation de l'algorithme de [20], chaque utilisateur u reçoit tour à tour la meilleure sous porteuse sur l'ensemble disponible; il y place son débit minimal de r_u^o bits. Ensuite, à chaque nouvelle allocation, la sous porteuse n et l'utilisateur u auquel elle sera affectée sont déterminés conjointement. Comme dans [21], l'utilisateur u qui maximise la réduction de puissance $\Delta(u, m(u))$ se voit attribuer sa meilleure sous porteuse $m(u)$. La différence avec [21] vient d'un calcul plus précis de $\Delta(u, m(u))$; de plus la répartition de bits sur le nouvel ensemble Ω_u est réalisée par une alternative au *bit loading* qu'on ne détaillera pas ici. Dans cet algorithme, les conflits sont automatiquement réglés car si deux utilisateurs ont la même meilleure sous porteuse, c'est celui qui maximise $\Delta(u, m(u))$ qui la reçoit. Dans [19] et [20], il n'y a pas d'étape d'amélioration de la puissance transmise.

2.5.3.2. Les nombres de sous porteuses N_u doivent être connus

Dans [22] et [23], un processus similaire est utilisé pour la phase d'allocation grossière (une fois les N_u connus). Il s'agit pour chaque utilisateur de classer les sous porteuses par CgNR décroissant [22] ou par puissance croissante en cas de MCS fixe [23]. L'ordre de traitement des utilisateurs est arbitraire. Soit une matrice $N \times U$, nommée \mathbf{A} , comportant des index de sous porteuses : $a_{n,u} \in \{1 \dots N\}$ avec $1 \leq n \leq N$ et $1 \leq u \leq U$. Pour chaque u , la colonne correspondante est ordonnée de la meilleure sous porteuse à la moins bonne. Chaque ligne n est parcourue de 1 à U : une sous porteuse disponible $a_{n,u}$ est affectée à u si N_u n'est pas atteint. Le premier utilisateur est privilégié par rapport au dernier : une même meilleure sous porteuse sera allouée au premier utilisateur plutôt qu'au dernier (à l'index 1 plutôt qu'à l'index U). Une fois la matrice parcourue ligne par ligne, une phase d'amélioration a pour objectif de minimiser la puissance émise en échangeant les sous porteuses entre les utilisateurs et, si le MCS n'est pas fixe, en modifiant les MCS sur les sous porteuses. A notre connaissance, l'initiateur du procédé d'échange de sous porteuses est [22], cette idée est ensuite reprise dans l'article [23] et dans la référence [24].

2.6. Conclusions

Nous avons réalisé une étude bibliographique sur l'allocation de ressources en OFDMA. Deux principaux problèmes, MA et RA. Le problème MA minimise la puissance totale transmise tandis que le problème RA maximise le débit global de la cellule.

Dans ces deux types de problèmes, l'optimisation conjointe en sous porteuses et en puissance est coûteuse en temps d'exécution. Cette optimisation est simplifiée lorsqu'on distingue l'attribution de sous porteuses et l'allocation de puissance. L'attribution de sous porteuses est souvent réalisée en deux tâches successives : l'allocation de largeur de bande et l'affectation spécifique des sous porteuses. Ces tâches, respectivement appelées tâche 1 et tâche 2, sont aussi bien considérées en MA qu'en RA.

Pour l'allocation de bande, il n'existe pas d'algorithme optimal dans le cas général (sélectivité en fréquence et modulation adaptative). Le nom de l'algorithme à retenir pour cette phase est le BABS [25], il a été proposé en MA.

Concernant la phase d'affectation de sous porteuses, on peut garder en mémoire l'algorithme ACG et ses algorithmes dérivés [25], [26]. Ces algorithmes proposés en MA peuvent être utilisés en RA pourvu qu'un algorithme soit proposé pour l'allocation de bande.

Dans les problèmes MA, certains auteurs réalisent l'attribution de sous porteuses et le choix des MCS de façon conjointe. Dans ce cas, ils considèrent une phase d'allocation grossière et une phase d'amélioration. Dans la phase d'amélioration, pour diminuer la puissance transmise, les sous porteuses peuvent être échangés entre deux utilisateurs distincts et les MCS peuvent être «échanges» sur les sous porteuses d'un utilisateur. Un algorithme que l'on peut retenir dans cette catégorie est la proposition de [22]. La classification que nous avons proposé est assez efficace comme on peut le voir dans les tableaux 2.1. La première classe les approches dans le contexte monocellulaire.

Enfin, on peut remarquer que, peu de références intéressantes ont été proposées en RA avec contraintes en débit minimaux (sans équité pondérée). Il n'existe pas d'algorithmes spécifiques pour l'allocation de bande (calcul du nombre de sous porteuses). Concernant l'affectation de sous porteuses, c'est en MA que l'on trouve des idées intéressantes sur la résolution de conflits [19], [20]. Une sous porteuse est attribuée sur un critère précis de coût et non d'après un choix arbitraire sur l'ordre des utilisateurs.

Chapitre 3

Sous canalisation en WiMAX

3.1. Objectifs du chapitre

L'objectif dans ce chapitre est de comprendre les principaux modes de sous canalisation proposes dans la norme IEEE 802.16e.

Le standard IEEE 802.16e définit des modes dits de sous canalisation: un sous canal est compose de sous porteuses issues de toute la bande fréquentielle. Il existe deux modes, mode sélectif en fréquence (AMC) et mode de diversité. Les modes de diversité sont définis pour utiliser la bande uniformément et moyenner les interférences entre les cellules.

3.2. Le standard WiMAX mobile

3.2.1. Généralités

Les réseaux WiMAX et WRAN sont caractérisés par de grandes cellules, de la taille d'une métropole dans le cas de WiMAX et d'une région dans celui de WRAN. L'objectif de ces réseaux est de couvrir des zones relativement peu peuplées à haut débit. Ces technologies ont en outre la particularité de permettre la mobilité.

Le rayon d'une cellule peut atteindre 50 km dans le cas métropolitain et 100 km dans le cas régional, mais avec des débits inférieurs à la normale. En outrepassant fortement les puissances admises par la réglementation, il serait possible de s'approcher des performances annoncées. En fait, les distances maximales admissibles sont de l'ordre de 10 et 30 km. Dans les zones plus fortement urbanisées, il est possible de diminuer la taille de la cellule en abaissant la puissance d'émission.

L'utilisation des réseaux métropolitains a démarré avec la BLR (boucle locale radio), laquelle n'a rencontré que peu de succès à cause de son coût élevé et de sa complexité de mise en œuvre. Le groupe de travail IEEE 802.16e a commencé son travail sur la normalisation de WiMAX en 2000 pour se stabiliser en décembre 2004. Cette stabilisation a permis à un assez grand nombre d'équipementiers de faire leur entrée sur ce secteur et de mettre sur le marché de premiers produits WiMAX en 2006. La version mobile du groupe de travail IEEE 802.16e s'est stabilisée en décembre 2005, et les premiers produits sont apparus en 2007.

Nous allons commencer par décrire le mode d'accès de la technologie WiMAX fixe puis mobile. Nous donnerons ensuite quelques informations sur les allocations des ressources concurrentes et terminerons par la sectorisation dans les réseaux cellulaires. [34]

La couche physique de WiMAX utilise la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), qui découpe les fréquences en sous-fréquences orthogonales afin que deux fréquences voisines puissent être utilisées sans interférence.

WiMAX demande une technique d'accès puisque l'antenne joue le rôle d'équipement commun à tous les clients. La solution retenue est de type OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). [34]

L'OFDMA est un mode d'accès obligatoire dans le 802.16e tandis qu'il est optionnel dans le 802.16 2004. En 802.16, les modulations possibles sont les modulations à mono porteuse et l'OFDM à 256 sous porteuses. L'OFDMA à 2048 sous porteuses est optionnelle. En 802.16e, la bande peut varier de 1.25 MHz à 20 MHz. La taille $NFFT$ de la FFT (*Fast Fourier Transform*) varie de manière à fixer l'espace inter-fréquence $\Delta f = 10.93$ kHz [32]. C'est le principe du SOFDMA : *Scalable OFDMA*.

Le standard supporte les modes duplex TDD (*Time Division Duplexing*) et FDD (*Frequency Division Duplexing*) et *half duplex* FDD. La *release* actuelle de certification des profils de 802.16e ne considère que le mode TDD. Le mode TDD permet de supporter des terminaux *half duplex*. D'autre part, il permet de gérer une asymétrie des trafics des voies montante et descendante. Enfin, pendant les procédés d'adaptation de lien, on peut faire l'hypothèse de la réciprocité du canal.

3.2.2. Quelques définitions

Chaque standard comporte sa propre terminologie, nous rappelons ici les principales définitions en 802.16.

Un mode de sous canalisation : (appelé aussi mode de permutation) est un ensemble de règles définissant la construction d'un sous canal.

Un slot : est une unité d'allocation minimale: un utilisateur reçoit au minimum un *slot*. Un *slot* est une parcelle ou un ensemble de parcelles dans le plan temps/ fréquence. La constitution du *slot* dépend du mode de sous canalisation.

Un burst : est un ensemble de *slots*.

Une region : est un groupe de sous canaux consécutifs (par leurs numéros logiques) sur un nombre de symboles OFDM consécutifs.

Un segment : est une sous division de l'ensemble des sous canaux disponibles. Lors d'un facteur de réutilisation fractionnel, les secteurs d'une cellule reçoivent des segments différents.

Une zone de permutation : est un ensemble de symboles OFDMA qui utilisent le même mode de sous canalisation.

3.2.3. Structure de la trame TDD

Une trame montante est séparée de la trame descendante précédente par un intervalle de temps appelé TTG (*Transmit Transition Gap*) ; elle est séparée de la trame descendante suivante par le RTG (*Receive Transition Gap*) (Figure. 3.1).

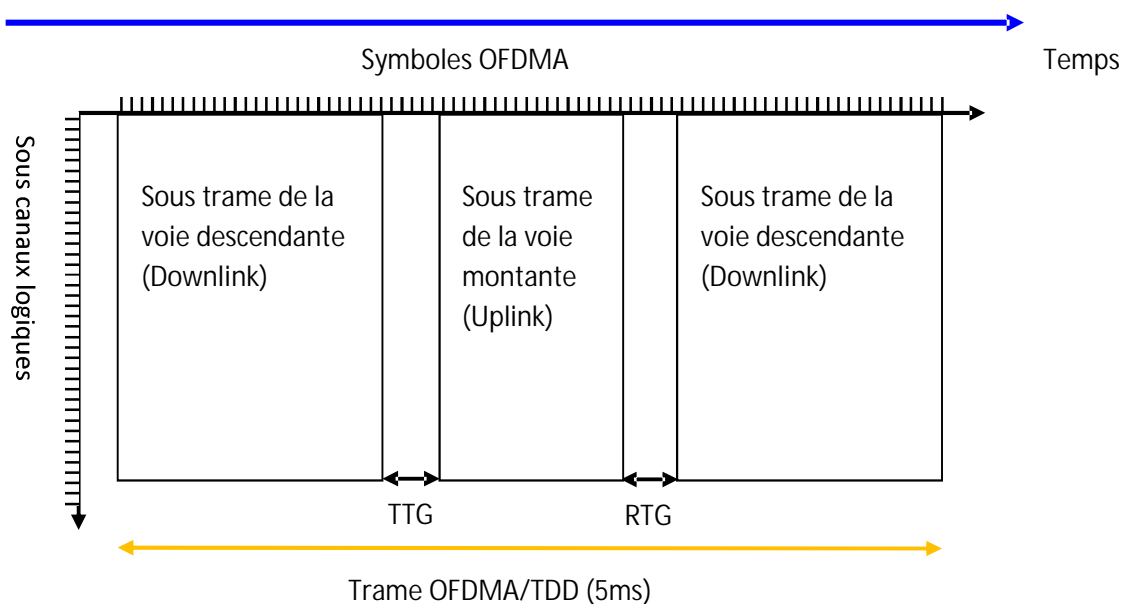


Figure 3.1 : Trame OFDMA en TDD (d'après [1])

Dans une trame, les informations de contrôle suivantes sont utilisées pour assurer un bon fonctionnement du système :

Preamble : C'est le premier symbole OFDM de la trame, utilisé pour la synchronisation.

FCH : spécifie le profil de région de donnée (burst) et la longueur des premiers messages : DL-MAP, UL-MAP, UCD (*Uplink Channel Descriptor*), DCD (*Downlink Channel Descriptor*). On appelle profil de burst l'association d'une modulation et d'un taux de codage correcteur d'erreur.

DL-MAP : indique les transitions physiques dans la trame descendante courante c'est à dire les changements de profils de burst. Elle indique aussi les changements de zones de permutation (PUSC, FUSC, AMC, AAS *Advanced Antenna Systems etc*). Une zone de permutation est caractérisée par un paramètre DL_PermBase compris entre 0 et 31 et indiqué par la DL_MAP.

Les trames montantes et descendantes commencent toujours par une zone 1 (PUSC [38]), représenté sur la Figure 3.3 ; le paramètre DL_PermBase est égal au paramètre IDCell de la cellule (connu dans le préambule, [33]).

UL-MAP : indique les allocations de ressources pour la prochaine trame montante. Cette carte contient les codes UIUC (*Uplink Interval Usage Code*) désignant les profils de burst avec lesquels les utilisateurs transmettront. Si des messages UCD et DCD sont envoyés, ils doivent immédiatement suivre les messages UL-MAP et DL-MAP. Ces messages associent chaque profil de burst à un code DIUC et UIUC.

