

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL

ALLOCATION DES RESSOURCES ET ORDONNANCEMENT DANS DES SYSTÈMES  
MIMO-CDMA

MÉMOIRE  
PRÉSENTÉ  
COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN INFORMATIQUE

PAR  
EL MAHDI DRIOUCH

JANVIER 2009

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL  
Service des bibliothèques

Avertissement

La diffusion de ce mémoire se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire *Autorisation de reproduire et de diffuser un travail de recherche de cycles supérieurs* (SDU-522 – Rév.01-2006). Cette autorisation stipule que «conformément à l'article 11 du Règlement no 8 des études de cycles supérieurs, [l'auteur] concède à l'Université du Québec à Montréal une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de [son] travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, [l'auteur] autorise l'Université du Québec à Montréal à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de [son] travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de [la] part [de l'auteur] à [ses] droits moraux ni à [ses] droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, [l'auteur] conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont [il] possède un exemplaire.»

## REMERCIEMENTS

Ce n'est pas parce que la tradition exige que cette page se trouve dans ce mémoire, mais par ce que je veux que les personnes à qui s'adressent ces remerciements trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je tiens à remercier tout d'abord mon professeur et directeur de recherche, Professeur Wessam Ajib, qui n'a ménagé aucun effort pour la réalisation effective de ce projet. Je le remercie pour sa disponibilité, ses conseils et son appui tout au long de ce projet.

J'exprime ma profonde gratitude à ma famille au Québec pour leur encouragement et tout leur apport qui n'était pas moindre.

Je tiens aussi à remercier mon ami, M. Abdelhalim Driouech, pour ses conseils et son appui tout au long de ma formation.

Je ne saurais terminer sans remercier les professeurs et personnel de l'UQAM qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>LISTE DES FIGURES</b> . . . . .	v
<b>LISTE DES TABLEAUX</b> . . . . .	vii
<b>LISTE DES ACRONYMES</b> . . . . .	viii
<b>RÉSUMÉ</b> . . . . .	ix
<b>INTRODUCTION</b> . . . . .	1
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>INTRODUCTION AUX SYSTÈMES MIMO</b> . . . . .	6
1.1 MIMO et théorie de l'information . . . . .	6
1.1.1 Capacité de Shannon pour un lien SISO . . . . .	7
1.1.2 Capacité de Shannon pour un lien MIMO . . . . .	9
1.2 Transmission sur un lien MIMO . . . . .	13
1.3 MIMO et les standards de communication sans fil . . . . .	15
<b>CHAPITRE II</b>	
<b>LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION MULTIUSAGERS</b> . . . . .	17
2.1 Techniques d'accès multiple . . . . .	17
2.1.1 L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA) . . . . .	18
2.1.2 L'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA) . . . . .	19
2.1.3 L'accès multiple à répartition par code (CDMA) . . . . .	20
2.2 Ordonnancement dans les systèmes multiusagers . . . . .	22
2.3 Les systèmes MIMO-multiusagers . . . . .	22
2.3.1 Capacité d'un lien BC MIMO-MU . . . . .	23
2.3.2 Ordonnancement et diversité multiusagers dans les systèmes MIMO- multiusagers . . . . .	24
2.3.3 Techniques de transmission pour le MIMO-multiusagers . . . . .	27
2.4 Les Systèmes MIMO-CDMA . . . . .	31

<b>CHAPITRE III</b>	
<b>ALGORITHMES D'ORDONNANCEMENT POUR LE MIMO-CDMA</b>	
<b>AVEC ZFBF</b> . . . . .	<b>34</b>
3.1 Modèle du système . . . . .	34
3.2 La théorie des graphes . . . . .	41
3.2.1 Les graphes . . . . .	41
3.2.2 Problème de coloration des sommets . . . . .	42
3.2.3 Problème du sous-graphe k-colorable à poids maximal . . . . .	43
3.3 L'ordonnancement . . . . .	44
3.3.1 La formulation du problème . . . . .	44
3.3.2 Les algorithmes d'ordonnancement . . . . .	45
3.4 Résultats numériques . . . . .	49
<b>CONCLUSION</b> . . . . .	<b>54</b>
<b>APPENDICE A</b>	
<b>ALGORITHME WATERFILLING</b> . . . . .	<b>57</b>
<b>Bibliographie</b> . . . . .	<b>59</b>

## LISTE DES FIGURES

1.1	Diagramme d'un système de transmission sans fil MIMO . . . . .	7
1.2	Diagramme d'un système de transmission sans fil SISO . . . . .	8
1.3	Diagramme de la décomposition de la matrice du canal quand elle est connue au niveau de l'émetteur . . . . .	10
1.4	La capacité ergodique d'un lien MIMO vs. un nombre égal d'antennes à l'émission et à la réception pour différentes valeurs de SNR (Duman et Ghrayeb, 2007) . . . . .	12
2.1	Techniques d'accès multiple : (a) FDMA, (b) TDMA, (c) CDMA . . . . .	18
2.2	Exemple d'un signal étalé par un étalement à séquence directe avec un processing gain de $T_b/T_c$ . . . . .	21
2.3	Région de capacité pour un canal MIMO-MU descendant avec deux usagers	24
2.4	Les fluctuations des canaux de trois usagers dans un système de communication multiusagers (Ajib et Haccoun, 2005) . . . . .	25
2.5	Un canal descendant MIMO-MU où chaque usager reçoit le signal destiné aux autres . . . . .	28
3.1	Structure du système MIMO-CDMA . . . . .	35
3.2	Un graphe $G = \{V, E\}$ avec $V = \{1, \dots, 7\}$ et $E = \{\{1,2\}, \{2,3\}, \{1,3\}, \{2,5\}, \{4,6\}\}$ . . . . .	41
3.3	Exemples de la coloration des sommets d'un graphe : (a) Coloration avec le nombre minimal de couleurs (gauche), (b) Coloration possible mais non minimale (droite) . . . . .	43
3.4	Exemple d'un sous-graphe 2-colorable à poids maximal : $V' = \{A, B, E, F\}$ .	44
3.5	Débit somme vs $\epsilon$ pour un système MIMO-CDMA où une station de base ayant quatre antennes/quatre codes sert 20 usagers . . . . .	50
3.6	Débit somme vs SNR pour un système MIMO-CDMA où une station de base ayant deux antennes/quatre codes sert huit usagers . . . . .	51

3.7	Débit somme vs Nombre d'utilisateur pour un système MIMO-CDMA avec une station de base ayant deux ou quatre antennes et quatre codes . . . .	52
3.8	Schéma représentant une itération de l'algorithme du Waterfilling . . . .	58

## LISTE DES TABLEAUX

3.1	L'algorithme à coloration complète . . . . .	47
3.2	L'algorithme glouton . . . . .	48

## LISTE DES ACRONYMES

- 3GPP** 3rd Generation Partnership Project.
- AWGN** Additive white Gaussian noise (Bruit blanc additif et gaussien).
- BC** Broadcast channel (Canal de diffusion).
- BF** Beamforming (formation de faisceau).
- BLAST** Bell laboratories layered space time.
- CDMA** Code division multiple access (Accès multiple à répartition par code).
- CSI** Channel state information (Information sur l'état du canal).
- DPC** Dirty paper coding.
- FDMA** Frequency division multiple access (Accès multiple à répartition en fréquence).
- GSM** Global System for Mobile.
- MIMO** Multiple-Input Multiple-Output (Entrées multiples sorties multiples).
- MIMO-MU** MIMO multiusagers.
- MMSE** Minimum mean-square error (Estimation par erreur quadratique moyenne minimale).
- OFDMA** Orthogonal frequency division multiple access (Accès multiple à répartition en fréquences orthogonales).
- SDMA** Space division multiple access (Accès multiple à répartition dans l'espace).
- SISO** Single-Input Single-Output (Entrée simple sortie simple).
- SNR** Signal-to-noise ratio (Rapport signal sur bruit).
- SINR** Signal to interference-plus-noise ratio (Rapport signal sur bruit plus interférence).
- STBC** Space-time bloc code (Codage spatio-temporel par bloc).
- SVD** Singular value decomposition (Décomposition en valeurs singulières).
- TDMA** Time division multiple access (Accès multiple à répartition dans le temps).
- ZFBF** Zero forcing beamforming (Formation de faisceau par forçage à zéro).
- ZFBF-SUS** Zero forcing beamforming with semiorthogonal user selection.

## RÉSUMÉ

Un système de communication sans fil MIMO-CDMA combine l'utilisation de plusieurs antennes (au niveau de la station de base et/ou des usagers), avec la technique d'accès multiple à répartition par codes. Afin de tirer profit des avantages de cette combinaison, la conception d'un algorithme efficace qui permet l'allocation des ressources devient une tâche indispensable. Ce travail propose deux algorithmes d'ordonnement permettant d'allouer les ressources réseau aux différents usagers dans les systèmes MIMO-CDMA. Vu que le problème d'ordonnement est dans ce cas NP-difficile, nous avons adopté une approche basée sur la théorie des graphes. Ainsi, nous avons obtenu le bon compromis entre performances et complexité algorithmique. Les simulations présentées démontrent l'efficacité des algorithmes proposés. Ces derniers donnent des résultats très proches de l'optimal tout en réduisant largement la complexité de l'algorithme exacte.