La trame montante commence par une région de *ranging* et une région d'acquiescement et d'information canal (CQI, *channel quality indicator*). Les utilisateurs envoient, durant les *slots* indiqués par la UL-MAP, le CINR (*Channel Interference to Noise Ratio*) du préambule de la trame descendante pour les modes de diversité (PUSC, FUSC) ou les CINR des cinq meilleures bandes en AMC. La procédure de *ranging* est nécessaire pour toutes les futures transmissions d'un terminal : il obtient des informations sur sa puissance d'émission et l'avance en temps. DL_MAP, il existe 6 type de codage : CC, BTC, CTC, ZT CC, CC avec l'option de l'interleaver, LDPC et aussi utilise répétition de codage pour simplifias, nous utilisons le codage CC et répétions 4 [35]

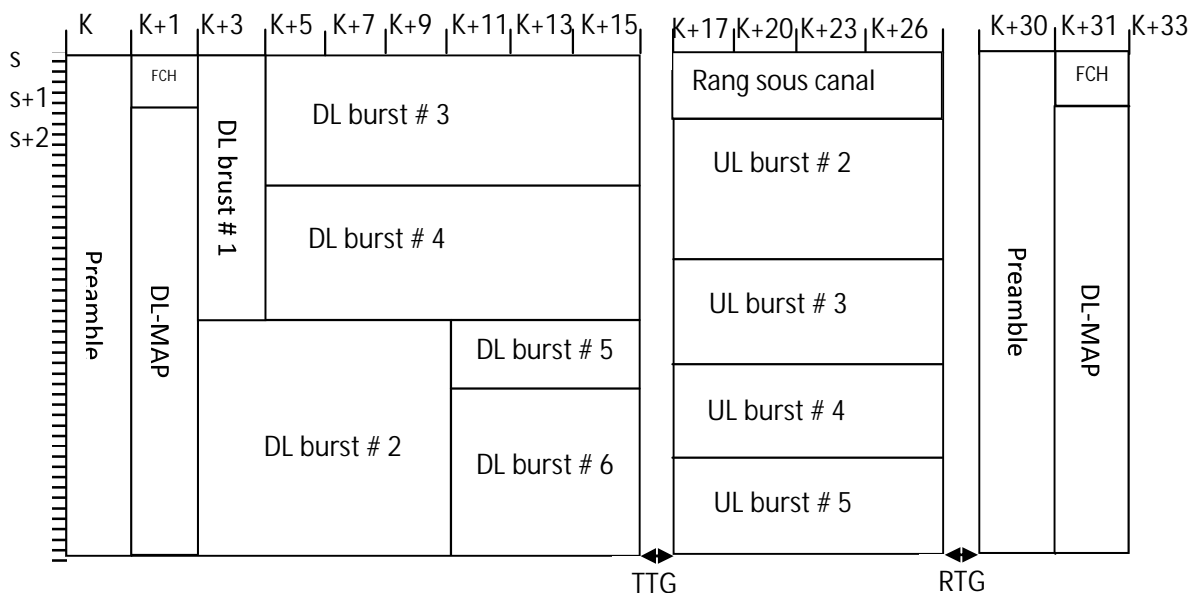


Figure 3.2 : Trame OFDMA [35]

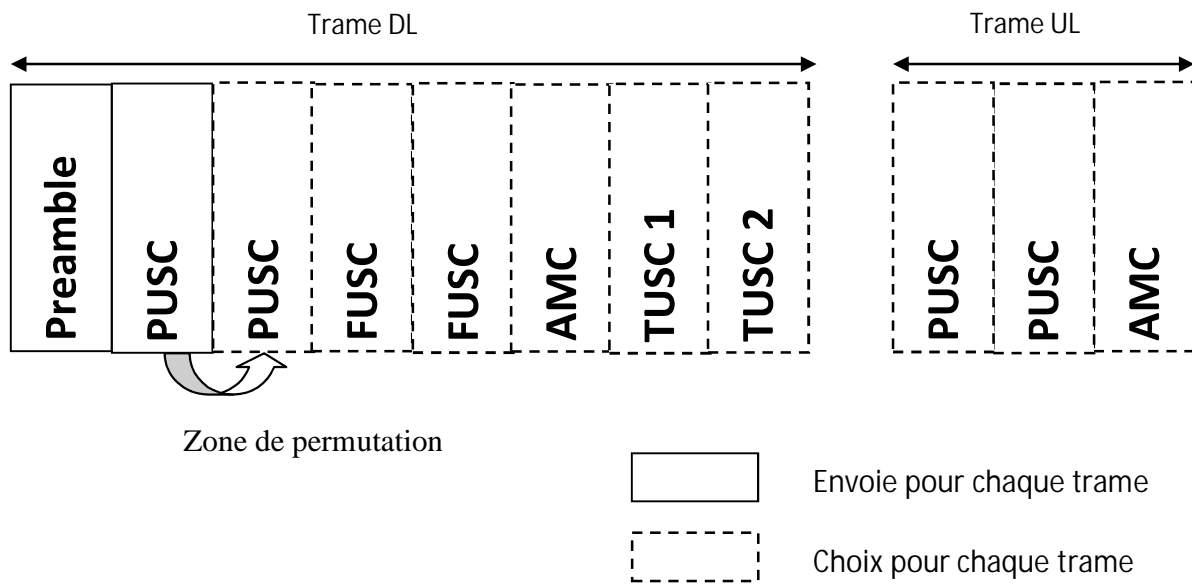


Figure 3.3 : Zone de permutation OFDMA [35]

UL Ranging: Sous canal alloué aux terminaux mobiles afin d'exécuter les réglages en temps, puissance et fréquence ainsi que des requêtes de bandes passantes.

UL CQICH: Canal alloué pour le MS pour donner des informations sur l'état du canal.

UL ACK: Alloué pour le MS pour renvoyer des informations concernant l'acquittement du DL HARQ.

3.3. Modes de sous canalisation en IEEE 802.16e

Dans l'introduction, nous avons vu que la sous canalisation et l'adaptation de lien par sous canal sont utilisés dans le réseau IEEE 802.16e. On distingue le mode sélectif en fréquence AMC (*Adaptive Modulation and Coding*) des modes dits de diversités qui utilisent uniformément la bande. Dans les modes de diversités, le mode PUSC (*Partial Usage of SubChannels*) permet, à l'opposé du FUSC (*Full Usage of SubChannels*), d'utiliser un facteur de réutilisation fréquentiel différent de 1. Pour faciliter les mesures physiques, des structures de sous porteuses adjacentes sont définies (tels que le *tile* en PUSC voie montante et le *bin* en AMC).[36]

3.3.1. Mode sélectif en fréquence (AMC)

Il n'est pas vraiment envisageable d'affecter les sous porteuses individuellement, Le mode AMC est le mode qui s'en rapproche le plus dans la norme. Les sous canaux AMC sont constitués des sous porteuses consécutives. En faisant des hypothèses sur la bande de cohérence,

on peut supposer que les sous porteuses d'un sous canal ont une qualité homogène. On peut ainsi allouer un sous canal à l'utilisateur qui y présente le meilleur CgNR moyen.

Un sous canal est construit de la même façon en voie montante et descendante. On définit les structures de *bin* et de bande. Un *bin* est un ensemble de 9 sous porteuses consécutives sur l'axe des fréquences et une bande est constituée de 4 *bins* consécutifs.

Un *slot* AMC s'étale sur J temps symboles consécutifs et comprend I *bins* voisins. Les entiers I et J doivent vérifier $I \times J = 6$. la combinaison 6×1 semble ne pas en faire partie [33]. Dans un *bin*, il y a toujours une fréquence pilote. Un *slot* comporte donc 48 ($6 \times (9-1)$) tons de données (*data subcarriers*). Nous introduisons la définition d'un ton comme étant une fréquence sur un temps symbole : $(f1,t1)$ et $(f1,t2)$ constituent deux tons différents. Dans le sens descendant, la BS décide quel mode est le mieux adapté au terminal. Un terminal reçoit des sous canaux AMC si pendant un nombre fixe de trames TDMA :

- La moyenne des mesures de CINR sur les cinq meilleures bandes est supérieure au seuil $\ll band\ AMC\ entry\ average\ CINR \gg$.
- L'écart type du CINR est inférieur au seuil $\ll band\ AMC\ Alloc\ threshold \gg$.

3.3.2. Modes de diversité

3.3.2.1. FUSC : Full Usage of Subchannels

Ce mode est utilisé uniquement en voie descendante. Un sous canal comporte $NscPerChan = 48$ fréquences de données. Ce nombre ne change pas avec la bande du système SOFDMA ; seul change le nombre total de sous canaux appelé $NCHAN$. Un *slot* FUSC est composé d'un sous canal sur un temps symbole OFDM.

On considère que l'ensemble de la bande fréquentielle. Premièrement, les fréquences pilotes sont désignées ; elles seront partagées par l'ensemble des sous canaux. Les fréquences restantes sont renumérotées et divisées en groupes de sous porteuses consécutives. Pour constituer un sous canal, on prend une sous porteuse appartenant à chaque groupe. Ainsi, $NCHAN$ est à la fois le nombre de sous canaux obtenus et le nombre de sous porteuses consécutives par groupe. Le nombre $NscPerChan$ est à la fois le nombre de sous porteuses par sous canal (invariable) et le nombre de groupes.

La façon de choisir une sous porteuse dans chacun des 48 groupes pour former un sous canal est régie une formule dite de *permutation*. Elle détermine l'index global de la sous porteuse à partir de l'index du sous canal (entre 0 et $NCHAN - 1$), de l'index de la sous porteuse dans le sous canal

(entre 0 et $N_{scPerChan}-1$) et enfin d'un paramètre $IDCell$ caractérisant la cellule (entre 0 et 31) ;

La formule exacte qui permet d'aboutir à ce résultat est la suivante :

$$\text{Subcarrier}(k, s) = N_{CHAN} \cdot n(k,s) + SS(k, DL_PermBase)$$

Cette formule donne l'index absolu (entre 0 et $N_{data}-1$) de la fréquence d'index local k du sous canal d'indice s (s varie entre 0 et $N_{CHAN}-1$ et k varie entre 0 et $N_{scPerChan}-1$).

Principe général de la formule :

- Le produit $N_{CHAN} \cdot n(k,s)$ est un multiple de N_{CHAN} et pointe donc sur la première fréquence d'un groupe. Ce produit permet de choisir un groupe.
- $SS(k, DL_PermBase)$ est compris entre 0 et $N_{CHAN}-1$. A partir de la première fréquence d'un groupe (désignée par $N_{CHAN} \cdot n(k,s)$), on peut obtenir toutes les fréquences du groupe.

On appelle cette fonction SS pour *Subcarrier Selection*.

Grace à la formule de permutation, les sous porteuses d'un sous canal ne sont pas consécutives ; elles sont distribuées sur toute la bande disponible. Pour un paramètre $IDCell$ fixe, on marque les 48 sous porteuses constituant les sous canaux d'index 0 et 1 avec respectivement des croix et des ronds. On voit qu'un sous canal n'est constitué que d'une sous porteuse par groupe (il n'y a qu'un point et/ou une croix entre deux traits rouges).

3.3.2.2. PUSC: Partial Usage of Subchannels

Ce mode est utilisé en voie montante et en voie descendante. Nous nous intéressons particulièrement à ce mode dans nos simulations. C'est un mode qui garde les mêmes propriétés que le FUSC (vis à vis de l'utilisation uniforme de la bande) et qui permet de varier le facteur de réutilisation fréquentiel. Pour cela, des groupes majeurs sont définis en PUSC et contiennent des fréquences issues de l'ensemble de la bande. Ils pourront être affectés à des secteurs ou cellules différents. Dans le sens descendant, les pilotes sont liés au groupe majeur et dans le sens montant les pilotes sont liés au sous canal. Ci-après on décrit la sous canalisation en voie descendante et en voie montante.

a) Voie descendante

DL-PUSC (Downlink-Partial Usage of SubChannels) est présente en voie descendante DL, elle est basée sur le mode de permutation distribuée des sous porteuses. Les sous porteuses pilotes sont assignés en premier comme c'est le cas en DL-FUSC, sauf qu'en DL-PUSC les sous porteuses N_{used} (avec sous porteuses pilotes mais sans sous porteuse DC) sont divisées avant tous

en groupe appelés " clusters " [30]. La procédure d'assignation des sous porteuses en sous canaux se déroule comme montré sur la figure 3.4:

- Division des sous porteuses en groupes "clusters" noté $N_{clusters}$, chaque cluster contient 14 sous porteuses.
- Allocation des clusters en six groupes de façon permutée suivant une formule de ré-indexation définie par le standard IEEE802.16e pour permuter les index physiques des clusters en index logiques, c'est à dire, les index physiques des clusters adjacents sont assignés à des groupes différents (diversité en fréquence) comme suit:

$$Cluster\ logique = RS(Cluster\ physique) + 13 \times DLPermbase\ mod\ N_{clusters}$$

RS() : Séquence de ré-indexation (renumérotation) . Elle est précisée par [37] pour chaque taille FFT. Pour FFT = 1024 on a RS= [6, 48, 37, 21, 31, 40, 42, 56, 32, 47, 30, 33, 54, 18, 10, 15, 50, 51, 58, 46, 23, 45, 16,57, 39, 35, 7, 55, 25, 59, 53, 11, 22, 38, 28, 19, 17, 3, 27, 12, 29, 26, 5, 41, 49, 44, 9, 8, 1, 13, 36, 14, 43, 2, 20, 24, 52, 4, 34, 0], Par exemple: RS(3) = 21.

Cluster logique : nouvel index (logique).

Cluster physique : ancien index (Physique).

$DL_{permiBase}$: c'est un paramètre qui change dans chaque secteur/cellule, comme cela chaque cellule utilisera la même fréquence sur différents secteurs/cellules sans interférences. Dans notre étude $DL_{permiBase}$ est égale à 0 (cellule unique).

- Les index des sous porteuses pilotes seront assignés dans chaque cluster de chaque groupe, chaque cluster aura 2 sous porteuses pilotes, et leurs index seront en fonction de la parité de l'index du symbole OFDM en cours.
- Le reste des sous porteuses (12 sous porteuses données) dans chaque "cluster" et dans chaque groupe seront assignées en sous canaux de la même façon qu'en FUSC en utilisant la même formule de permutation mais au niveau de chaque groupe distinct.

Au final, chaque sous canal aura 4 sous porteuses pilotes et 24 sous porteuses données. Un slot en DL-PUSC est défini en un sous canal par deux symboles OFDM successifs (48 Sous porteuses x 2 symboles OFDM), on aura toujours un minimum de 48 sous porteuses par slot [31].

Le tableau 3.1 montre les paramètres DL-PUSC pour un symbole OFDM pour différentes taille de point FFT.

Nfft	128	512	1024	2048
Sous porteuses par cluster	14	14	14	14
Sous canal	3	15	30	60
Sous porteuse de donnée	72	360	720	1440
Sous porteuse pilot	12	60	120	240
cluster	6	30	60	120
Sous porteuse de garde gauche	22	46	92	184
Sous porteuse de garde droite	21	45	91	183

Tableau 3.1 : Paramètres du mode de permutation DL-PUSC

PUSC a été appelée ainsi parce qu'un secteur d'une station de base SB utilise seulement un groupe de "clusters" dans un secteur parmi les six groupes, cela s'appelle la segmentation, c'est en quelque sorte semblable à la sectorisation dans les réseaux cellulaires [30].

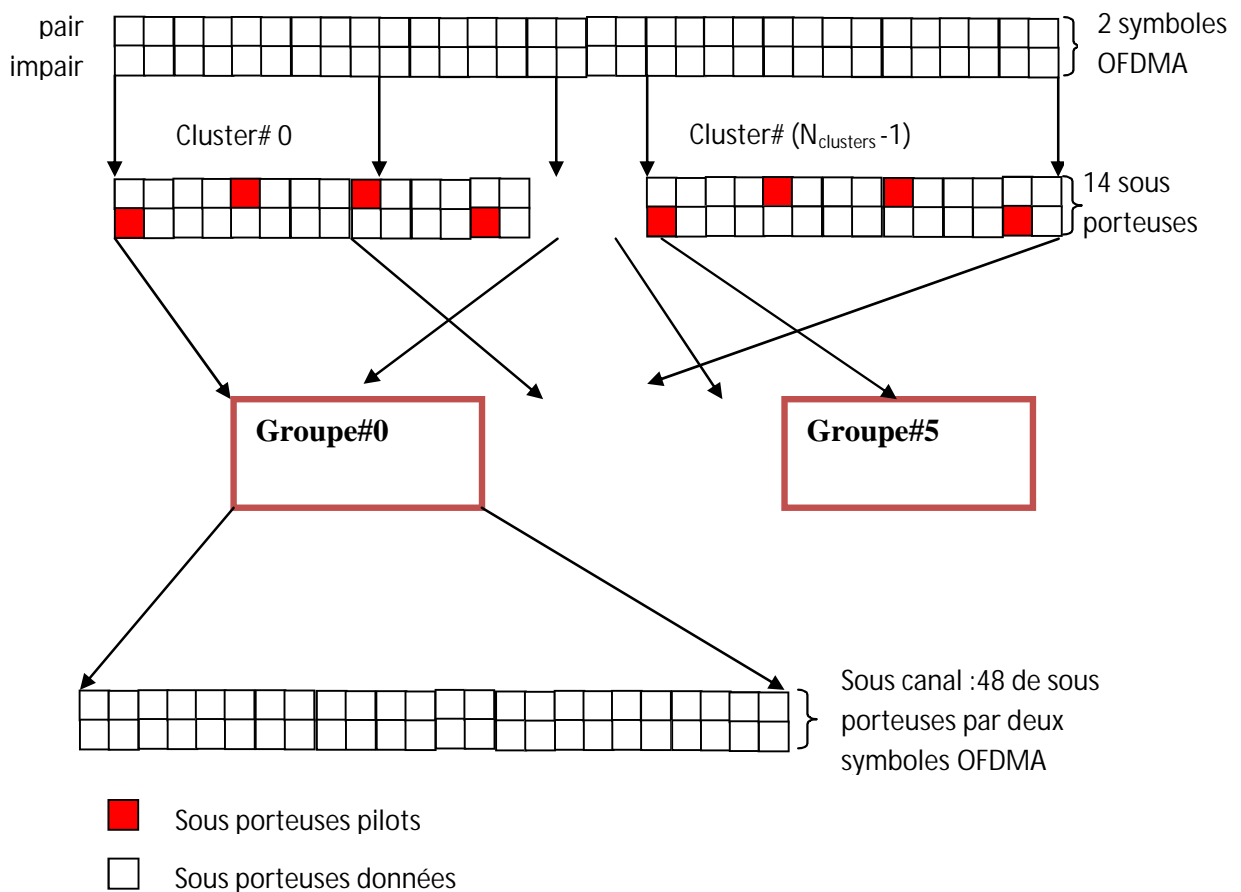


Figure 3.4 : Mode de permutation DL-PUSC (d'après [32] et [37])

Note : L'intérêt d'un *cluster* est le positionnement des pilotes qui seront partagés par les sous canaux du groupe majeur correspondant. Les fréquences d'un *cluster* sont ensuite attribuées à différents sous canaux avec une formule similaire au FUSC.

b) Voie montante

Un *slot* PUSC *uplink* s'étend sur trois temps symboles : un sous canal est constitué de 12 fréquences de données sur le premier et le dernier temps symbole et de 24 fréquences de données sur le deuxième temps symbole. Un *slot* contient donc 48 tons données. En voie montante, chaque sous canal comporte ses propres fréquences pilotes.

On appelle *tile* un ensemble de quatre sous porteuses adjacentes. Sur chaque temps symbole, la bande est divisée en six groupes de *tiles*. Par exemple, sur 20 MHz, un groupe comporte 70 *tiles*. Sur un temps symbole, chaque sous canal est constitué d'un *tile* de chaque groupe grâce à une formule similaire à celle du FUSC. Sur un temps symbole, un sous canal comporte 6*4 sous porteuses. La position des fréquences pilotes dans un *tile* dépend du numéro du temps symbole. D'après la figure 3.4, 12 des 24 fréquences du premier et du dernier temps symbole sont des pilotes ; les 24 fréquences du temps symbole du milieu sont des fréquences de données.

Un *tile* est un bloc compact temps/fréquence. On voit qu'un *tile* est différent d'un *cluster* car un *tile* est envoyé tout entier dans un sous canal : c'est une fraction de sous canal, les pilotes compris. On a vu qu'au contraire, les fréquences d'un *cluster* étaient envoyées dans différents sous canaux. En voie descendante, grâce à la structure de *cluster*, pour chaque fréquence d'un sous canal il y a toujours deux pilotes du groupe majeur situés à une distance minimale *DDL*. En voie montante, la distance minimale *dUL* est plus faible grâce à la structure de *tile*.

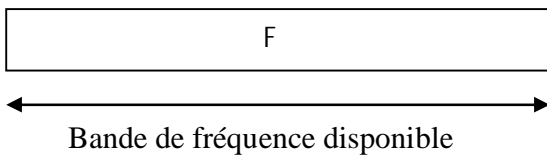
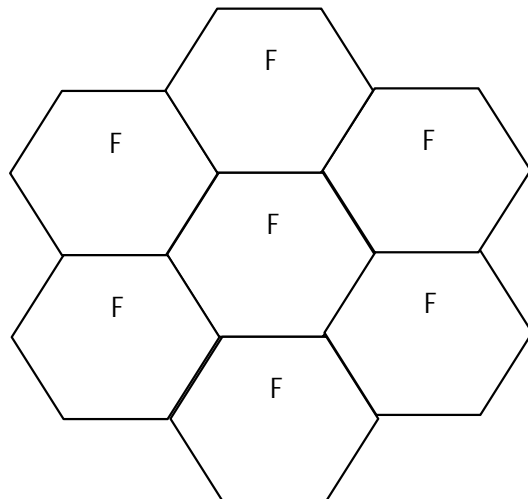
3.4. Segmentation

En IEEE802.16e, la segmentation est analogue à la sectorisation dans les réseaux cellulaires. Dans un réseau cellulaire en mode TDD, si on a une bande de fréquence large on choisit un facteur de réutilisation de fréquence égale à 3, comme le montre la figure 3.5, mais si on a une bande étroite, l'opérateur sera forcé d'utiliser un facteur de réutilisation de fréquence égale à 1. Cela pose le problème d'interférence entre les canaux des cellules.

En IEEE802.16e avec l'utilisation de DL-PUSC, il existe six groupes de sous canaux d'index 0, 1, 2, 3, 4, 5 comme on le voit sur la figure 3.5. Ceci permet de créer trois segments, chaque segment lui sera assigné un groupe de sous canaux. Le standard stipule d'assigner le groupe

d'index 0 (premier groupe) au premier segment d'index 0 et groupe d'index 2 (troisième groupe) et groupe d'index 4 (cinquième groupe) sera assigné au segment 3. Les groupes d'index 1, 3,5 seront assignés au segment 0, 1, ou 2 selon le besoin. Le tableau 3.2 montre les possibilités pour les différentes tailles FFT.

Segmentation non possible



Utilisation de la segmentation

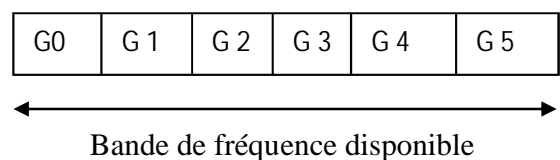
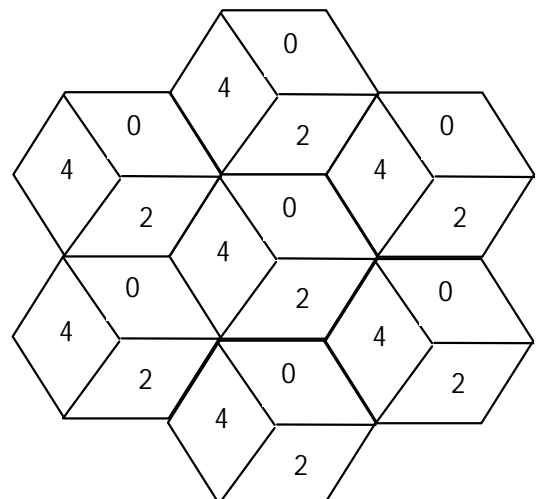


Figure 3.5 : Segmentation en IEEE802.16e (d'après [30])

Index des groupes de sous canaux	Nfft			
	128	512	1024	2048
0	0	0-4	0-5	0-11
1	-	-	6-9	12-19
2	1	5-9	10-15	20-31
3	-	-	16-19	32-39
4	2	10-14	20-25	40-51
5	-	-	26-29	52-59

Tableau 3.2 : regroupage de sous canaux pour la segmentation en IEEE802.16e

3.5. Conclusions

Ce chapitre présente la structure de trame en IEEE 802.16e et ses principaux modes de sous canalisation.

Le mode AMC permet d'utiliser des stratégies opportunistes lors de l'allocation des sous canaux car les fréquences y sont adjacentes. Les pilotes sont, en voie montante et descendante, affectés spécifiquement à un sous canal.

Le mode FUSC permet de construire des sous canaux uniformes. Le facteur de réutilisation fréquentiel est forcément de 1. Il est possible cependant de faire varier le facteur de charge c'est à dire le nombre de sous canaux utilisés dans chaque cellule. Ce mode n'est utilisé que sur la voie descendante.

Le mode PUSC construit des sous canaux uniformes avec la possibilité d'affecter des parties distinctes de la bande à des cellules ou secteurs différents. Cela permet différentes possibilités pour le facteur de réutilisation fréquentiel. Les pilotes sont, en voie montante, affectés spécifiquement à un sous canal.

Chapitre 4

Simulation et résultats

4.1. Introduction

La simulation d'algorithme d'allocation dynamique des sous porteuses d'accès multiple OFDMA est effectuée suivant un scénario et selon les paramètres de l'IEEE 802.16e, ceci dans le but d'étudier les performances de cet algorithme. Ce chapitre résume les résultats de la simulation de cet algorithme que nous avons proposé. Il comporte deux parties principales, la première partie consiste à étudier l'allocation des sous porteuses qui est déjà générée selon les paramètres de la norme IEEE 802.16e, tandis que la deuxième partie on fait une comparaison entre les points de constellations et les courbe de BER par rapport SNR transmis et reçus pour les différentes modulations M-aires et codage.

4.2. Démarche adoptée

Le problème d'allocation de ressources est un problème complexe, tant les variables sont nombreuses. Les utilisateurs sont soumis à des contraintes de QoS vis à vis de leurs applications. Ils peuvent être mobiles et leurs conditions radio peuvent donc changer rapidement. Le réseau doit, au sein d'une cellule, satisfaire tous les utilisateurs y compris ceux qui subissent de mauvaises conditions radio. Le réseau doit coordonner les différentes cellules, faire des choix judicieux concernant la réutilisation des ressources. Il faut choisir entre un facteur de réutilisation fréquentiel fixe ou dynamique. Le réseau doit respecter les contraintes internes des cellules et maîtriser les interférences pour que les cellules ne se gênent pas. Pour éviter de traiter tous ces problèmes en même temps, nous adoptons une démarche progressive. Chaque hypothèse simplificatrice sert de préambule à des études plus complexes.

4.3. L'organigramme de simulation

Le modèle de la simulation que nous avons proposé en émission (voie descendante) est illustré par l'organigramme de la figure 4.1, la simulation sera plus axée sur PUSC. C'est le même modèle qui est utilisé dans toutes les simulations. Cet organigramme résume les différentes étapes suivies dans la construction d'une trame OFDMA pour la simulation. La simulation est effectuée en voie descendante seulement de base station vers la mobile station, avec un nombre d'utilisateur égal à deux dans la même cellule. Cette simulation est appliquée sur plusieurs niveaux de SNR pour évaluer de cet algorithme et définit les paramètre du système de communication IEEE802.16e.

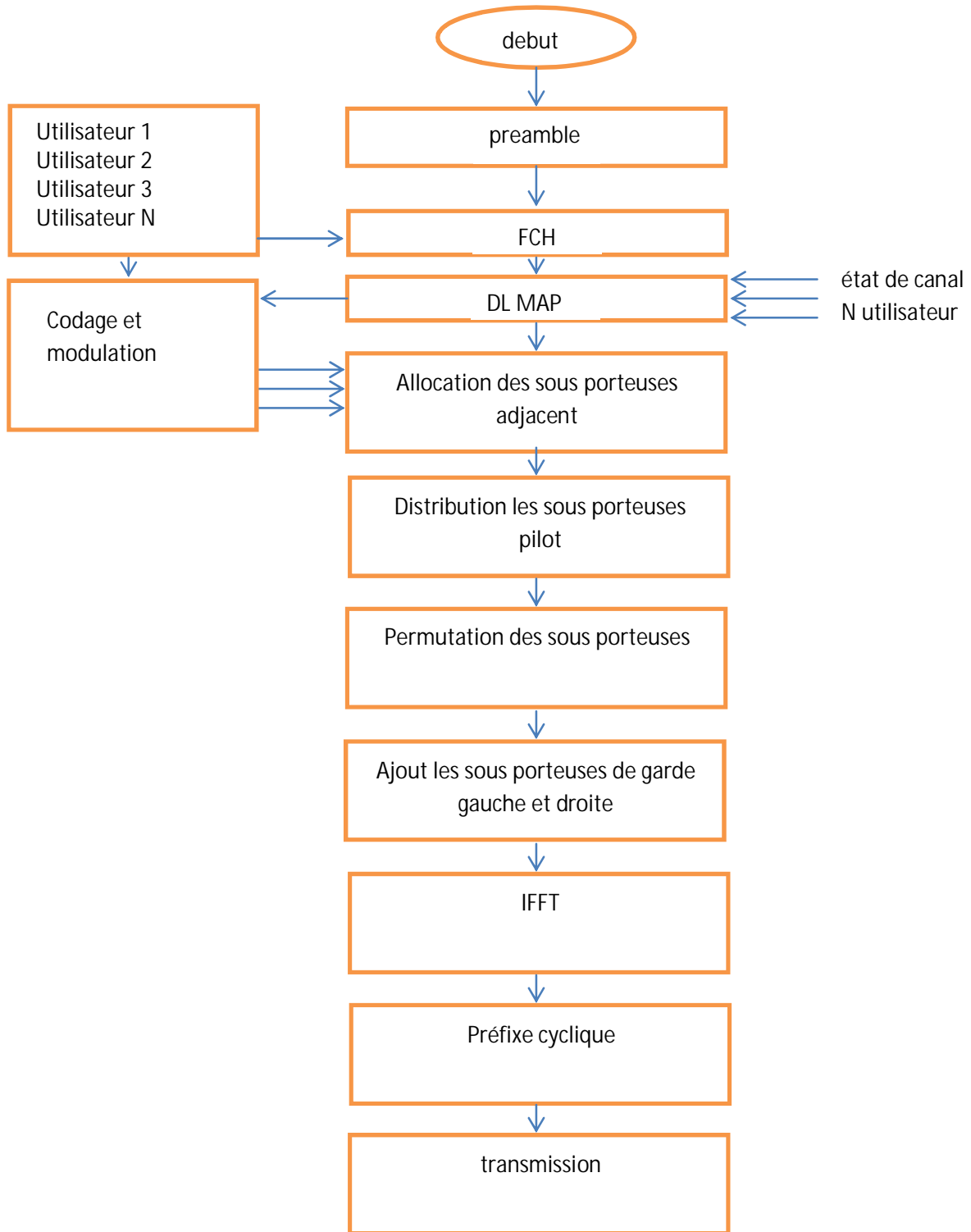


Figure 4.1: Algorithme d'un système OFDMA

4.3.1. Le canal

Le canal de transmission utilisé en simulation est un canal gaussien à bruit additif (AWGN), et la transmission se fait en bande de base. Les modes de permutation utilisés est le mode de permutation en voie descendante PUSC, le slot en PUSC sont un sous canal par deux symboles OFDMA (1 Slot = 24 sous porteuses par 2 symboles OFDMA). les sous porteuses d'un même sous canal transporte un MCS commun.