**Mots clés :** Algorithmes d'ordonnement, théorie des graphes, systèmes de communication sans fil MIMO-CDMA, Simulation des réseaux.

## INTRODUCTION

Avec la croissance fulgurante de l'utilisation des systèmes de communication sans fil et la forte expansion de l'internet mobile dans les quatre coins du globe, la majorité des travaux de recherche dans ce domaine se focalisent sur le déploiement de nouvelles technologies permettant de rendre les réseaux sans fil de plus en plus performants. La conception des nouvelles générations de réseaux sans fil se trouve toujours confrontée au problème de limitation de capacité posé par une bande passante très étroite et une puissance d'émission souvent limitée. Afin de surmonter ces handicaps, une nouvelle technologie appelée communément MIMO (entrées multiples sorties multiples) tente de tirer profit de la dimension spatiale, en installant plusieurs antennes au niveau des émetteurs et/ou des récepteurs. Ainsi, l'emploi d'une telle technologie fournit une augmentation considérable des débits des liens de transmission (en gardant la même largeur de bande et la même puissance).

La technologie MIMO est considérée comme l'une des technologies récentes les plus innovatrices dans le monde des communications sans fil et aussi comme une forte candidate pour la couche physique de la prochaine génération des réseaux sans fil. Les systèmes MIMO introduisent une nouvelle forme de diversité connue sous le nom de diversité spatiale. Cette technique cherche à exploiter les phénomènes d'évanouissement et de multitrajets, longtemps considérés en tant que handicaps. En effet, le récepteur reçoit et combine plusieurs copies d'un même signal envoyées à partir de plusieurs antennes et subissant des évanouissements indépendants. Par conséquent, le récepteur prend la bonne décision permettant de reconstituer le message d'origine sans erreur. En résumé, l'utilisation de plusieurs antennes au niveau des systèmes MIMO peut servir soit à améliorer la fiabilité de transmission en réduisant la probabilité d'erreur (gain en diversité) (Alamouti, 1998), soit à augmenter le débit de transmission (gain de multiplexage) (Foschini, 1998).

La technologie MIMO peut aussi bien être utilisée dans un système point à point où

deux usagers communiquent directement, que dans un réseau multiusagers où une station de base tente de servir plusieurs clients. Un tel système est appelé MIMO multiusagers. Dans les systèmes de communication sans fil multiusagers, les fluctuations indépendantes des liens sans fil entre la station de base et ses différents clients donnent naissance à une nouvelle forme de diversité connue sous le nom de diversité multiusagers (Knopp et Humblet, 1995). Contrairement aux systèmes classiques utilisant une seule antenne où la station de base cherche à servir l'utilisateur ayant les meilleures propriétés de canal, les systèmes MIMO peuvent transmettre à plusieurs usagers simultanément et ainsi utiliser les ressources du réseau plus efficacement.

Pour les systèmes MIMO-multiusagers, le degré de connaissance de l'état du canal et de ses coefficients d'évanouissement constitue un facteur important pour l'amélioration des performances. Dans le cas où l'émetteur (une station de base) connaît parfaitement les coefficients du canal entre ses antennes et les antennes réceptrices des différents usagers, la capacité du système est atteinte par une technique de transmission connue sous le nom de « dirty paper coding » (Weingarten *et al.*, 2006). Malgré l'optimalité de cette technique, elle reste très complexe pour être implémentée dans des systèmes réels. Une solution à ce problème est donnée par une autre technique de transmission beaucoup moins complexe appelée « zero forcing beamforming » ou la formation de faisceau par forçage à zéro. Elle offre un bon compromis entre la complexité algorithmique et les performances du système malgré qu'elle soit suboptimale. Toutefois, le nombre d'utilisateurs qui peuvent être servis en appliquant le zero forcing beamforming est limité, ce qui oblige la station de base à choisir uniquement le groupe d'utilisateurs qui maximise les performances. Un tel choix étant difficile et compliqué puisqu'il s'agit de tester toutes les combinaisons possibles, on fait souvent appel à des méthodes heuristiques plus simples.

Les techniques d'accès multiple consistent à permettre aux différents usagers présents dans un réseau de partager les différentes ressources (bande passante, puissance, etc.) offertes par le système. Le partage de ces ressources pourra se faire selon différentes dimensions, soit en divisant le temps (dimension temporelle TDMA), la fréquence (dimension fréquentielle FDMA) ou soit en servant les usagers avec des codes distincts

(dimension code CDMA). L'utilisation de plusieurs antennes ajoute une nouvelle dimension, la dimension spatiale, donnant naissance à une nouvelle technique d'accès multiple, le SDMA (*Space Division Multiple Access* ou accès multiple à répartition dans l'espace). Le SDMA consiste à servir chaque usager par une antenne différente. La combinaison de cette technique avec l'une des techniques citées précédemment tout en choisissant d'une manière intelligente les usagers à servir, grâce à un algorithme d'ordonnancement efficace, résulte en une augmentation considérable de la capacité du système.

La combinaison de l'utilisation d'antennes multiple au niveau de la station de base et/ou des usagers avec la technique d'accès multiple CDMA donne naissance à un nouveau type de système multiusagers : les systèmes MIMO-CDMA. De tels systèmes tirent profit des avantages présents dans les deux dimensions spatiale et de code. Le MIMO-CDMA est déjà présent dans plusieurs standards de communication sans fil. En effet, les systèmes 3G CDMA utilisent des antennes multiples au niveau des stations de base pour une diversité de transmission.

Dans ce document, nous proposons deux algorithmes d'ordonnancement pour le canal descendant (station de base vers les usagers) d'un système de communication sans fil MIMO-CDMA. Nous proposons une nouvelle architecture de systèmes MIMO-CDMA en utilisant le zero forcing beamforming comme technique de transmission. Cette dernière est utilisée dans le but d'éliminer les interférences mutuelles entre les usagers présents dans le système. Les algorithmes proposés ont pour objectif, lors de chaque période de transmission, de choisir les usagers ayant à la fois un bon état de canal et une bonne séparabilité spatiale. Ce choix permettra ainsi de maximiser le débit total du système. La solution optimale à ce problème étant très complexe, nous adoptons une approche basée sur la théorie des graphes afin de concevoir des algorithmes moins complexes. Les deux algorithmes effectuent la tâche d'ordonnancement en procédant par trois étapes : dans un premier temps, ils modélisent le système par le biais d'un graphe où chaque sommet correspond à un usager différent. Dans la deuxième étape, les deux algorithmes proposent une solution différente au problème de coloration des sommets du graphe qui correspond exactement au problème du choix d'usagers. Chaque solution propose

plusieurs groupes d'utilisateurs. La troisième étape consiste à affecter les différents codes d'étalement aux groupes d'utilisateurs choisis dans l'étape précédente.

Les propositions citées ci-dessus ainsi que les résultats obtenus ont fait le sujet d'un article (Driouch et Ajib, 2008) qui a été présenté lors d'une conférence scientifique prestigieuse : IEEE International Symposium on Computers and Communications ISCC'08. Cet article a reçu le prix du meilleur article scientifique lors de cette conférence.

La suite de ce document est organisée comme suit. Le premier chapitre donne une introduction aux systèmes à antennes multiples MIMO point à point. Nous présentons les principaux résultats de la théorie de l'information qui ont permis de calculer la capacité des systèmes MIMO et qui ont ainsi prouvé les avantages de cette technologie. Nous introduisons par la suite les principales techniques de transmission qui permettent de s'approcher le plus possible de cette capacité. Dans le deuxième chapitre, nous présentons plusieurs aspects de la communication sans fil multi-utilisateurs. Dans une première partie, nous donnons une brève présentation des différentes techniques d'accès multiples, à savoir le TDMA, CDMA, etc. Nous introduisons par la suite les systèmes MIMO-multi-utilisateurs en discutant la région de capacité qui constitue une mesure de performance très importante. Ensuite, nous présentons les principales techniques de transmission pour les systèmes MIMO-multi-utilisateurs ainsi qu'un survol des principaux travaux de recherches dans ce domaine. Ces techniques permettent soit d'atteindre la région de capacité avec une complexité très élevée (avec le dirty paper coding) ou seulement de l'approcher avec moins de complexité (avec le zero forcing beamforming). Un état de l'art pour les systèmes multi-utilisateurs MIMO-CDMA est aussi donné dans ce chapitre. Nous présentons dans le troisième chapitre deux algorithmes pour résoudre le problème d'ordonnement dans les systèmes MIMO-CDMA utilisant la technique du zero forcing beamforming. Nous présentons le modèle du système utilisé avant de donner les principales définitions de la théorie des graphes qui seront utilisées dans le reste du chapitre. Nous formulons par la suite le problème d'ordonnement en tant qu'un problème de coloration des sommets dans un graphe. Ensuite, nous détaillons les différentes étapes des deux algorithmes heuristiques proposés. Finalement, nous montrons l'efficacité de ces algorithmes au moyen de

simulations. Ces dernières ont été réalisées en utilisant l'environnement de développement MATLAB. Le choix de ce logiciel en tant qu'outil de simulation vient du fait qu'il offre une grande bibliothèque spécialement conçue pour le calcul matriciel. Il permet aussi de tracer les résultats de simulations en toute facilité. Une conclusion de notre travail ainsi que des propositions pour des travaux futurs sont fournies dans la dernière section.