4.3.2. La modulation adaptative et codage

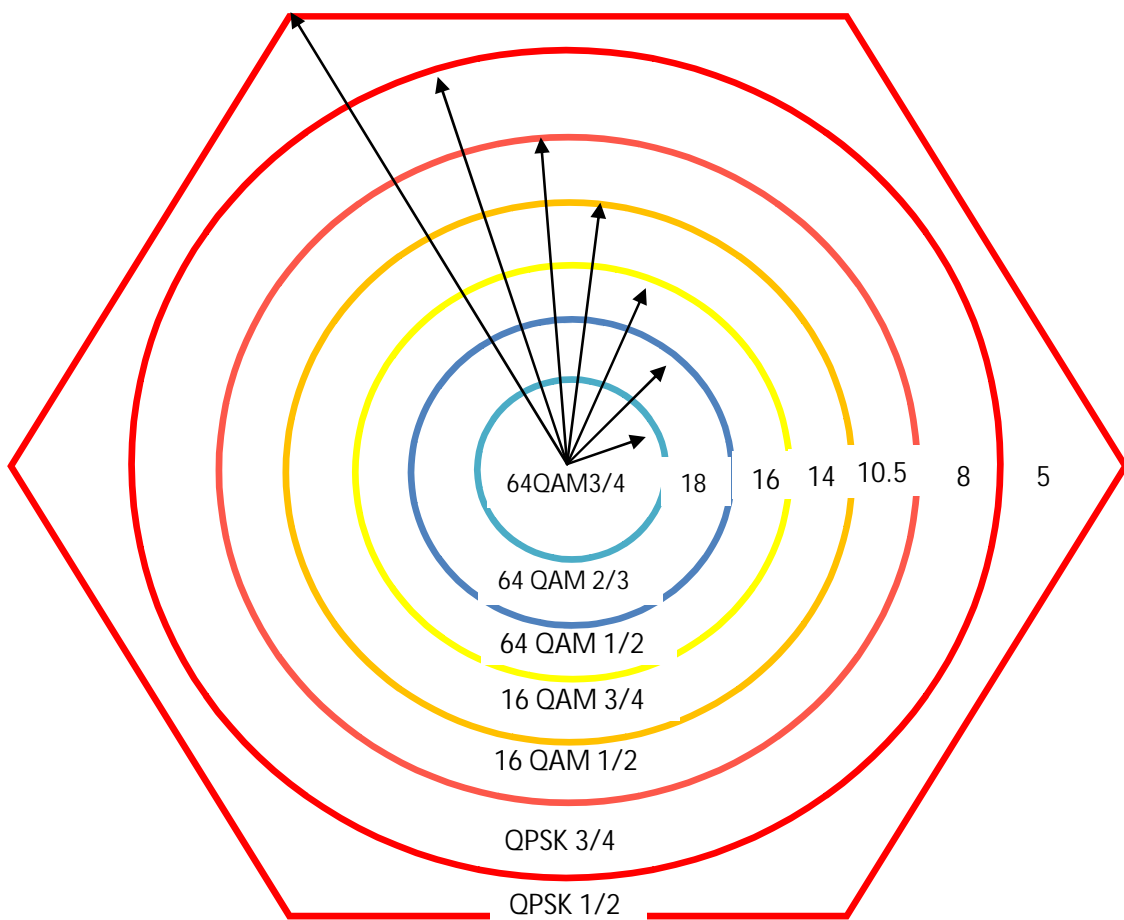


Figure 4.2: Décomposition en secteurs d’une cellule IEEE802.16e

Le principe de communication en point à multipoint du standard IEEE802.16e est défini comme une architecture cellulaire décomposée en secteurs. La figure 4.2 présente un exemple de décomposition d’une cellule IEEE802.16e en secteurs, ces secteurs correspondent aux différentes modulations et taux de codage accessibles aux MS et à la BS de la cellule.

Cette représentation en secteurs concentriques est un exemple de formalisation valable uniquement lorsqu'on considère un modèle de propagation basé sur le *path loss*. Dans ce type de modèle, on passe de la haute modulation 64-QAM à la faible QPSK ou inversement. Dans le réseau haut débit, l'efficacité de modulation change généralement en fonction de la qualité du canal. En d'autres termes, une bonne qualité de signal permet d'affecter à l'utilisateur une haute modulation avec plusieurs bits par symbole et inversement. Cependant, quand la modulation change de la haute valeur vers la faible, l'utilisateur se trouve dans un débit dégradé. Aussi, suivant ce modèle de propagation, les seuils de rapport signal sur bruit (SNR) définissent les rayons respectifs des secteurs. Néanmoins, il est important de préciser que d'autres modèles de propagation peuvent être considérés. D'une manière générale, le profil de modulation et de codage dépend directement du rapport signal-bruit (SNR) du récepteur.

Le standard IEEE802.16e peuvent ainsi adapter sa modulation et codage en fonction du canal de transmission, afin d'optimiser l'utilisation des ressources radio tout en conservant un taux de perte de données acceptable.

4.4. Chaîne de transmission/réception WiMAX

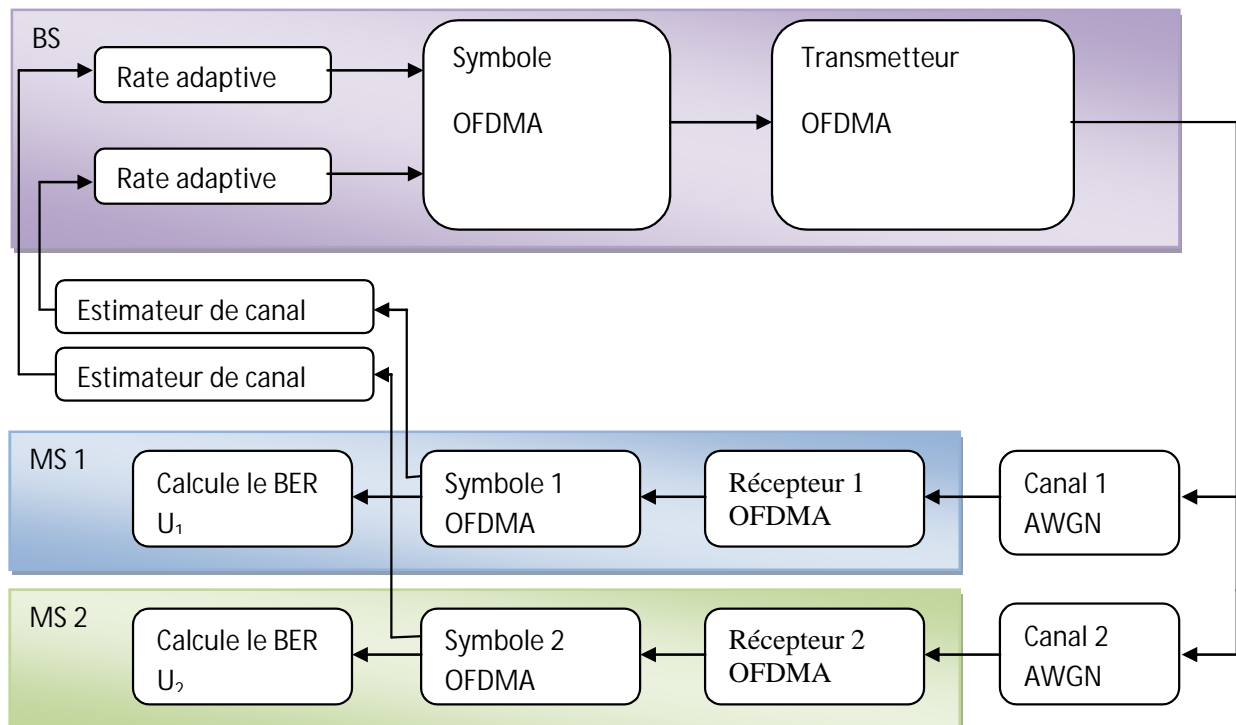


Figure 4.3 : Schéma bloc général d'un système WiMAX mobile

Considérons à présent le cas de deux utilisateurs avec une station de base, la figure 4.3 représente le schéma bloc général d'un système WiMAX. En transmission station de base (BS) et en réception deux stations mobiles (MS) avec un canal gaussien à bruit additif (AWGN). Les deux bloc transmetteur OFDMA et récepteur OFDMA ce sont des transformés de Fourier rapides, pour convertir le signal fréquence vers le domaine temporel. On peut partager le schéma bloc d'un système WiMAX en deux parties principales.

4.4.1. Transmission

cette première partie sont à construire les symboles OFDMA pour la simulation de la chaîne de transmission. Elle se compose d'un générateur de données pour deux stations mobiles et un modulateur et un codeur à plusieurs niveaux.

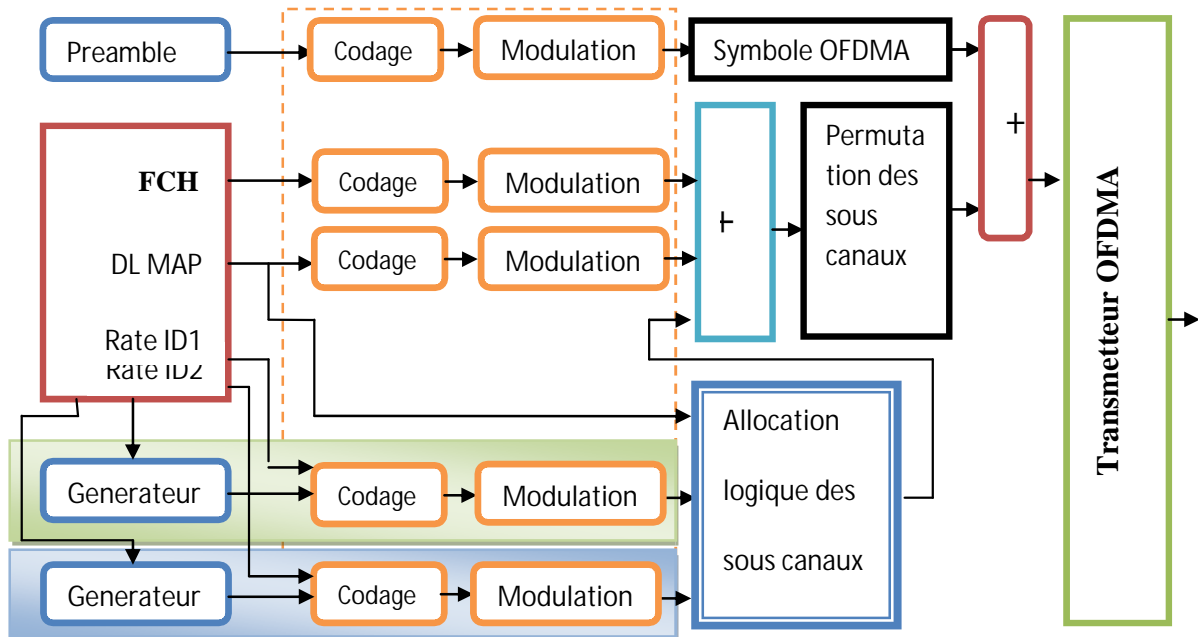


Figure 4.4 : WiMAX transmission

4.4.2. Réception

En réception, la première étape consiste alors à effectuer la transformée de Fourier du signal reçu, ce qui revient à travailler dans le domaine fréquentiel. On a fait une séparation les paquets d'information des paquets de synchronisation (preamble). On reconnaît alors le vecteur émis s entaché d'un vecteur d'échantillons de bruit $C^{-1}Fn$. Il est assez facile de montrer que ces

échantillons de bruits sont décorrélés et que la décision optimale, au sens du maximum de vraisemblance, pourra se faire composante par composante.

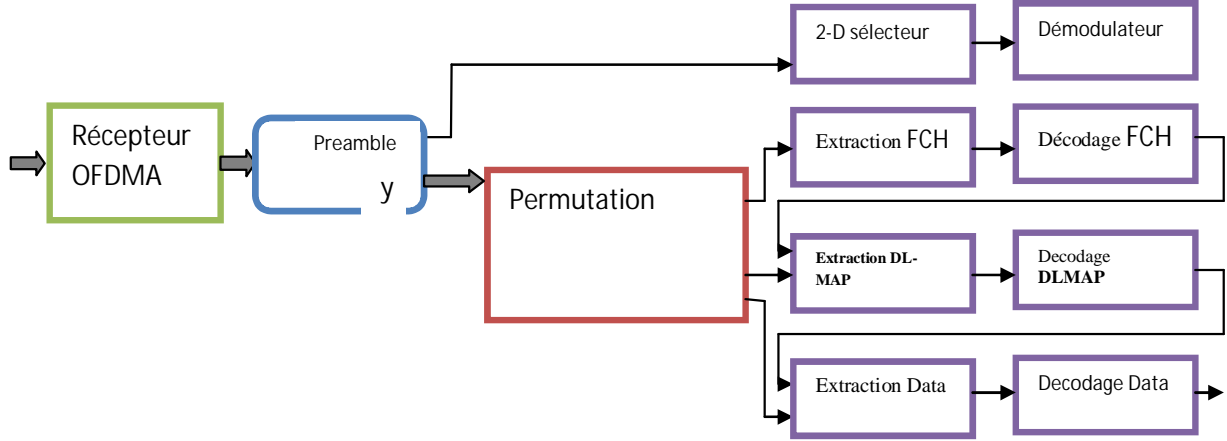


Figure 4.5 : WiMAX Réception

4.4.3. La puissance

Lorsque l'émetteur dispose d'une connaissance sur la réponse en fréquence du canal de propagation, il est souhaitable qu'il en tienne compte en réglant de manière optimale les puissances d'émission des différentes composantes du vecteur s . Ceci revient en définitive, à appliquer une matrice diagonale P au vecteur s avant émission.

L'opération de réglage optimal des puissances, pour maximiser la capacité de transmission, est appelée Water-filling [29].

La matrice \mathbf{P} représente donc les gains sur les amplitudes des symboles. On peut alors introduire les puissances $p_i = |\mathbf{P}(i, i)|^2$ des différents symboles. Si on considère un système de transmission à puissance limitée, alors on peut formaliser cette contrainte par une équation du type :

$$\sum_{i=1}^N p_i = N \tag{4.1}$$

N représente ici, de manière symbolique, la borne maximale de puissance émise.

Si on cherche à maximiser la capacité de transmission, on démontre alors que les puissances des différentes sous bandes (en supposant toutes sous bandes utilisées) sont données par :

$$P_i^{OFDMA} = 1 + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 c_k} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 c_i} \tag{4.2}$$

$c_i = |\mathcal{C}(i, i)|^2$ Est le module carré de la réponse en fréquence du canal pour la sous porteuse i . Dans cette équation σ_n^2 représente la puissance de bruit dans une sous bande tandis que σ_s^2 représente la puissance d'un symbole s_i . Le produit $\frac{c_k \sigma_s^2}{\sigma_n^2}$ représente donc le rapport signal sur bruit en réception dans la sous bande numéro k avant application du coefficient de puissance. On remarque aussi que, pour un canal dont la réponse en fréquence est constante quelque soit la fréquence, les puissances dans toutes les sous bandes sont égales, compte tenu de la normalisation choisie ici, égale à 1 :

$$c_i = cste \forall i \Rightarrow p_i = 1 \forall i .$$

4.4.4. La capacité

Une fois les puissances des différentes sous porteuses déterminées, il est possible de calculer la capacité obtenue au moyen de l'OFDMA. Celle-ci est tout simplement égale à la somme des capacités des différentes sous porteuses. On obtient en définitive le nombre moyen de bits par sous porteuse qui est donné par l'équation suivante:

$$C_{OFDM} = \frac{1}{N} \log_2 \left(\prod_{k=1}^N \frac{\left(1 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} C_i \right) \sigma_s^2 C_k}{\sigma_n^2} \right) \tag{4.3}$$

4.5. Description de trame

Paramètres	Valeurs
N_{FFT}	1024
Nombre d'utilisateurs	2
Nombre de symboles OFDMA par trame	4
Nombre de trame OFDMA	1
Durée de trame OFDMA	5 ms
Bande passante	10Mhz
G	1/4
T_S	102.9 us
T_B	91.4 us
T_g	11.5 us

Tableau 4.1 : Paramètres de trame OFDMA

La trame OFDMA est définie seulement en voie descendante DL en simulation. Il n'existe pas de sous trame montante, en conséquence, le temps de transition transmission/réception TTG et le temps de transition réception / transmission RTG n'existent pas. Le nombre de symboles OFDMA par trame est obtenu par la durée d'une trame OFDMA égale à 5ms divisée par la durée T_s d'un symbole OFDMA.

Chaque symbole OFDMA consiste en :

- Des sous canaux pour transporter des données.
- Des sous porteuses pilotes servant comme référence de fréquences.
- Des sous porteuses DC désignant la fréquence centrale.
- Des sous porteuses de Garde pour assurer un espace entre les signaux pour éviter les interférences.

Prm802.16e	
N_{fft}	1024
nused	840
pLeftGuard	86
pRightGuard	85
numPerChannel	24
FCHlen	24
numDatasy	720
numCluster	60
numSubchannel	30
Ldc	12
Lsc	14
DLMAP_len	248
DLMAP_rep	4
DLPermBase	0
PreambleLen	284
leftGuard	92
rightGuard	91

Tableau 4.2 : Paramètres paquet d'information

Le symbole OFDMA simulé sera composé au final à $(N_{FFT}+G*N_{FFT})=1280$ sous porteuses. Dans les systèmes, il peut être difficile d'affecter les sous porteuses une par une à cause notamment des problèmes de signalisation. En pratique, la sous canalisation (c'est-à-dire le regroupement des sous porteuses) est une solution pour regrouper sous forme des sous canal. Donc on utilise DL MAP pour extraire les sous canaux attachés pour chaque utilisateur.

Le tableau 4.3 résume les différents codages et modulations qui peuvent être utilisés en Wimax

	codage	modulation	répétition
Preamble	CC	BPSK	3
FCH	CC-1/2	QPSK	4
DL_MAP	CC	QPSK	4
Donnée	CC	Adaptative	1

Tableau 4.3 : Paramètres de codage [33]

Dans une trame, les informations de contrôle suivantes sont utilisées pour assurer un bon fonctionnement du système :

Preamble : C'est le premier symbole OFDMA de la trame, utilisé pour la synchronisation.

Frame Control Header (FCH) : Fournit des informations sur la configuration de la trame telles que la longueur des messages MAP, les codage et les sous canaux utilisable. En transmission le FCH utilisée la modulation QPSK et un codage 1/2 avec 4 répétitions en prenant 4 sous canaux adjacents. Le tableau 4.4 définit le nombre total des bits FCH.

FCH																								
1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	
Sous canal 0~5						Réservée mettre en zéro	répétition DL-MAP	codage DL-MAP	Largeur DL_MAP												Réserves mettre à zéro			
Sous canal 6~9																								
Sous canal 10~15																								
Sous canal 16~19																								
Sous canal 20~25																								
Sous canal 26~29																								

Tableau 4.4 : Données de FCH [33]

DL-MAP: Fournit l'allocation des sous canaux et d'autres informations de contrôle supplémentaires pour les sous trames DL et UL. Le tableau 4.5 définit la structure de MAP.

Syntaxe	Nombre des bits	Explication
MMT	8	Gestion type de message
PSF	32	Champ de synchronisation PHY
DCD cont	8	Nombre de station mobile
BsID	48	Identification de la base station
Number symbol OFDMA	8	Nombre de symbole OFDMA
IE	58	Les information pour mobile station

Tableau 4.5 :Données DL MAP [33]

Dans le MAP pour séparer les information pour chaque mobile station on utilisée IE suivant est représenté dans le tableau 4.6.

Syntaxe	Nombre des bits	Explication
DIUC	4	downlink interval usage code
NCID	8	Number connection identifier
CID	16	initial ranging connection identifier
OFDMA symbole offset	8	Début de région donnée
Subcannal	6	Début de sous canal
boosting	3	Boosting
N symbole OFDMA	5	Nombre des symboles OFDMA
N subcannal	6	Nombre des sous canaux
RCI	2	Indicateur pour répétition et codage

Tableau 4.6 :Données IE [33]

4.6. L'algorithme propose l'allocation des sous-porteuses

En OFDMA, les sous porteuses sont regroupées en groupes appelés sous canaux.

4.6.1. Allocation sous canaux adjacents

Pour un système à deux utilisateurs le pseudo code d'allocation logique des sous canaux adjacents propose est :

```

for j = 1:numSym/2
    for k = 1:numSubChan1
        idxY1 = SubChanOffset1+k;
        y((idxY1-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel),2*j-1) = u1((i1-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel));
        i1 = i1+1;
        y((idxY1-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel),2*j) = u1((i1-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel));
        i1 = i1+1;
    end

    for k = 1:numSubChan2
        idxY2 = SubChanOffset2+k;
        y((idxY2-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel),2*j-1) = u2((i2-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel));
        i2 = i2+1;
        y((idxY2-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel),2*j) = u2((i2-1)*numPerChannel+(1:numPerChannel));
        i2 = i2+1;
    end
end
end

```

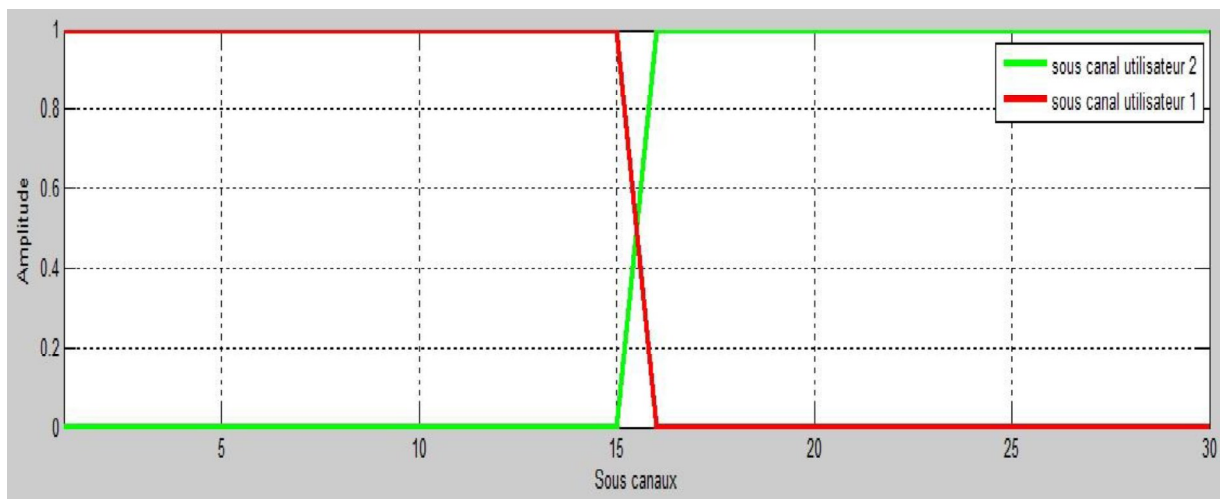


Figure 4.6 : Partage logique des sous canaux

La figure 4.6 représente les partages logiques des sous canaux sur toute la bande de fréquence. Un sous canal d'index logique est noté : SC#index. Le nombre de sous canaux en PUSC est égal à 30, énumérés en valeurs absolues de [SC#0 à SC# Nsubcarriers-1]. Ils sont divisés en deux groupes, chaque groupe dans un segment, et chaque groupe contient 15 sous canaux. Un sous canal composé deux symboles OFDMA constitue un slot. Un sous canal contient 24 sous porteuses de données.

4.6.2. Sous porteuses pilotes

le pseudo code pour ajouter les sous porteuses pilotes est le suivant :

```

pilot = 2;
clusterPilot = zeros(numCarrierCluster,numCluster,numSym);
b1 = 4; b2 = 3; b3 = 5; c1 = 11; c2 = 1;
for j = 1:numSym/2
    for i = 1:numCluster
        clusterPilot(:,i,2*j-1) = [u((i-1)*dataPerCluster+(1:b1),2*j-1)',
            pilot,u((i-1)*dataPerCluster+b1+(1:b2),2*j-1)', pilot,...
            u((i-1)*dataPerCluster+b1+b2+(1:b3),2*j-1)'];
        clusterPilot(:,i,2*j) = [pilot, u((i-1)*dataPerCluster+(1:c1),2*j)',
            pilot, u((i-1)*dataPerCluster+c1+(1:c2),2*j)'];
    end
end
% Form left and right side before adding guard band
% even symbol, left side of DC
groupEvenL = zeros(numCarrierCluster*numCluster/2,numSym);
groupEvenR = zeros(numCarrierCluster*numCluster/2,numSym);
for i = 1:numCluster/2
    groupEvenL((i-1)*numCarrierCluster+(1:numCarrierCluster),:) =
        clusterPilot(:,i,:);
    groupEvenR((i-1)*numCarrierCluster+(1:numCarrierCluster),:) =
        clusterPilot(:,numCluster/2+i,:);
end

```

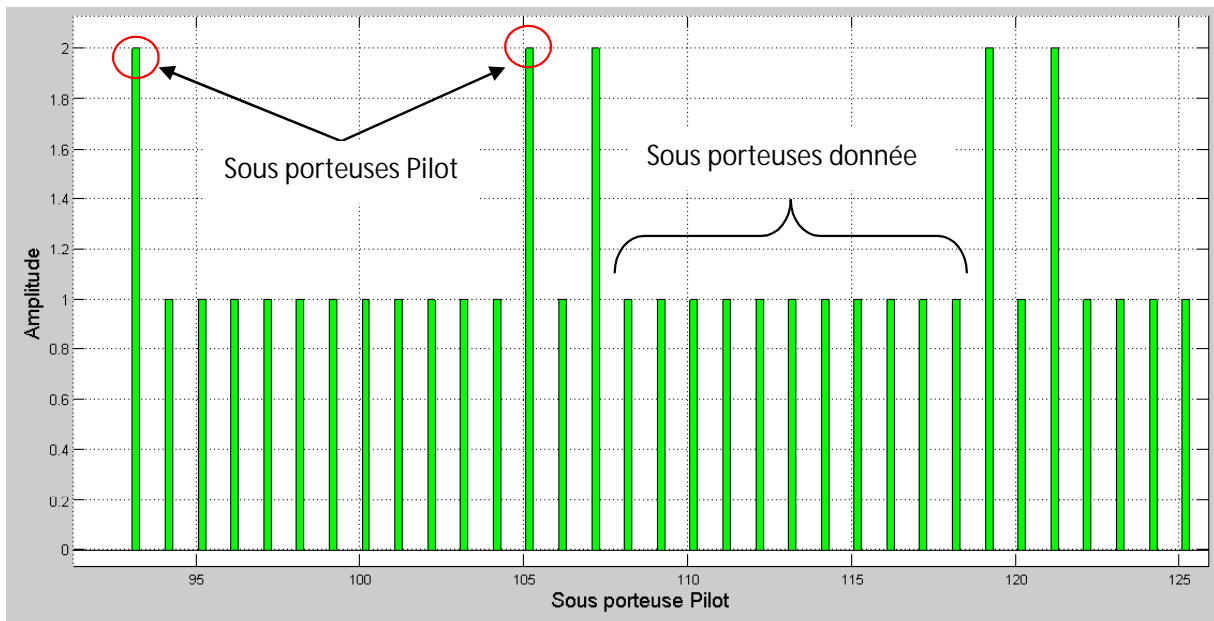


Figure 4.7 : Sous porteuses pilotes

On positionne les sous porteuses pilotes à des intervalles réguliers. Cela permet d'estimer la réponse du canal au moment même de la transmission des données utiles par la connaissance improvisée de l'état du canal, c'est-à-dire, au moment de la transmission des données de l'utilisateur on ne connaît pas encore l'état du canal par le CSI. L'assignation donc des sous canaux en PUSC est aléatoire. De plus, les sous porteuses pilotes ne sont pas assignées à un seul utilisateur, cela permet à tous les utilisateurs de les utiliser, c'est pour cela qu'elles sont espacées uniformément pour couvrir tout le canal et tous les segments. On utilise dans ce cas le mode de permutation PUSC dans le standard IEEE802.16e qui est un mode de permutation obligatoire pour les symboles qui transportent les données de synchronisation pendant les premiers contacts avec les SM ainsi que les entêtes des trames OFDMA.