## CHAPITRE I

### INTRODUCTION AUX SYSTÈMES MIMO

Apparus dans la moitié des années 90 dans des articles publiés par les chercheurs aux laboratoires de Bell-Labs (Foschini, 1998) et (Telatar, 1999), les systèmes de communication utilisant des antennes multiples appelés communément MIMO (*multiple input multiple output*) ont réussi depuis à devenir le sujet de recherche le plus populaire dans le domaine de communication sans fil. La technologie MIMO a rapidement pris place dans les standards les plus attendus assurant une connectivité réseau sans fil rapide et fiable (tels que le 802.11n et le 3GPP). Un système MIMO est défini comme étant un lien de communication sans fil où l'émetteur et le récepteur sont équipés de plusieurs antennes (figure 1.1). Il a été démontré par J. Foschini (Foschini, 1998) que l'utilisation de plusieurs antennes permet de créer une diversité spatiale qui, une fois exploitée permet de transformer les problèmes produits par les phénomènes d'évanouissement et de multitrajets en un avantage diminuant la probabilité d'erreurs de transmission. Dans ce chapitre, nous allons présenter les particularités des systèmes MIMO, la théorie qui se cache derrière ainsi que les techniques qui mettent en évidence ses avantages.

#### 1.1 MIMO et théorie de l'information

Le grand intérêt qu'a reçu et que continue de recevoir la technologie MIMO est dû en une grande partie au travail de E. Telatar. Dans son article (Telatar, 1999), Telatar démontre les avantages des systèmes MIMO en se basant sur la théorie de l'information afin de calculer la capacité de Shannon d'un système à antennes multiples. Cette étude a ainsi fourni une idée sur la borne supérieure du débit de transmission maximal (en bits par seconde par Hertz) qu'un lien MIMO point-à-point pourrait supporter avec un codage et une modulation donnés pour une probabilité d'erreur acceptable. Dans cette section,

nous examinons la capacité d'un système MIMO en la comparant avec un système à simple antenne appelé communément SISO (*single input single output*).

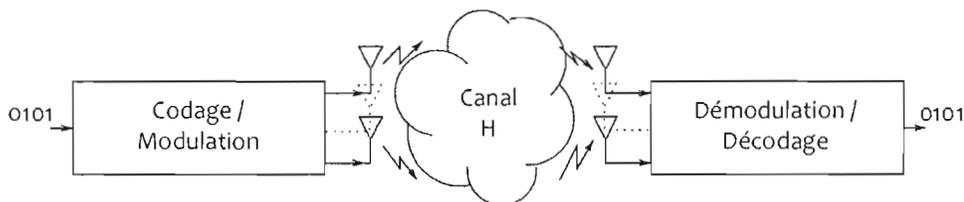


FIG. 1.1: Diagramme d'un système de transmission sans fil MIMO

### 1.1.1 Capacité de Shannon pour un lien SISO

Considérons le modèle de canal où l'émetteur et le récepteur sont équipés chacun d'une seule antenne. Le signal transmis est perturbé uniquement par un bruit blanc additif (AWGN) noté  $z$  de moyenne nulle et de variance  $\sigma_z^2$ . Notons par  $\rho$  le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur avec  $\rho = \frac{P}{\sigma_z^2}$  où  $P$  représente la puissance de transmission disponible au niveau de l'émetteur. La relation entre le signal émis  $x$  (la puissance de  $x$  est normalisé à l'unité) et celui reçu  $y$  est donné par la relation suivante

$$y = \sqrt{P}x + z \quad (1.1)$$

La capacité en bits par seconde par hertz d'un tel lien est donnée par l'équation (1.2) appelée aussi capacité de Shannon. Il est à noter que pour atteindre une telle capacité il faut supposer l'utilisation d'un signal émis suivant une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance de 1/2.

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ Bit/Sec/Hz} \quad (1.2)$$

En pratique, une transmission sans fil est sujette (voir figure 1.2), en plus du bruit additif, au problème d'évanouissement du canal et de sa nature variée avec le temps.

Dans la suite de ce document, nous supposons (sauf indication du contraire) que le canal sans fil subit un évanouissement plat et rapide. Dans ce cas la relation entre le signal émis  $x$  et celui reçu  $y$  est donné par la relation suivante

$$y = \sqrt{P}hx + z \quad (1.3)$$

où  $h$  représente le coefficient d'évanouissement du canal qui suit une distribution gaussienne complexe d'une moyenne nulle.



FIG. 1.2: Diagramme d'un système de transmission sans fil SISO

Dans un canal à évanouissement plat, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent le même coefficient d'évanouissement, contrairement à l'évanouissement sélectif en fréquences où les différentes composantes fréquentielles du signal émis subissent des coefficients d'évanouissement différents et indépendants. L'étude est dans ce cas plus compliquée. Le fait que le canal est supposé à évanouissement rapide implique que les coefficients du canal varient rapidement avec le temps et une moyenne de la capacité sera facilement calculable sur plusieurs réalisations possibles du canal. Une telle capacité est appelée capacité ergodique et elle est donnée par l'expression suivante

$$C = \log_2 (1 + \rho|h^2|) \quad \text{Bit/Sec/Hz} \quad (1.4)$$

### 1.1.2 Capacité de Shannon pour un lien MIMO

Nous considérons maintenant un lien MIMO où l'émetteur et le récepteur sont équipés de  $N_t$  et  $N_r$  antennes respectivement comme illustré dans la figure 1.1. Dans ce cas, la relation entre le signal vecteur ( $N_t \times 1$ ) émis  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_{N_t})^T$  et celui ( $N_r \times 1$ ) reçu  $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$ , où  $(\cdot)^T$  désigne la transposée, est donnée par la relation suivante

$$\mathbf{y} = \sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (1.5)$$

où  $\mathbf{H} = [h_{ij}]$  ( $i = 1, \dots, N_t$  et  $j = 1, \dots, N_r$ ) représente la matrice ( $N_r \times N_t$ ) des coefficients d'évanouissement du canal qui suivent une distribution gaussienne complexe de moyenne nulle,  $x_i$  ( $i = 1, \dots, N_t$ ) le symbole émis par la  $i^{\text{ième}}$  antenne,  $y_j$  ( $j = 1, \dots, N_r$ ) le symbole reçu par la  $j^{\text{ième}}$  antenne,  $h_{ij}$  le coefficient d'évanouissement de canal entre l'antenne  $i$  et l'antenne  $j$  et  $\mathbf{z}$  représente le vecteur bruit ( $N_r \times 1$ ) de moyenne nulle et de variance  $\sigma_z^2$ .

#### 1.1.2.1 Décomposition d'un canal MIMO

Afin de bien comprendre les formules de capacité pour un lien MIMO, nous allons procéder à une décomposition du canal en un ensemble de canaux parallèles ce qui facilitera la déduction des équations par la suite.

En utilisant la théorie des matrices et la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice des coefficients du canal,  $\mathbf{H}$  peut être donnée comme

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (1.6)$$

où les matrices  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires (c.-à-d.  $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = I_{N_r}$ ,  $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = I_{N_t}$  où  $(\cdot)^H$  désigne l'opérateur conjugué transposé et la matrice  $I_N$  représente la matrice identité ( $N \times N$ )), et la matrice ( $N_r \times N_t$ )  $\mathbf{\Sigma}$  représente la matrice des valeurs singulières. Notons par  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_\nu$  les valeurs singulières non nulles de  $\mathbf{H}$  où  $\nu \leq \min(N_t, N_r)$  représente

le rang de la matrice  $\mathbf{H}$ .