4.6.3. Permutation les sous porteuses

Pour un système à deux utilisateurs le pseudo code de permutation des sous porteuses est :

```
for i = 1:3
    % Even group Permutation
    for j = 1:6
        i0 = (i-1)*10+j;
        for k = 1:Ncarrier
            nk = mod(k-1+13*(i0-1),Ncarrier); % k,i0 are one-based
```



```

        dk = Nsubch_even*nk+mod(PermutationBase6(mod(nk+i0-
1,Nsubch_even)+1)+DLPermBase,Nsubch_even)+1;
        PermuteSub(k,i0,:) = groupEven(dk,i,:);
    end
end
% Odd group Permutation
for j = 1:4
    i0 = (i-1)*10+6+j;
    for k = 1:Ncarrier
        nk = mod(k-1+13*(i0-1),Ncarrier); % k,i0 are one-based
        dk = Nsubch_odd*nk+mod(PermutationBase4(mod(nk+i0-
1,Nsubch_odd)+1)+DLPermBase,Nsubch_odd)+1;
        PermuteSub(k,i0,:) = groupOdd(dk,i,:);
    end
end
end
end
end

```

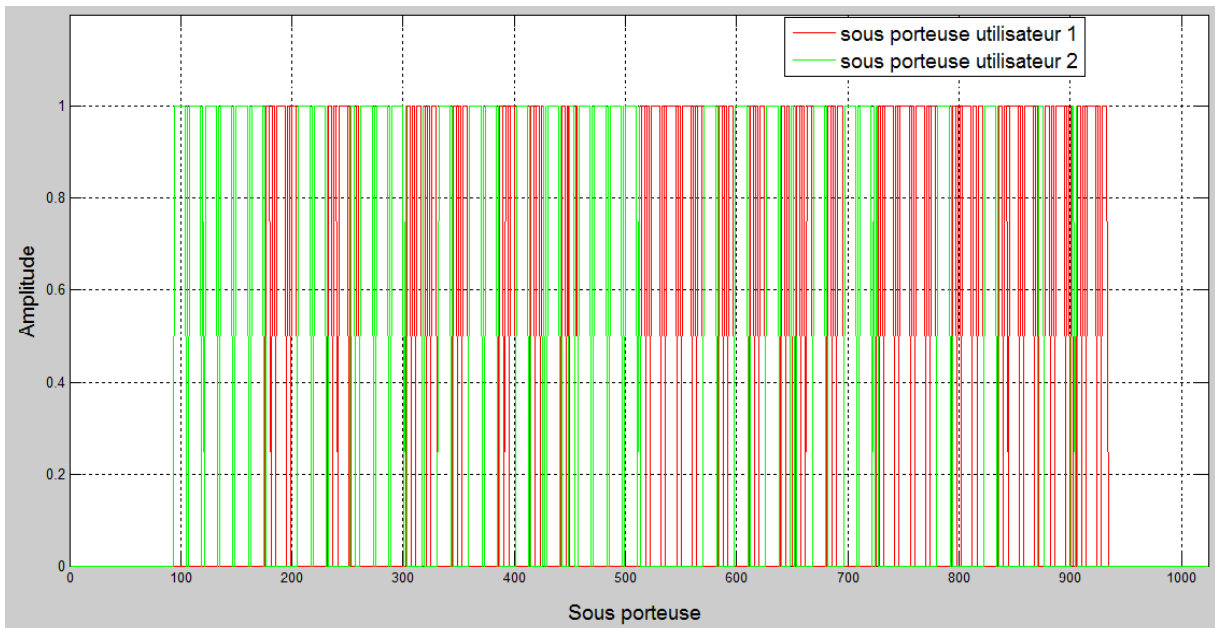


Figure 4.8: Sous porteuse

On remplace l'index logique par l'index physique des sous porteuses l'index vrai k qu'on donne à une sous porteuse parmi K sous porteuses, l'index qu'on a noté en absolu de 0 à 30. On insinue aussi par SM et utilisateur la même chose.

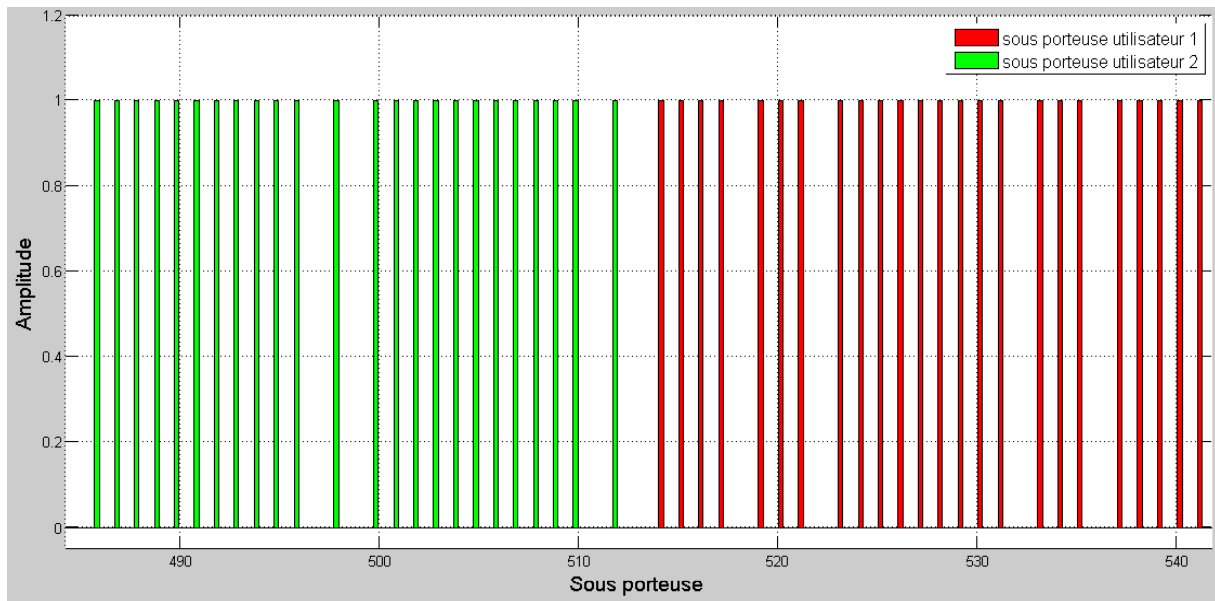


Figure 4.9: Sous porteuse zoom

La figure 4.9 permet de visualiser les intervalles d'allocation des sous porteuses sur les utilisateurs. Il s'agit d'un zoom de la figure 4.8. On voit que les intervalles de confiance ne se chevauchent pas, donc pas d'interférence inter utilisateurs. Au vu des marges d'erreurs, cet algorithme est le plus proche de l'algorithme Hongrois.

On a fait l'allocation sur les sous-porteuses et le fait qu'une sous-porteuse ne peut être allouée qu'à un seul utilisateur. On a pu obtenir des algorithmes d'allocation très simples qui donnent comme sortie les sous-porteuses allouées par chaque utilisateur, de façon à satisfaire les conditions sur les débits et la puissance. Nous avons comparé les différentes méthodes d'allocation adaptative dans les mêmes conditions de canal et de débits des différents utilisateurs.

4.7. Résultats de la simulation

SNR : Elle est définie comme le logarithme de rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit qui peut corrompre le signal.

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} \right) = P_{\text{signal,dB}} - P_{\text{bruit,dB}} \quad (4.6)$$

Lorsque le SNR augmente, le bruit devient moindre. Les performances de BER en fonction de SNR permettent de comparer les différents codages utilisés dans le système OFDMA. La simulation a donné comme résultats les figures suivantes :

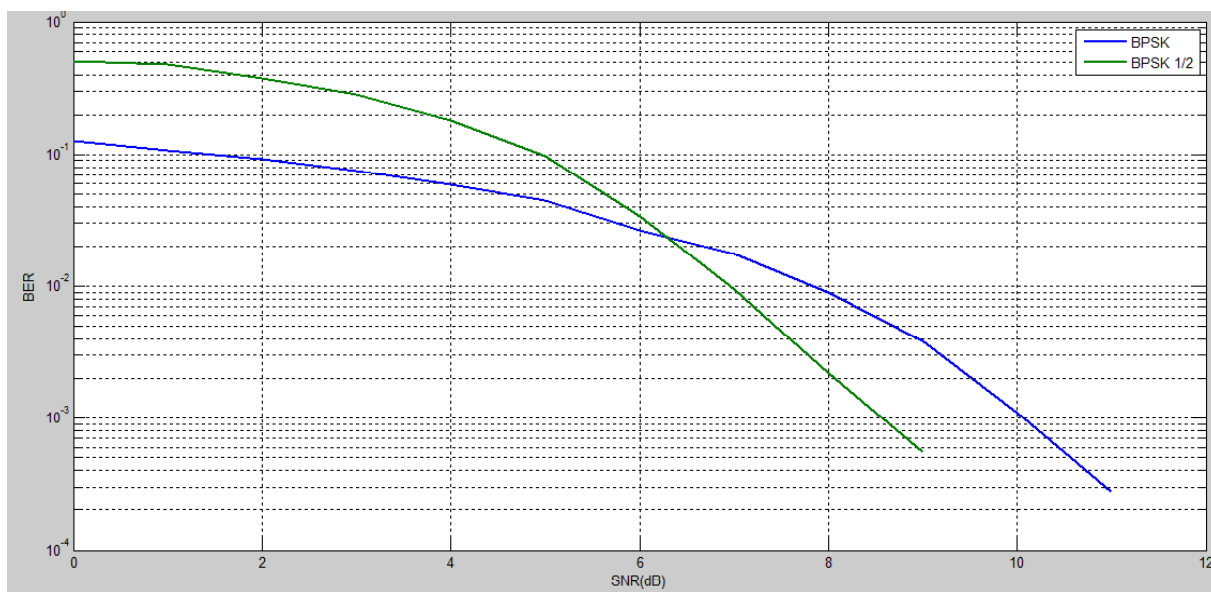


Figure 4.10 : Modulation BPSK

D’après la figure 4.10 on remarque que :

BPSK est toujours la modulation favorite pour des SNR faibles, c’est pour cela qu’elle est utilisée dans le préambule de chaque trame OFDMA pour assurer la synchronisation des trames d’information, Concernant les performances du BER en fonction de SNR, comme on le voit à la figure 4.10 la courbe en vert (avec codage) montre un meilleur résultat que la courbe en bleu (sans codage), mais la quantité d’information a été divisée par 2.

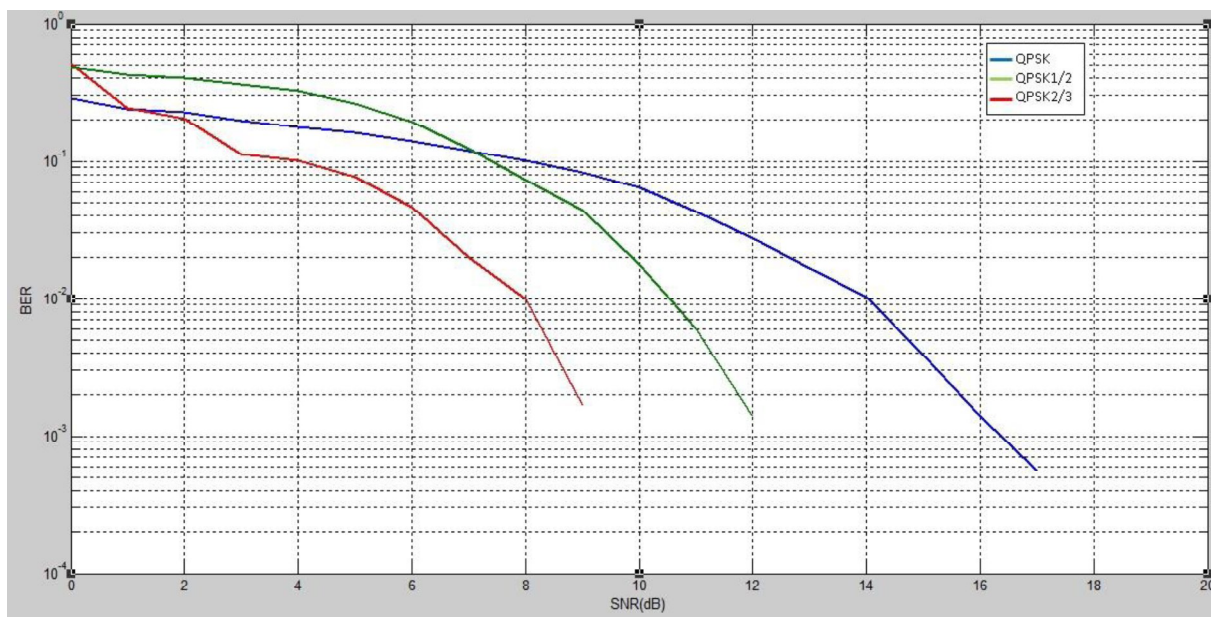


Figure 4.11 : Modulation QPSK

La figure 4.11 illustre les performances du BER avant et après l'application de codage proposée, on constate que cet codage convolutif donne des bonne résultats en matière de réduction du BER, dans le cas où $BER=10^{-3}$ on a une amélioration d'environ 4dB par rapport au signal original. Mais le codage $\frac{1}{2}$ convolutif utilise la moitié des données pour corriger l'information. Pour cela on utilise le codage $\frac{2}{3}$.