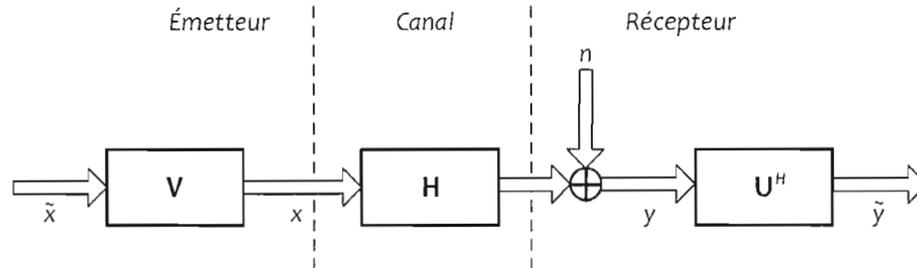


FIG. 1.3: Diagramme de la décomposition de la matrice du canal quand elle est connue au niveau de l'émetteur

En utilisant la décomposition SVD de la matrice  $\mathbf{H}$  (voir figure 1.3), nous pouvons transformer l'équation du canal donnée par (1.5) en une équation équivalente donnée comme suit

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{P}\Sigma\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (1.7)$$

où  $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^H\mathbf{x}$ ,  $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H\mathbf{y}$  et  $\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{U}^H\mathbf{z}$ . Ainsi, le modèle équivalent du canal peut être décomposé en un ensemble de canaux parallèles

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{P}\sigma_1\tilde{x}_1 + \tilde{z}_1 \\ &\vdots \\ y_\nu &= \sqrt{P}\sigma_\nu\tilde{x}_\nu + \tilde{z}_\nu \\ y_{\nu+1} &= \tilde{z}_{\nu+1} \\ &\vdots \\ y_{N_r} &= \tilde{z}_{N_r} \end{aligned} \quad (1.8)$$

### 1.1.2.2 Capacité avec canal inconnu pour l'émetteur

La capacité du canal dépend de la disponibilité de l'information sur l'état du canal (CSI) au niveau de l'émetteur et du récepteur. Nous supposons pour les études de ca-

pacité dans ce travail qu'un parfait CSI est toujours disponible au niveau du récepteur. Dans le cas où l'émetteur ne possède aucune information sur l'état du canal, il se trouve dans l'obligation de transmettre sur tous les canaux obtenus précédemment à l'aide de la décomposition SVD avec la même proportion de puissance. Il a été démontré dans (Telatar, 1999) que la capacité qui résulte d'une telle transmission est donnée par l'équation suivante :

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \text{ Bit/Sec/Hz} \quad (1.9)$$

où  $\rho$  représente dans ce cas le rapport signal sur bruit moyen au niveau de chaque antenne réceptrice. À partir de l'analyse de cette équation, nous pouvons constater les avantages qu'apporte l'utilisation d'un lien MIMO comparé au lien SISO. En effet, Telatar (Telatar, 1999) a démontré que dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont équipés d'un très grand nombre d'antennes avec  $N_t = N_r$  la capacité moyenne du lien augmente linéairement avec le nombre d'antennes utilisé. En se servant de la loi des grands nombres, on obtient l'égalité  $\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{I}_{N_r}$ . En remplaçant cette dernière équation dans l'équation (1.10) on obtient

$$C \approx N_r \log_2(1 + \rho) \quad (1.10)$$

Généralement, la capacité d'un lien MIMO s'accroît proportionnellement à  $M = \min(N_t, N_r)$  dans le cas où  $M$  prends de très grandes valeurs. Pourtant, il a été prouvé dans (Foschini, 1996) que dans le cas d'un grand rapport signal sur bruit, la valeur de la capacité augmente linéairement avec  $M$  même si cette dernière prend des petites valeurs.

Dans la figure 1.4, on trace la valeur de la capacité ergodique pour un lien MIMO en faisant varier le nombre d'antennes émettrices  $N_t$  et réceptrices  $N_r$  tout en les gardant égaux. Les différentes courbes correspondent à différentes valeurs du rapport signal sur bruit au niveau du récepteur allant de -5dB jusqu'à 30dB. Semblablement aux résultats de l'étude analytique présenté précédemment, la figure montre une augmentation linéaire

de la capacité avec le nombre d'antennes pour les grandes valeurs de  $N_t = N_r$ . Toutefois, les résultats présentés dans la figure montrent que cette augmentation est aussi valable pour de petits nombres d'antennes. La même conclusion est aussi obtenue même pour des petits rapports signal sur bruit. Ces résultats sont très encourageants surtout que pour des systèmes réels, il est parfois très difficile de déployer un grand nombre d'antennes au niveau des stations sans fil.

Il est important de noter que la capacité d'un lien MIMO peut aussi être représenté par la somme des capacités des canaux SISO résultants de la décomposition SVD présentée en 1.1.2.1. Ainsi, l'équation (1.10) devient (Telatar, 1999)

$$C = \sum_{i=1}^{\nu} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \sigma_i^2 \right) \quad (1.11)$$

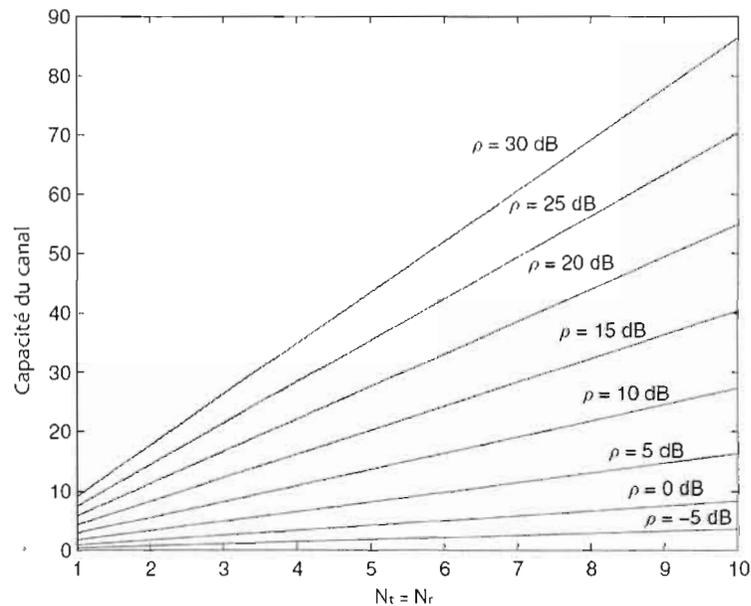


FIG. 1.4: La capacité ergodique d'un lien MIMO vs. un nombre égal d'antennes à l'émission et à la réception pour différentes valeurs de SNR (Duman et Ghayeb, 2007)

### 1.1.2.3 Capacité avec canal connu pour l'émetteur

Dans le cas où l'émetteur connaît les coefficients du canal, l'émission avec une même proportion de puissance sur tous les canaux s'avère suboptimale. La solution maximisant la capacité peut être obtenue en appliquant un algorithme connu sous le nom de « Waterfilling » qui permet de trouver la distribution optimale de la puissance disponible sur les différents canaux. En d'autres mots, l'algorithme de « Waterfilling » tentera de trouver une solution optimale au problème de maximisation suivant

$$C = \max_{\sum_{j=1}^{\nu} \gamma_j = N_t} \sum_{i=1}^{\nu} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_t} \sigma_i^2 \gamma_i \right) \quad (1.12)$$

où  $\gamma_i$  représente la proportion de puissance allouée au  $i^{\text{ème}}$  canal SISO. Le maximum est obtenu en utilisant une optimisation lagrangienne et s'écrit comme suit

$$\gamma_i^{opt} = \left( \mu - \frac{N_t}{\sigma_i^2 \rho} \right)^+ \quad (1.13)$$

où  $(a)^+ = \max a, 0$  et  $\mu$  est la solution de l'équation

$$\sum_{i=1}^{\nu} \left( \mu - \frac{N_t}{\sigma_i^2 \rho} \right)^+ = 1 \quad (1.14)$$

Les itérations de l'algorithme du waterfilling permettent de trouver les  $\gamma_i$  à partir de l'équation (1.13) et sont détaillés dans l'annexe I. Il est à noter que la capacité d'un canal MIMO quand le CSI est disponible au niveau de l'émetteur est toujours supérieure ou égale à la capacité quand l'émetteur ne possède aucune information sur le canal.

## 1.2 Transmission sur un lien MIMO

Une analyse utilisant la théorie de l'information ne reflète jamais les performances réelles et pratiques d'un système de communication et se limite à donner des bornes supérieures pour des fins de comparaison. Les performances théoriques présentées

précédemment ne supposent aucune limite de point au vue de la complexité des algorithmes utilisés pour les atteindre. Ainsi, le développement de systèmes de transmission à la fois moins gourmands en terme de complexité et performants s'impose.

Les systèmes de transmission sur un lien MIMO peuvent être classés en deux grandes catégories : des systèmes maximisant le débit de transmission et d'autres maximisant la diversité. Les techniques de la première famille cherchent à améliorer la capacité moyenne du lien sans fil en effectuant un multiplexage spatial. Ce type de multiplexage consiste à envoyer un nombre de signaux indépendants égal au nombre d'antennes disponible au niveau de l'émetteur. Les techniques de multiplexage spatial ont été proposés pour la première fois par les chercheurs des laboratoires de Bell Labs (Foschini, 1996) sous le nom de « *Bell Laboratories Layered Space Time* » (BLAST). Plusieurs variantes du BLAST existent, incluant le BLAST vertical (VBLAST), le BLAST horizontal (HBLAST) et le BLAST diagonal (DBLAST).

D'un autre côté, la deuxième famille regroupe des techniques de codage permettant de diminuer la probabilité d'erreur de transmission. Ces techniques utilisent les méthodes de diversité qui consistent à transmettre la même information plusieurs fois et chacune des répliques transmises de cette information subit un évanouissement de canal différent. Le récepteur reçoit les différentes copies dans l'espoir qu'au moins une d'entre elles soit reçue correctement ou un des canaux ait un assez grand rapport signal sur bruit. Il existe plusieurs types de techniques de diversité : temporel (où plusieurs copies sont envoyées à des instants différents), fréquentiel (où les différentes copies sont émises sur plusieurs bandes de fréquences) ou spatial. Dans le cas des techniques de diversité spatiale, les signaux transmis sont codés d'une façon à ce que le débit effectif de transmission soit égal à celui d'un lien SISO. En effet, chaque antenne transmet une différente copie codée du même signal. Ainsi, le récepteur reçoit les différentes copies et réussit avec une grande probabilité à détecter la bonne copie du signal. Dans ce cas, les antennes disponibles au niveau de l'émission sont utilisées comme une source de diversité et non pas pour améliorer le débit.

Le codage spatio-temporel par bloc (STBC) constitue la technique de transmission, maximisant la diversité, la plus populaire. Il a connu ses débuts avec le codage proposé par Alamouti (Alamouti, 1998). L'objectif principal était d'équiper l'émetteur avec deux antennes afin d'extraire un ordre de diversité égal à deux, dans le cas où le récepteur possède une seule antenne. Le codage d'Alamouti permet à un récepteur ne connaissant aucune information sur l'évanouissement du canal de détecter le signal transmis comme si le lien ne subissait aucun évanouissement. La structure simple et efficace de ce codage a fait de lui le codage le plus utilisé dans les standards à antennes multiples. De nombreux travaux (Tarokh *et al.*, 1999), (Ganesan et Stoica, 2001) ont permis d'appliquer le codage d'Alamouti dans le cas d'un nombre d'antennes émettrices supérieur à deux sous le nom de STBC orthogonal.

### 1.3 MIMO et les standards de communication sans fil

En s'appuyant sur tous les avantages cités dans ce chapitre, la technologie MIMO entre de plain-pied dans la conception des prochains standards de systèmes de communication sans fil, et spécialement les réseaux locaux sans fil et les réseaux cellulaires. La nouvelle version du standard 802.11, le IEEE 802.11n utilise la technologie MIMO dans le but de supporter des débits très élevés comparés aux anciennes versions (802.11a, b et g) pouvant aller jusqu'à 100 Mbps. Le groupe de travail TGn responsable du développement de cet amendement (version) fixe une échéance pour le mois de mars 2009 pour sa ratification. Néanmoins, plusieurs compagnies ont déjà mis en vente des appareils basés sur la version provisoire (draft) 2.0 de l'amendement 802.11n. Ces appareils utilisent des configurations MIMO  $2 \times 2$  (deux antennes émettrices et deux réceptrices) et  $4 \times 4$  avec un codage spatio-temporel par bloc (STBC) (IEEE P802.11n/D1.0, 2006).

Le standard 802.16, aussi connu sous le nom de WIMAX, tente d'atteindre des débits élevés sur des longues distances. Il utilise des liens MIMO dans le sous-standard WirelessMAN OFDMA en se servant soit du codage d'Alamouti ou du multiplexage spatial. L'autre version du standard 802.16, la IEEE 802.16e, qui permet aux stations de bases

de servir des usagers mobiles fait, elle aussi, usage de la technologie MIMO pour atteindre des débits comparables à ceux des WLAN existants. Elle utilise essentiellement le système de codage d'Alamouti pour des configurations  $2 \times 1$  et le codage STBC pour des configurations  $4 \times 4$  (IEEE802.16e, 2006).

Les systèmes mobiles de troisième génération (3GPP) incorporent déjà la technologie MIMO dans leurs standards. Le codage STBC reste le plus utilisé dans la plupart des versions du 3GPP.

## CHAPITRE II

### LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION MULTIUSAGERS

Dans un système de communication sans fil multiusagers, les ressources du système, dont la bande passante et la puissance, doivent être partagées par les différents usagers. Le partage de ces ressources pourra se faire sur plusieurs dimensions : fréquentiel, temporelle, etc. On appelle cette allocation de ressources l'accès multiple. Plusieurs techniques d'accès multiples ont été proposées dans la littérature et les performances de chacune d'entre elles diffèrent selon le type du canal multiusagers et l'état du lien. Dans ce troisième chapitre, nous présentons les différentes techniques d'accès multiples en nous concentrant sur l'accès multiple à répartition par code (CDMA) qui constitue une notion principale pour notre travail. Un système multiusagers dans lequel la station de base et/ou les différents usagers sont équipés de plusieurs antennes est appelé système MIMO-multiusagers (MIMO-MU). Ce type de systèmes introduit une nouvelle dimension permettant d'effectuer le partage de ressources : la dimension spatiale. Dans ce chapitre, nous exposons les performances des systèmes MIMO-MU ainsi que les techniques de transmission propres à ce type de systèmes. Les avantages de la diversité multiusagers, qui exploitent la nature variante dans le temps des liens des différents usagers sont aussi détaillés.

#### 2.1 Techniques d'accès multiple

Il existe deux différents types de canaux multiusagers : un canal montant et un canal descendant. Le premier type, appelé aussi canal à accès multiple (multiple access channel MAC), est assigné à plusieurs usagers transmettant vers un seul récepteur. Tandis que le deuxième type de canal, appelé souvent canal de diffusion (broadcast channel BC), est consacré à un seul émetteur envoyant des données à plusieurs usagers. Ainsi, la puissance disponible au niveau de l'émetteur et la bande passante du lien sans fil doivent être

partagées par les différents usagers. Dans la suite de ce document, l'étude se portera sur le canal de diffusion.

La bande passante étant une ressource à la fois limitée et très chère, une allocation efficace de cette ressource constitue un aspect important dans la conception d'un canal multiusagers. La majorité des applications sans fil requiert des canaux dédiés afin d'assurer une transmission fiable et sans interruption. Ces canaux dédiés sont obtenus via une méthode de canalisation (channelization) en divisant les ressources système selon trois axes principaux (voir la figure 2.1 : l'axe temps, l'axe fréquence et l'axe code. Une technique d'accès multiple consiste à diviser les axes précédents en canaux qui peuvent orthogonaux ou non et à attribuer par la suite chaque canal à un usager précis. Selon les axes disponibles, trois types de techniques d'accès multiple existent : l'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA) et l'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA) qui constituent toutes les deux des méthodes de canalisation orthogonales tandis que l'accès multiple à répartition par code (CDMA) peut représenter, selon le design des codes, une méthode orthogonale ou non orthogonale.

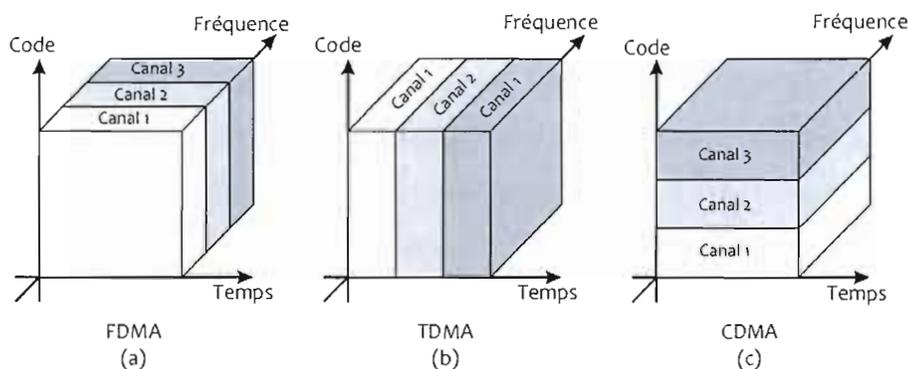


FIG. 2.1: Techniques d'accès multiple : (a) FDMA, (b) TDMA, (c) CDMA

### 2.1.1 L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA)

La technique d'accès multiple FDMA consiste à diviser la bande de fréquence disponible dans le système en plusieurs canaux selon l'axe de fréquence (voir figure 2.1.a). Les

canaux résultants de cette division ne doivent pas se chevaucher et une bande de garde diminuant les interférences entre les canaux adjacents est obligatoire, ce qui pénalise les performances d'un système utilisant FDMA en termes de débit de transmission. Par la suite, chaque usager se voit assigner un canal fréquentiel différent pendant toute la durée de transmission. Notons qu'il est difficile d'attribuer plusieurs canaux à un seul usager puisqu'il se trouvera confronté au problème de démoduler plusieurs signaux reçus sur des canaux fréquentiels différents. Malgré ces inconvénients, FDMA a constitué pendant plusieurs années la technique d'accès multiple la plus utilisée dans les standards de téléphonie cellulaire avant qu'elle se voit remplacer par le TDMA.

### **2.1.2 L'accès multiple à répartition dans le temps (TDMA)**

TDMA est une technique d'accès multiple qui consiste en la division des dimensions du système selon l'axe du temps en plusieurs canaux qui ne doivent pas se chevaucher (voir figure 2.1.b). Le temps est divisé en trames et chacune des trames comprend un nombre donné de cases (où chaque case correspond à un canal donné). Chaque usager se voit assigner par la suite une case précise qu'il utilise cycliquement dans chaque trame. Les canaux TDMA occupent toute la largeur de bande, ce qui donne naissance à une forte interférence inter-symboles. Contrairement au FDMA, TDMA facilite l'attribution de plusieurs canaux à un seul usager et ceci en lui assignant plusieurs cases dans la même trame. Toutefois, TDMA souffre beaucoup des problèmes de synchronisation et de multitrajets qui peuvent détruire l'orthogonalité entre les différents canaux. Afin de remédier à ce problème, une solution, même si elle est coûteuse, consiste à laisser des bandes temporelles de garde entre les canaux adjacents. L'accès multiple à répartition dans le temps est utilisé dans plusieurs standards de téléphonie cellulaire numérique telle que GSM et IS-136.