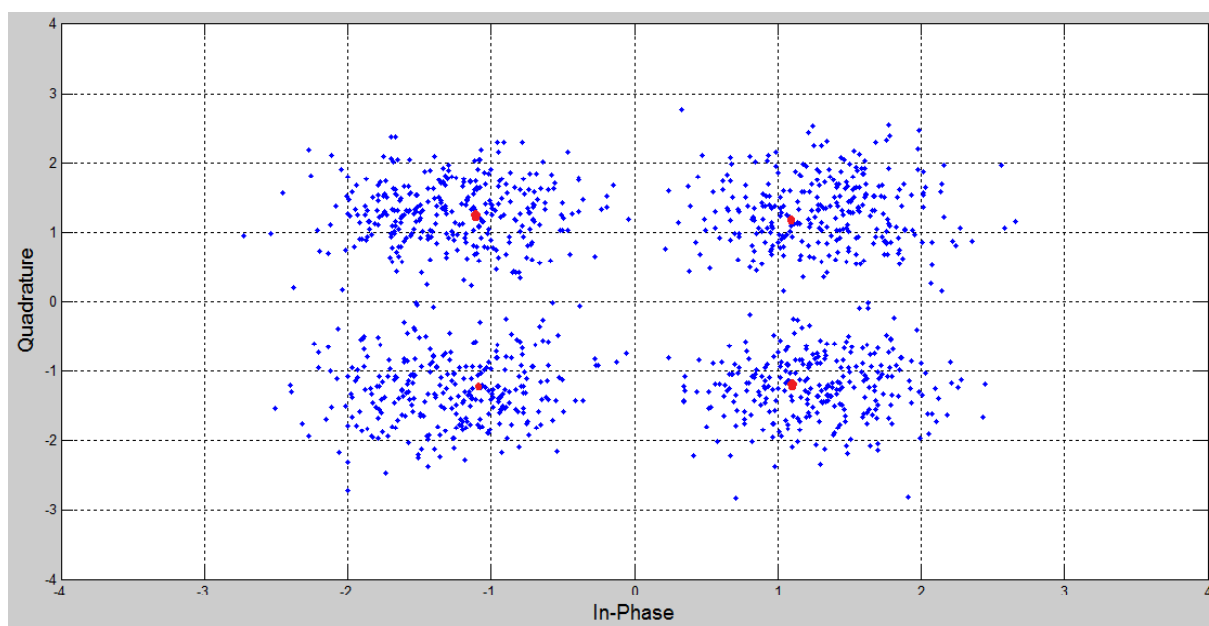


Figure 4.12 : Constellation des symboles QPSK de la SM1 reçus à SNR de 6dB

On voit clairement l'effet d'un canal AWGN où les symboles QPSK reçus avec un signal OFDMA de SNR égale à 6 dB ont subi des atténuations variables en amplitude et aussi en phase. Cela a changé leur emplacement dans la constellation par rapport à la position originale en rouge. L'ajout d'un bruit AWGN a fait varier l'énergie par symbole ce qui fait que la distance euclidienne change aussi, c'est la cause majeure de cette constellation non uniforme. Ce résultat prouve qu'il existe des erreurs en réception, ces erreurs en bits sont estimées par le rapport BER donc en qualité de gain qu'on a trouvé égal à 6.8% pour cette simulation. Ce gain est proche des valeurs trouvées dans la littérature [40].

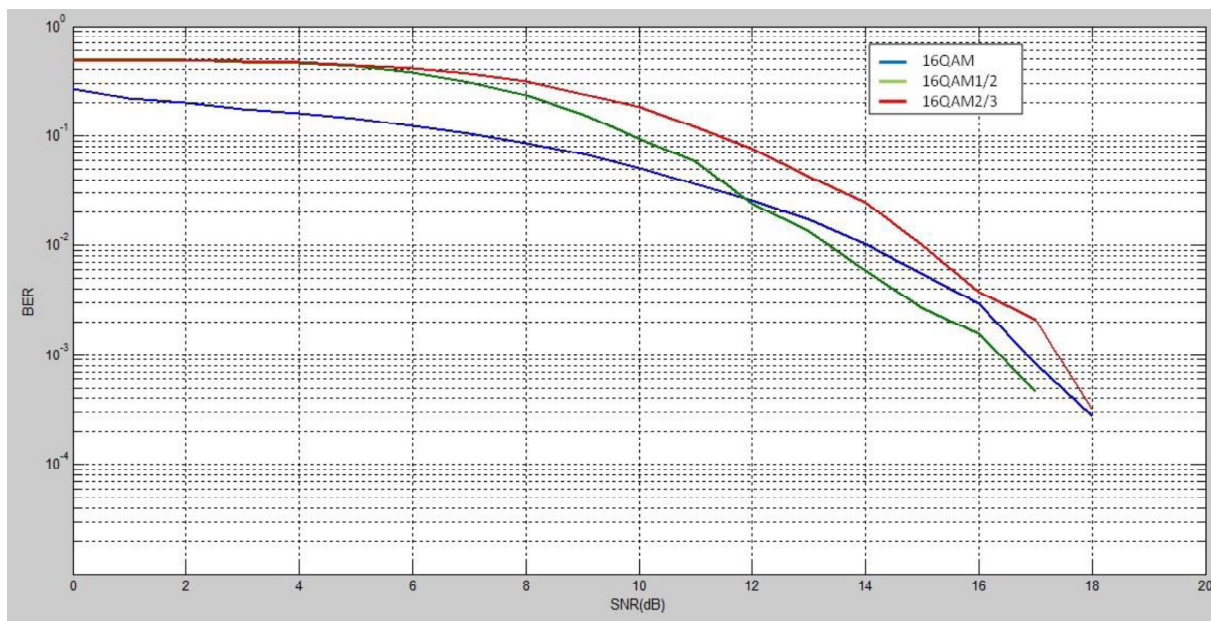


Figure 4.13 : Modulation 16QAM

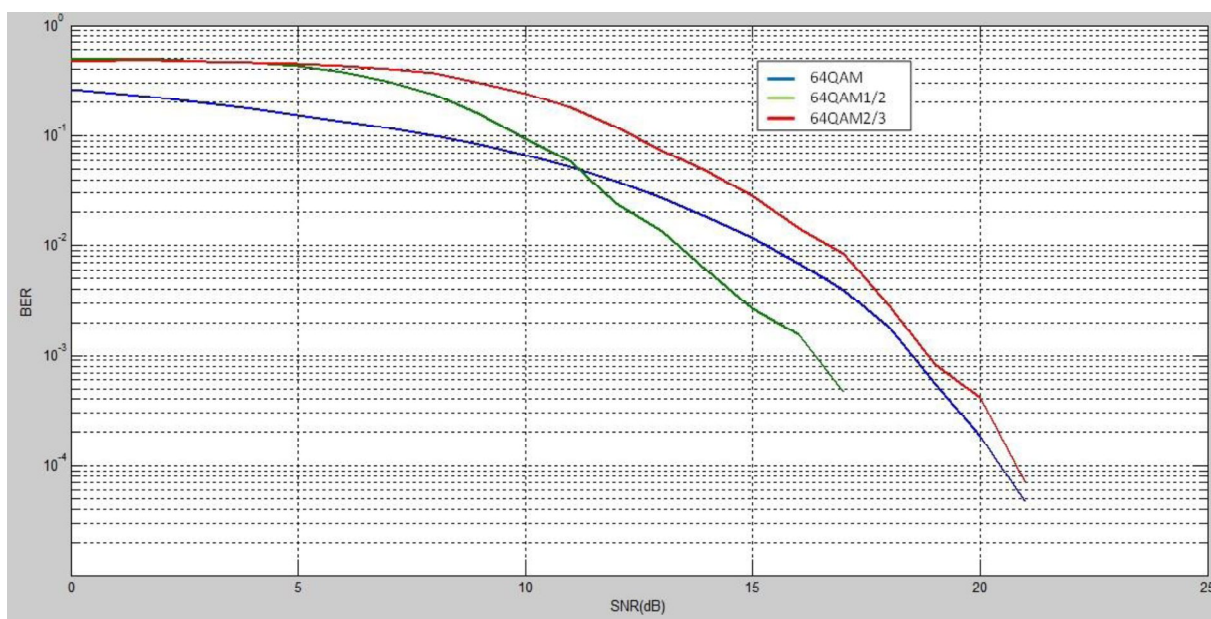


Figure 4.14 : Modulation 64QAM

Nous avons vu la modulation et le codage de plusieurs niveaux pour deux utilisateurs en émission et en réception en fonction du SNR. La comparaison des symboles reçus à partir de chaque modulation pour plusieurs valeurs de SNR, permet de faire le choix des paramètres de modulation et codage adaptatif suivant la courbe optimale pour des valeurs faibles de BER.[39]

Le tableau 4.7 présente les différents codages et modulations possibles dans le standard. Ces paramètres de transmission assurent un taux de perte de blocs de donnée (BER) inférieur à une perte d'un bloc pour un million transmis.

Type (<i>m</i>)	Modulation et taux de codage	SNR (dB)	Capacité (C :Kbps/slot)	CQI (bits/sousporteuse)
1	QPSK	1	9.6	2
2		1/2	14.4	1
3	16QAM	1/2	19.2	3
4		3/4	28.8	3.5
5	64QAM	2/3	38.4	4
6		3/4	43.2	4.5

Tableau 4.7 : MCS la capacité par slot

Donc d'après l'adaptation les paramètres de modulation et du taux de codage en peu voir la courbe optimale de modulation et codage adaptatif sur la figure 4.15.

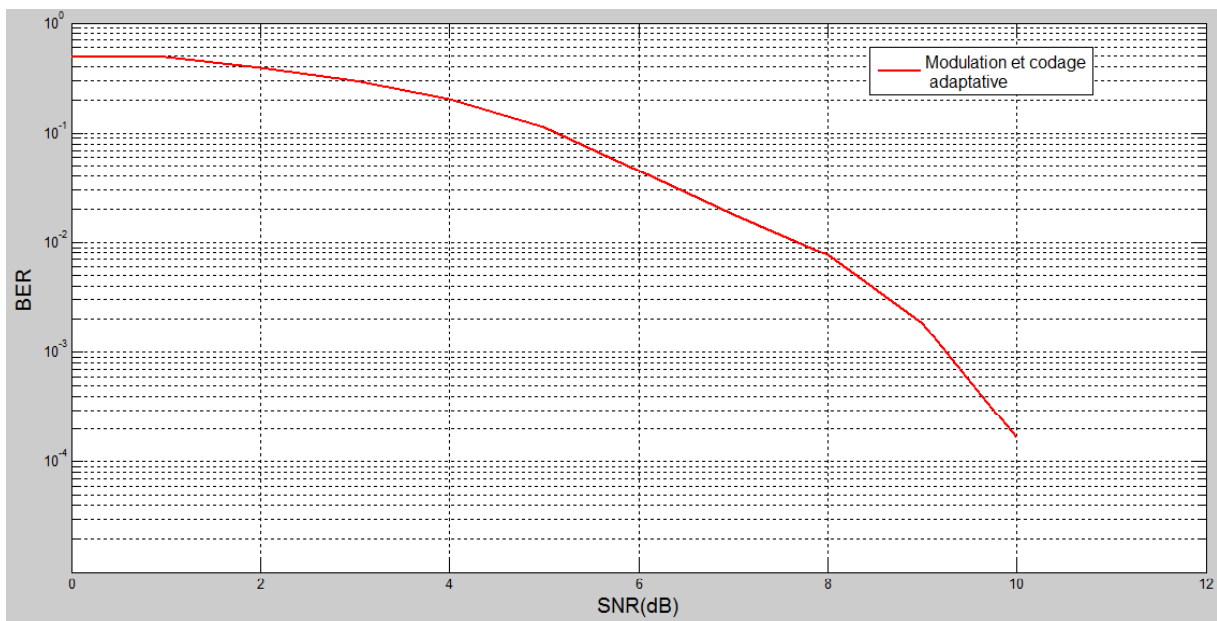


Figure 4.15: Modulation et codage adaptatif

Les combinaisons de différentes modulations et taux de codage fournit une bonne résolution de flux de données en comparaison avec les valeurs obtenues par [39] comme indiqué dans la figure 4.15.

Le signal des symboles OFDMA transmis avant le canal AWGN est mis à la figure 4.16.

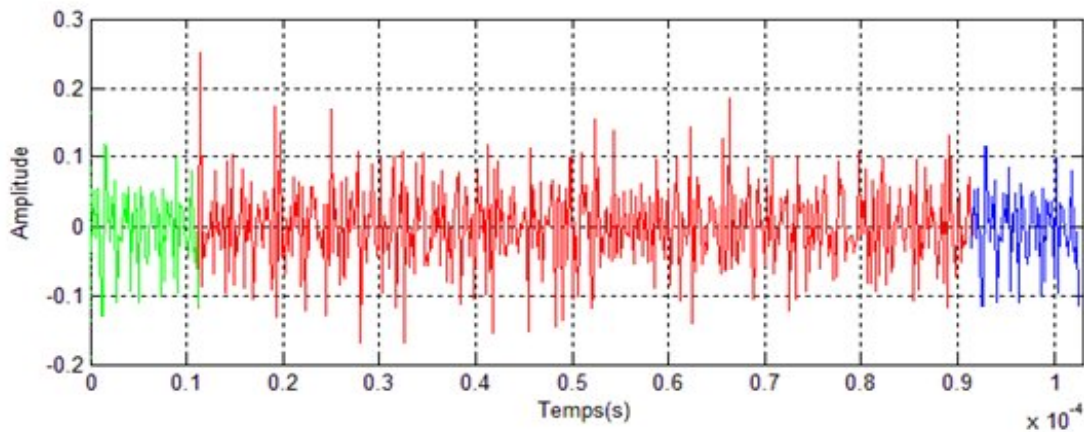


Figure 4.16 : Résultat du signal OFDMA généré

On identifie le préfixe cyclique clairement en vert avec son origine à la fin du signal en bleu. Ce préfixe cyclique représente 1/4 de la durée totale du signal. L'intervalle de garde élimine l'interférence inter-blocs. On remarque aussi le problème du PAPR avec des pics à des intervalles aléatoires dus à l'utilisation de l'OFDMA et de différent type de modulation, ainsi que la puissance élevée des sous porteuses pilotes. Les sous porteuses des deux utilisateurs sont toutes modulées dans ce signal. Ce signal est le même signal reçu par chaque SM.

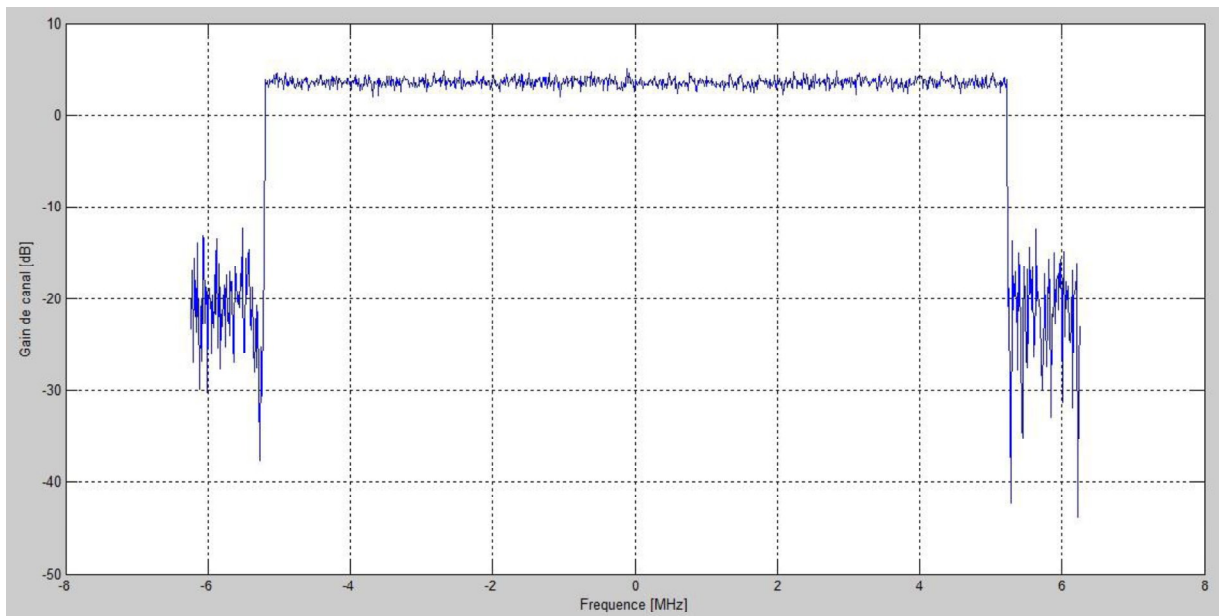


Figure 4.17 : Densité spectrale de puissance du signal OFDMA généré

La densité spectrale de puissance a été générée pour le signal OFDMA précédent. Les résultats sont reportés sur la figure 4.15. On remarque que la densité spectrale de puissance est contenue dans le spectre. On voit clairement les puissances négligeables (-40dB) des bandes de garde aux frontières du spectre. Les composantes du spectre centrées (utiles) sont variables selon le type de modulation choisi. Ils sont maximum pour 64 QAM du fait que l'amplitude est plus élevée qu'en BPSK et QPSK qui ont la même amplitude.

4.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé la technique OFDMA dans un système de communication WiMAX sur la liaison descendante avec une distribution optimale des sous-porteuses de différentes modulations et codages, et un canal AWGN pour faire une comparaison entre les résultats obtenus.

L'algorithme qui optimise la distribution des sous-porteuses est basé sur le regroupement des sous porteuses sous forme des canaux et on partage les sous canaux sur les utilisateurs en fonction de la qualité du signal du canal. La deuxième partie de l'algorithme est une permutation ou niveau des sous porteuses pour la prise en compte de la disparité entre les utilisateurs en terme de qualité de service qui est un critère primordiale.

Pour maximiser le débit de chaque sous porteuse on a effectué une modulation et un codage adaptatifs[39]. Le critère de performance retenu était la somme pondérée des débits instantanés réalisables que l'on a cherché à maximiser avec un taux d'erreur binaire minimum par utilisateur. Ces résultats figure 4.11 et figure 4.13 montrent que le système qui utilise le codage convolutif est meilleur que celui sans codage.

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire qui s'articule autour de quatre chapitres a porté sur l'étude de la technique OFDMA et son application sur la 4^{ème} génération des réseaux mobile. Nous avons présenté les avantages apportés par l'OFDMA en termes de partage optimal des sous porteuses qui a pour objectif de maximiser le débit et de minimiser la puissance émise. Nous avons passé en revue les différents systèmes de communication, et donné les capacités correspondantes de chaque système. Les systèmes OFDMA ont un potentiel énorme en termes de capacité par rapport aux CDMA, TDMA ou OFDM.

Dans le réseau à haut débit OFDMA, l'efficacité de modulation change généralement en fonction de la qualité du signal du canal, c'est à dire, une bonne qualité du signal permet d'affecter à l'utilisateur une haute modulation avec plusieurs bits par symbole et vice versa. Cependant, quand la modulation change de la haute valeur vers la faible, l'utilisateur a un impact négatif en termes de dégradation de son débit. Ce problème est traité dans ce mémoire par l'adaptation de la bande passante quand la modulation change et dans le but de maintenir un débit constant de l'utilisateur indépendamment de sa position.

L'adaptation de la bande passante, sont plus complexe que les autres systèmes. Sur la chaîne de transmission, l'affectation des sous porteuses sur la voie descendante d'un système cellulaire ont pour but d'améliorer les performances de ce système, on a proposé un algorithme d'allocation des sous porteuses, qui est basé sur le regroupement des sous porteuses sous forme de canaux et sur l'estimation de l'état de canal. Pour estimer l'état des sous canaux, nous avons vu que le récepteur renvoie l'état de canal sur les sous porteuses de pilotes. On a effectué des simulations sur la méthode d'allocation dynamique des sous porteuses. Nous avons présenté et discuté les résultats obtenus lors de nos simulations. Les résultats obtenus dans le quatrième chapitre montrent que le OFDMA avec le codage convolutif sont plus performants que ceux sans codage.

Finalement, nous avons déduit qu'à partir de cet algorithme que l'application de OFDMA dans les réseaux mobile de la 4 G est une solution efficace.

Conclusion générale

Comme perspectives au travail entrepris dans ce mémoire, dans le sens descendant d'un système cellulaire, un travail intéressant serait de mettre en place une version avec contrôle de puissance pour les utilisateurs en bord de cellules. Cela permettrait éventuellement à la phase de limitation d'interférences, en plus de la probabilité d'outage, d'améliorer significativement le débit moyen par cellule.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Hrushikesh Vasuki : « Orthogonal Frequency Division Multiplexing ».
The Department of Electrical Engineering at the State University of New York, Stony Brook.
November 1999.
- [2] « Le COFDM » dernière modification : le 27/07/2001
<http://iphilgood.chz.tiscali.fr/Transmission/COFDM.htm>
- [3] J.H. Stott : Le pourquoi et le comment de COFDM. UER-Revue Technique –Hiver 1998.
- [4] Carl Nassar, «Telecommunications demystified».2001 by LLH Technology Publishing. ISBN 1-878707-55-8 (alk. paper)
- [5] Khaled Al Jazzar. : « Méthodes proposées pour l'allocation des ressources dans un système à accès multiple OFDMA ». 2002.
- [6] R. Nogueroles, M. Bossert, V. Ziablov. : « Performance of a random OFDMA system for mobile communications ». International Zurich Seminar on Broadband Communications, 1998.
- [7] Cheong Yui Wong, Roger S. Cheng, Member, IEEE, Khaled Ben Letaief, Senior Member, IEEE, and Ross D. Murch, Senior Member, IEEE, « Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation » 1999.
- [8] Bruno Martin, «Codage, cryptologie et applications».CH – 1015 Lausanne, ISBN 2-88074-569-1
- [9] Claude Berrou, «**Codes et turbocodes**». Springer-Verlag France 2007, ISBN 13 : 978-2-287-32739-1 Springer Paris
- [10] « INTER CARRIER INTERFERENCE Cancellation OFDM ».
http://www.ece.utexas.edu/~wireless/EE381K11_Spring03/projects/6.3.pdf
- [11] Jiho Jang, Kwang Bok Lee. “Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 2, pp. 171-178, Feb. 2003.
- [12] Ian C. Wong, Zukang Shen, Jeffrey G. Andrews, Brian L. Evans. “A Low Complexity Algorithm for proportional Resource Allocation in OFDMA Systems”, 2004.
- [13] W. Rhee, J. M. Cioffi. “Increase in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Subchannel Allocation”, IEEE, Vehicular Technology Conference Proceedings, VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 pp.1085-1089 vol.2.
- [14] Z. Mao, X. Wang, « Branch and Bound Approach to OFDMA Radio resource Allocation » . Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Fall, The 64th IEEE Semiannual, 25-28 september 2006, Montreal, Canada.
- [15] Cheong Yui Wong, Roger S. Chen, Khaled Ben Letaief, Ross D. Murch. “Multiuser OFDM

Bibliographie

- with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 10, October 1999, pp. 1747 – 1758.
- [16] James Gross, Holger Karl, Frank Fitzek, Adam Wolisz. “Comparison of heuristic and optimal subcarrier assignment algorithms”, Proceedings of IEEE International Conference on Wireless Networks (ICWN) 2003, pp. 249-255.
- [17] SanJun Ko, Joo Heo, KyungHi Chang. «Aggressive subchannel allocation algorithm for efficient dynamic channel allocation in multi-user OFDMA system». The 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2006 : 11-14 September 2006, Helsinki, Finland.
- [18] T. Nguyen, Y. Han. «A Dynamic Channel Assignment Algorithm for OFDMA Systems». Vehicular Technology Conference, 2006. The 64th IEEE Semiannual, 25-28 september 2006, Montreal, Canada.
- [19] G. Zhang, “Subcarrier and bit allocation for real-time services in multiuser OFDM systems” IEEE ICC 04 Paris France, June 20-24, 2004, pp 2985_2989.
- [20] Gunading Yu, Zhaoyang Zhang, Yan Chen, Ying Shi and Peiliang Qiu. “A novel Resource Allocation Algorithm for Real-time Services in Multiuser OFDM Systems”. Vehicular Technology Conference, VTC2006-Spring. 7-10 may 2006.
- [21] Ho Seok Kim, Jin Sam Kwak, Jung Min Choi, and Jae Hong Lee. “Efficient Subcarrier and Bit Allocation Algorithm for OFDMA System with Adaptive Modulation”, in Proc. IEEE VTC Spring, May 2004.
- [22] C. Wong, C. Tsui, S. Chen, Khaled Ben Letaief. “A Real-time Sub-carrier Allocation Scheme for Multiple Access Downlink OFDM Transmission”, Vehicular Technology Conference, 1999. Fall. 50th pp. 1124-1128 vol.2.
- [23] Slawomir Pietrzyk, Gerard J.M. Janssen. “Multiuser Subcarrier Allocation for QoS provision in the OFDMA Systems”, IEEE 56th Vehicular Technology Conference Proceedings. VTC 2002-Fall. pp. i- xl.
- [24] Liang Chen, Brian Krongold «An Iterative resource Allocation Algorithm for Multiuser OFDM with Fairness and QoS Constraints». Vehicular Technology Conference, VTC 2007-Spring. Dublin Ireland 22-25 April 2007.
- [25] Didem Kivanc, Hui Liu. “Subcarrier Allocation and Power Control for OFDMA”, Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2000, pp. 147-151 vol.1.

Bibliographie

- [26] M. Cho, W. Seo, Y. Kim, D.Hong. "A Joint Feedback Reduction Scheme Using Delta Modulation for Dynamic Channel Allocation in OFDMA Systems". The 16th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2005.
- [27] S. Pfletschinger, J. Speidel, G. Münz. "Efficient Subcarrier Allocation for Multiple Access in OFDM Systems", 7th International OFDM-Workshop 2002 (InOWo'02), Hamburg, Germany, September 2002, pp. 21-25, 10-11.
- [28] Didem Kivanc, Guoqing Li, Hui Liu. "Computationally Efficient Bandwidth Allocation and Power Control for OFDMA", IEEE Transactions on Wireless Communications, Nov 2003, vol. 2, no. 6, pp. 1150 – 1158.
- [29] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, «MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB»2010 John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, ISBN 978-0-470-82561-7 (cloth)
- [30] Wimax-802.16-Worldwide Interoperability for Microwave Access. Issu de "Comment ça marche", sous les termes de la license Creative Commons ;
www.commentcamarche.net/wimax/wimax-intro.php3
- [31] Découverte du WiMax www.touslesreseaux.com/test-dossier/Partez-a-la-decouverte-du-WIMAX.html
- [32] WiMAX System Evaluation Methodology. V1.0 30/01/2007. Wimax Forum.
- [33] Part 16 : Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems .
Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands 18 février 2005
- [34] Guy Pujolle, «Les réseaux» 6e édition (ISBN-13 : 978-2-212-11757-8) – septembre 2007
- [35] Andreas F. Molisch, «Wireless Communications, Second Edition» 2011 John Wiley & Sons Ltd. ISBN: 978-0-470-74187-0
- [36] Martin Sauter, «From GSM to LTE»2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN 978-0-470-66711-8 (cloth)
- [37] N. Riato, S. Sorrentino, D. Franco. "Impact of Mobility on physical and MAC layer algorithms performance in Wimax System". The 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2007 : 3-7 September 2007.
- [38] Hassan Yaghoobi, « Scalable OFDMA Physical Layer in IEEE 802.16 WirelessMAN » Intel Technology Journal, Volume 8, Issue 3, 2004.

Bibliographie

- [39] Nahla Mahmoud Satti, Syed Junaid Nawaz.” Dynamic Radio Resource Allocation and Optimization for OFDMA Cellular Networks” International Conference on Computer Technology and Development (ICCTD 2010).
- [40] Shreyans Parakh , Aditya K. Jagannatham “Optimal Subcarrier Allocation for H.264 based Scalable Video Transmission in 4G OFDMA Systems” This research was supported by the BITCOE grant BITCOE/EE/20090293.
- [41] Ahmed N. Zaki, Abraham O. Fapojuwo, Senior” Optimal and Efficient Graph-Based Resource Allocation Algorithms for Multiservice Frame-Based OFDMA Networks” IEEE TRANSACTIONS ON MOBILE COMPUTING, VOL. 10, NO. 8, AUGUST 2011, PP 1175-1186

ملخص :

إن الاتصالات الرقمية متعددة الحاملات تكون الحل الفعال في شبكات الهاتف المحمول من بين التقنيات الحديثة في التضمين الرقمي متعدد الحوامل نذكر من بعضها OFDM, COFDM, MC-CDMA و OFDMA. إن تقنية OFDMA تسمح لعدة مستخدمين التشارك في نفس النظام في نفس الوقت (متعدد المستخدمين). في هذه مذكرة الماجستير. نقترح بتطوير خوارزمية التي تقوم بتخصيص ديناميكي للحاملات للمستخدمين في نظام OFDMA-4G. هذه الخوارزمية التي تسمح بتحسين خاصية النظام و نذكر من أهمها الحصول علي ربح متساوي لكل المستخدمين.

كلمات المفتاح: OFDM, COFDM, MC-CDMA, OFDMA.

Résumé :

La transmission numérique par multi-porteuses est une solution efficace dans les réseaux mobiles. Parmi les techniques modernes de modulation numérique multi-porteuses, on peut citer OFDM, COFDM, MC-CDMA et OFDMA. La technique OFDMA autorise plusieurs utilisateurs a occuper le même système en même temps (multi-utilisateurs). Dans ce sujet de magister, on propose de développer un algorithme qui traite de l'allocation dynamique des sous porteuses multi-utilisateurs dans un système OFDMA-4G. Cet algorithme doit permettre l'amélioration des performances du système cité plus haut tout en maintenant un gain identique pour tous les utilisateurs.

Mots clés : OFDM, COFDM, MC-CDMA, OFDMA.

Abstract:

The digital transmission by multi-carriers is an effective solution in the mobile networks. Among the modern techniques of numerical modulation multi-carriers, we can quote OFDM, COFDM, MC-CDMA and OFDMA. Technique OFDMA authorizes several users occupied the same system at the same time (multi-users). In this subject of magister, we propose to develop an algorithm which treats dynamic allocation of the subcarriers multi-users in an OFDMA-4G system. This algorithm must allow the improvement of the performances of the system referred to above all while maintaining a profit identical for all the users.

Key-words: OFDM, COFDM, MC-CDMA, OFDMA.