### 2.1.3 L'accès multiple à répartition par code (CDMA)

Dans un système de communication sans fil utilisant CDMA, les signaux envoyés aux différents usagers sont modulés en utilisant des codes d'étalement orthogonaux ou non-orthogonaux. Chacun des signaux étalés résultants de cette opération occupe la totalité de la bande passante (voir figure 2.1.c). Chaque récepteur utilise son propre code d'étalement afin de détecter le signal qui lui est destiné en le séparant des autres signaux. CDMA utilise deux formes d'étalement de spectre : l'étalement à séquence direct (DSSS) et l'étalement à saut de fréquence (FHSS) (Viterbi, 1995). Ceci donne naissance à deux types de CDMA : le DS-CDMA pour celui utilisant le DSSS et le FH-CDMA pour le CDMA utilisant le FHSS. Il est à noter que le premier type d'étalement reste le plus utilisé en CDMA. Dans le cas du DSSS, l'étalement du spectre est effectué en multipliant le signal à transmettre par une séquence de bits (appelée aussi code). Ainsi, dans le cas d'une transmission binaire (voir figure 2.2), au lieu de transmettre un bit 0 ou 1 nous transmettons une séquence de bits différente occupant une plus large bande de fréquence. Si on utilise des codes orthogonaux, la taille de la séquence d'étalement, appelée gain de traitement ou Processing gain, nous renseigne sur le nombre maximal de codes qu'on pourra utiliser.

Les liens descendants utilisant CDMA se servent très souvent des codes orthogonaux pour l'étalement de spectre, tels que les codes de Walsh-Hadamard (Goldsmith, 2005) qui donnent une orthogonalité parfaite entre les signaux des différents usagers. Ce type de codes élimine toute interférence entre les signaux et la détection au niveau des récepteurs devient une tâche facile. Toutefois, l'orthogonalité des codes de Walsh-Hadamard est sensible au phénomène de multitrajets pénalisant ainsi les performances du système en introduisant des interférences entre les signaux. Cette perte d'orthogonalité mène à définir une quantité appelée facteur d'orthogonalité (Mehta *et al.*, 2003).

L'utilisation de CDMA avec codes orthogonaux impose une limite sur le nombre de canaux (codes) disponibles, ainsi seul un nombre limité d'usagers, égale au nombre de codes, peut être servi. Cependant, si des codes non-orthogonaux sont utilisés, cette limite

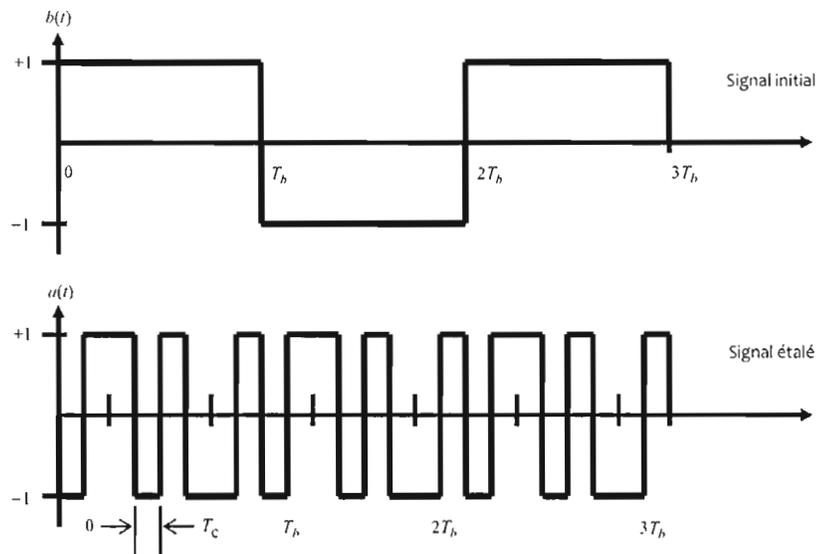


FIG. 2.2: Exemple d'un signal étalé par un étalement à séquence directe avec un processing gain de  $T_b/T_c$

disparaît et le système peut servir un grand nombre d'utilisateurs simultanément. Toutefois, la non orthogonalité des codes introduit une interférence mutuelle entre les utilisateurs dégradant ainsi les performances globales du système. Plus on sert d'utilisateurs dans le système, plus on obtient d'interférence. Le choix entre l'utilisation de codes orthogonaux ou non-orthogonaux donne naissance à un compromis entre le nombre d'utilisateurs à servir dans le système et le niveau d'interférence que ce nombre peut créer.

Semblablement au TDMA, CDMA permet aussi d'allouer plusieurs canaux à un seul utilisateur en lui assignant plusieurs codes. Plusieurs standards cellulaires numériques utilisent CDMA comme technique d'accès multiple incluant le W-CDMA, le CDMA2000 et le IS-95. Ce dernier utilise CDMA avec des codes d'étalement orthogonaux pour le lien descendant et une combinaison de codes orthogonaux et non-orthogonaux pour le lien montant.

## 2.2 Ordonnement dans les systèmes multiusagers

Dans les systèmes de communication multiusagers utilisant l'une des techniques d'accès multiple présentées précédemment, le nombre d'utilisateurs à servir est souvent plus grand que le nombre de canaux disponibles. Ainsi, seule une proportion de ce nombre aura la chance de transmettre ou de recevoir. Une solution à ce problème consiste à utiliser des algorithmes d'ordonnement. Dans le cas d'un canal de diffusion (BC) où une station de base tente de servir un ensemble d'utilisateurs, un algorithme d'ordonnement aura comme mission de décider à un instant donné selon des mécanismes précis, quel sera l'ensemble des utilisateurs à servir. Le choix des utilisateurs se fait en essayant d'atteindre plusieurs objectifs : la maximisation du débit de transmission global du système, l'équité entre les performances des différents utilisateurs, la garantie des demandes en termes de qualité de service, etc. Ce choix constitue un facteur déterminant soit pour les performances globales du système ou pour les performances individuelles de chacun des utilisateurs. (Fattah et Leung, 2002) présente plusieurs algorithmes d'ordonnement pour les systèmes multiusagers sans fil.

## 2.3 Les systèmes MIMO-multiusagers

Un système MIMO-multiusagers représente un système multiusagers dans lequel la station de base et/ou les utilisateurs sont équipés de plusieurs antennes. Semblablement à un système MIMO point-à-point appelé aussi MIMO-SU (utilisateur simple), présenté dans le premier chapitre, l'emploi de plusieurs antennes augmente considérablement les performances des systèmes MIMO-MU et ceci sous plusieurs formes. Comme il a été décrit dans la Section 1.2, les antennes peuvent être utilisées soit pour assurer un gain en diversité afin de diminuer la probabilité d'erreur, soit pour maximiser le débit de transmission en garantissant un gain maximal en multiplexage. En plus de ces deux types de gain, les antennes dans un système MIMO-MU permettent aussi de réduire les interférences entre les différents utilisateurs en tirant profit du gain en directivité.

Dans la suite, nous présentons un des critères de performance d'un système MIMO-MU : la région de capacité par analogie à la notion de capacité introduite au chapitre précédent pour le MIMO-SU. Nous détaillons après les mécanismes qui permettent d'atteindre ou d'approcher cette région.

### 2.3.1 Capacité d'un lien BC MIMO-MU

La notion de capacité constitue un outil très important pour l'évaluation de performances des systèmes de communication sans fil. Nous avons vu dans le premier chapitre que pour un système MIMO-SU, la notion de capacité est définie comme étant la quantité maximale de données pouvant être transmise avec une probabilité d'erreur donnée, selon une distribution optimale de la puissance disponible au niveau de l'émetteur entre ses différentes antennes. Dans ce cas, la valeur de la capacité est donnée par une simple relation. Par contre, dans le cas des systèmes MIMO-MU, le problème devient plus compliqué. En effet, étant donné une contrainte sur la quantité de puissance disponible au niveau de la station de base émettrice, il est possible d'allouer à chacun des usagers présents dans le système une proportion différente de cette puissance. Ainsi, pour une valeur de puissance donnée, nous pouvons obtenir différentes valeurs de débits globaux selon la distribution adoptée. Ceci nous mène à définir une région de capacité pour les systèmes MIMO-MU au lieu d'avoir une simple valeur. La figure 2.3 illustre la région de capacité dans le cas d'un système MIMO-MU avec deux usagers. La capacité maximale pour l'utilisateur 1 est atteinte lorsqu'on lui octroie la totalité de la puissance. Il en est de même pour l'utilisateur 2. Pour chaque distribution possible de la puissance entre les deux usagers, on obtient un débit système différent ce qui permet de tracer la courbe donnée par la figure 2.3 illustrant la région de capacité. Ainsi, les points se situant à l'intérieur de la région de capacité constituent les valeurs pouvant être atteintes, tandis que les valeurs en dehors de cette région ne peuvent être obtenues par aucun moyen. Il est à noter que dans le cas d'un système avec  $K$  usagers, la région de capacité ne sera plus donnée par une simple courbe, mais par un volume  $K$ -dimensionnel.

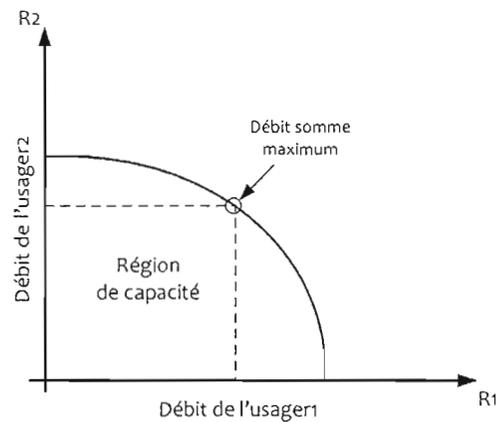


FIG. 2.3: Région de capacité pour un canal MIMO-MU descendant avec deux usagers

La formulation mathématique exacte de la région de capacité pour les systèmes MIMO-MU est restée inconnue pendant plusieurs années et a constitué un vaste champ de recherche. En se basant sur un codage appelé « Dirty paper coding » (DPC), qui sera expliqué par la suite, (Weingarten *et al.*, 2006) réussi enfin à donner une formule exacte de la région de capacité pour le MIMO-MU.

La région de capacité étant une notion assez complexe et difficile à manipuler, l'évaluation et la comparaison des performances des différents systèmes de communication nécessitent la définition d'une nouvelle métrique de mesure de capacité. La métrique la plus utilisée reste le « sum rate » ou le débit somme. Ce dernier est défini comme étant la somme de toutes les capacités individuelles (données par l'équation (1.10)) des usagers à servir dans le système.

### 2.3.2 Ordonnancement et diversité multiusagers dans les systèmes MIMO-multiusagers

Nous avons vu dans la Section 2.2 que la conception des algorithmes d'ordonnancement constitue une tâche indispensable afin d'améliorer les performances des systèmes multiusagers. Les fluctuations des coefficients d'évanouissement des canaux des différents usagers présents dans le système donnent naissance à une nouvelle forme de diversité,

appelée diversité multiusagers. La diversité multiusagers, introduite pour la première fois pour le canal montant des systèmes SISO-MU dans (Knopp et Humblet, 1995), constitue une forme de diversité de sélection entre les usagers. En effet, dans le cas où le nombre d'usagers présents dans le système est assez grand, l'algorithme d'ordonnancement au niveau de la station de base sélectionnera ceux ayant les conditions de canal les plus favorables afin de maximiser le débit total du système. De tels algorithmes sont connus dans la littérature sous le nom d'algorithmes opportunistes et sont prouvés optimaux pour les systèmes SISO-MU (Knopp et Humblet, 1995).

La figure 2.4 présente l'information sur l'état du canal, donnée en rapport signal sur bruit, d'un système SISO-MU avec trois usagers. Dans chaque intervalle de temps, la valeur du SNR de l'un des trois usagers est à son pic. En transmettant à cet usager, la capacité globale du système est maximisée.

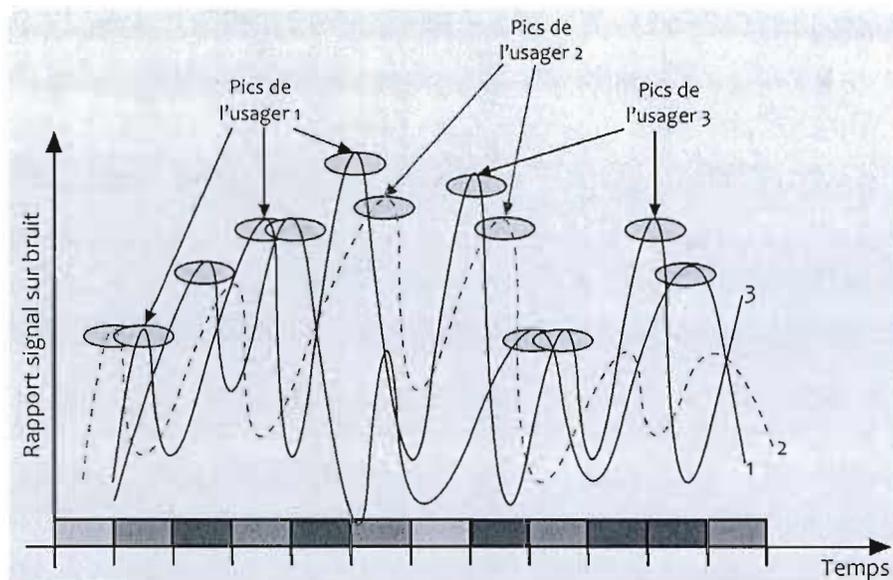


FIG. 2.4: Les fluctuations des canaux de trois usagers dans un système de communication multiusagers (Ajib et Haccoun, 2005)

Dans le cas des systèmes MIMO-MU, l'algorithme d'ordonnancement pourrait combiner les avantages de la dimension spatiale (issue de l'utilisation de plusieurs antennes)

avec les gains de la diversité multiusagers, et ceci en servant plusieurs usagers (ceux ayant les meilleurs canaux) en même temps. Toutefois, il a été montré dans (Borst et Whiting, 2001) qu'en augmentant le nombre d'antennes émettrices ou réceptrices, le gain en débit fourni par la diversité multiusagers a tendance à diminuer. D'un autre côté, l'utilisation de la diversité spatiale du MIMO diminue de beaucoup les fluctuations de canal qui constituent la source principale de la diversité multiusagers. Une solution à ce problème a été présentée dans (Viswanath *et al.*, 2002) sous le nom de « opportunistic beamforming » ou la formation de faisceau opportuniste. Les auteurs proposent d'utiliser les antennes multiples comme une source qui provoque des fluctuations rapides dans le canal. La station de base transmet par la suite à l'utilisateur ayant le meilleur canal.

Un nombre très important d'algorithmes d'ordonnement ont été proposés pour les systèmes MIMO-MU (Ajib et Haccoun, 2005). Dans (Aktas et El Gamal, 2003), un algorithme d'ordonnement appelé Multi-Channel Multi User Diversity (MMUD) a été proposé ayant pour objectif d'améliorer le débit global du système en utilisant les deux diversités spatiale et multiusagers. En permettant un certain degré de connaissance du canal au niveau de la station de base, cette dernière choisit les usagers ayant le moins d'interférences mutuelles en utilisant un système d'affectation d'antennes (*antenna assignment*) (selon les requêtes des usagers). Chaque usager informe la BS des antennes qu'il veut utiliser pour lui-même ainsi que les antennes qu'il laisse aux autres usagers. Les résultats présentés par les auteurs montrent qu'en utilisant un bon algorithme d'ordonnement, le gain de la diversité multiusagers n'est pas freiné par l'augmentation du nombre d'antennes. La même conclusion a été donnée par (Lau *et al.*, 2002), mais en exigeant toujours un certain degré de connaissance du canal au niveau de la station de base.

Les algorithmes que nous avons discutés jusqu'à maintenant ont pour principal objectif l'amélioration du débit global du système. Cependant, plusieurs autres algorithmes (Ajib *et al.*, 2005), (Pandharipande et K., 2004) ont été présentés pour satisfaire d'autres critères tels que l'équité, la garantie de la qualité de service, etc.

### 2.3.3 Techniques de transmission pour le MIMO-multiusagers

#### 2.3.3.1 Le *Dirty paper coding* (DPC)

La région de capacité d'un système de communication MIMO-MU est atteinte en utilisant une technique de transmission connue sous le nom de « Dirty paper coding ». Le DPC suppose que la station de base (émettrice) connaît parfaitement tous les coefficients d'évanouissement du canal entre ses antennes et les différents usagers à servir dans le système (appelé aussi l'information sur l'état du canal CSI). Cette technique est basée sur le concept de « Écrire sur un papier malpropre » introduit par (Costa, 1983). Afin d'expliquer ce concept, on suppose un canal où le signal transmis est modifié par un terme de bruit AWGN et un terme d'interférence connu au niveau de l'émetteur. Afin d'éliminer l'interférence et faciliter la détection du signal au niveau du récepteur, une solution consiste à transmettre un signal égal au signal désiré moins le terme d'interférence. Toutefois, cette approche simple nécessite une augmentation de la puissance d'émission si on veut atteindre la capacité d'un canal AWGN. Costa a démontré le résultat surprenant disant qu'un canal avec interférence a une capacité équivalente à celle d'un canal sans interférence (AWGN). Selon l'auteur, aucune augmentation de puissance n'est nécessaire pour que la valeur des deux capacités soit la même. L'idée de Costa est une analogie avec le fait que l'écriture sur un papier malpropre est équivalente, du point de vue du lecteur (récepteur), à l'écriture sur un papier propre si celui qui écrit (émetteur) connaît exactement l'endroit où la malpropreté (les interférences) se situe.

L'application du principe de Costa à un canal descendant d'un système MIMO-MU (Weingarten *et al.*, 2006) a permis de calculer sa région de capacité. Malheureusement, malgré l'optimalité de la technique DPC, son implémentation reste très difficile à cause de la complexité très élevée des étapes de codage et de décodage successives. Ainsi, elle constitue seulement une borne supérieure théorique caractérisant la région de capacité et ne peut être implémentée dans un système réel.

### 2.3.3.2 Le Zero forcing beamforming (ZFBF)

Vu la grande complexité du DPC, la conception d'une nouvelle méthode de transmission moins complexe et aussi performante s'impose. La technique de formation de faisceau (*Beamforming*) constitue un bon compromis entre la complexité et les performances du système. Le principe du BF est assez simple et consiste à multiplier chacun des signaux différents des usagers par un vecteur poids afin de lui donner une direction précise. Un choix judicieux des vecteurs poids permet de réduire, ou même d'éliminer, l'interférence mutuelle entre les différents signaux émis en tirant profit de la séparabilité spatiale entre les usagers. La technique de formation de faisceau permet ainsi de servir plusieurs usagers en même temps. Par conséquent, elle est considérée comme une technique d'accès multiple à répartition dans l'espace (SDMA) et nécessite ainsi un bon algorithme d'ordonnancement afin de maximiser ses performances.

Malgré les points forts du BF, la conception des vecteurs poids constitue un problème d'optimisation non convexe difficile à résoudre. Une solution à ce problème est donnée par une stratégie de formation de faisceau, à la fois performante et facile à implémenter (des vecteurs poids faciles à concevoir), connue sous le nom de « *Zero forcing beamforming* » ou formation de faisceau avec forçage à zéro (ZFBF). Les vecteurs poids sont choisis dans le but d'éliminer complètement l'interférence entre les signaux des différents usagers. Ainsi, dans le ZFBF, chaque usager ne reçoit que le message qui lui est destiné.

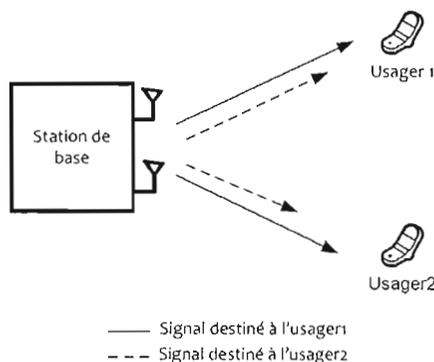


FIG. 2.5: Un canal descendant MIMO-MU où chaque usager reçoit le signal destiné aux autres

Le principe du ZFBF peut être présenté par l'exemple suivant : prenons le système MIMO-MU donné par la figure 2.5 où une station de base équipée de plusieurs antennes tente de servir deux usagers ayant une seule antenne chacun. Notons par  $\mathbf{H}$  la matrice des coefficients du canal entre les antennes de l'émetteur et les deux usagers à servir. La relation entre le signal émis  $\mathbf{x}$  et celui reçu  $\mathbf{y}$  s'écrit comme suit :  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}$ . Le but du ZFBF est de concevoir une matrice  $\mathbf{W}$  composée des vecteurs poids permettant d'éliminer les termes d'interférences. Ceci peut être réalisé en précodant  $\mathbf{x}$  par la matrice pseudo-inverse de  $\mathbf{H}$  :  $\mathbf{W} = \mathbf{H}^*(\mathbf{H}\mathbf{H}^*)^{-1}$ , alors le signal à émettre sera  $\mathbf{d} = \mathbf{W}\mathbf{x}$ . Au niveau des récepteurs, ce précodage donne le résultat suivant :  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + \mathbf{z} = \mathbf{x} + \mathbf{z}$ . Ainsi, toutes les interférences sont complètement éliminées. Au niveau du récepteur, le signal reçu n'est perturbé que par un bruit additif. Il est à noter que l'égalité  $\mathbf{W}\mathbf{H} = \mathbf{I}$  n'est vrai que si  $\mathbf{H}$  a un rang égal au nombre de ses lignes (elle est dite *full row rank*). Ainsi, un système utilisant le ZFBF ne peut servir un nombre d'usagers excédant le nombre d'antennes de la station de base.

La simplicité de la technique ZFBF soulève un nouveau problème en relation avec la distribution de la puissance d'émission. En effet, si les vecteurs de coefficients de canal de deux usagers ont approximativement la même direction, les vecteurs poids issus de l'inversion de la matrice du canal auront des normes assez grandes. Ceci implique une réduction de la puissance envers ces deux usagers. Par conséquent, les performances globales du système se verront pénaliser. Cependant, dans le cas d'un système MIMO-MU avec un nombre assez grand d'usagers, la station de base servira uniquement les usagers ayant des vecteurs de canal presque orthogonaux. Il a été prouvé dans (Yoo et Goldsmith, 2006) que pour un nombre d'usagers assez grand, le débit somme du ZFBF approche considérablement celui du DPC. Ceci est dû aux avantages de la diversité multiusagers vu dans la Section 2.3.2.

Dans un système MIMO-MU utilisant le ZFBF, les avantages de la diversité multiusagers peuvent être vu sous deux angles de vue différents. D'un côté, le grand nombre d'usagers implique qu'on a toujours un ensemble d'usagers ayant des rapports signal sur bruit (SNR) individuels assez élevés. En transmettant à ces usagers, on peut appro-

cher la capacité maximale du système. D'un autre côté, la diversité multiusagers offre à l'émetteur un choix entre un grand nombre de directions. Ainsi, la station de base peut choisir un groupe d'utilisateurs ayant une bonne séparabilité spatiale (des vecteurs de canal presque orthogonaux) ce qui améliore les performances globales du système.

En résumé, le choix des utilisateurs à servir par une technique de ZFBF constitue un facteur déterminant pour les performances du système. La manière optimale pour effectuer ce choix est de réaliser une recherche exhaustive entre toutes les combinaisons possibles d'utilisateurs. Cependant, cette solution, malgré son optimalité, reste algorithmiquement très complexe et difficile à être implémentée dans un système réel. Notons que la complexité computationnelle de la recherche exhaustive est de l'ordre de  $\sum_{i=1}^M C_K^i$ . Une réduction de la complexité pourrait être obtenue par l'utilisation d'une solution heuristique en sacrifiant une partie des performances du système. (Yoo et Goldsmith, 2006) présente un algorithme heuristique d'ordonnement (ZFBF-SUS) dans un système MIMO-MU avec ZFBF. L'algorithme proposé essaye de choisir les utilisateurs à servir en se basant sur un critère de semi-orthogonalité. Dans chaque itération de l'algorithme, un nouvel utilisateur s'ajoute à l'ensemble à servir, et d'autres utilisateurs sont éliminés du processus de sélection. Finalement, la station de base sert un ensemble qui contient des utilisateurs ayant des vecteurs de canal semi-orthogonaux afin d'approcher l'optimalité (atteinte par la recherche exhaustive). (Lau, 2005) propose aussi trois approches pour la sélection d'utilisateurs pour le ZFBF. La première approche est analytique et utilise la programmation non linéaire afin de trouver une solution optimale, mais avec une complexité énorme. La deuxième approche est une heuristique computationnellement très simple, mais qui donne des résultats assez médiocres. La troisième approche présentée dans (Lau, 2005) est une métaheuristique du type génétique qui améliore les résultats du deuxième algorithme sans pour autant atteindre la complexité de la première approche. Un autre algorithme d'ordonnement (Swannack *et al.*, 2004) pour le MIMO-MU utilisant ZFBF introduit un autre critère pour la sélection des utilisateurs qui est l'état des files d'attente des différents utilisateurs. Les auteurs proposent un algorithme qui trie les utilisateurs selon l'état de leurs files d'attente. Il essaye de réduire par cette opération l'espace de recherche du meilleur ensemble d'utilisateurs

à servir. Ainsi, une recherche est effectuée sur un nombre limité d'utilisateurs ce qui diminue la complexité de calcul de l'algorithme.

Le ZFBF peut aussi être combiné à une méthode d'accès multiple afin d'éliminer une partie des interférences présentes dans les systèmes MIMO-MU. (Wang et Lau, 2007) présente un algorithme d'ordonnement pour les systèmes MIMO-MU utilisant OFDMA (FDMA orthogonal) comme technique d'accès multiple. L'algorithme utilise une optimisation continue afin de trouver la distribution de puissance optimale dans un premier lieu et effectue une recherche exhaustive pour choisir les utilisateurs à servir dans une seconde étape.

#### 2.4 Les Systèmes MIMO-CDMA

Un système de communication MIMO-multis utilisateurs qui utilise comme technique d'accès multiple CDMA est connu sous le nom de MIMO-CDMA. Ce type de système exploite les avantages de deux dimensions à la fois : la dimension spatiale qui permet d'augmenter la capacité du système ainsi que la dimension du code, et ceci afin d'améliorer les performances globales du système. La combinaison MIMO/CDMA est considérée comme un candidat très prometteur pour la prochaine génération de systèmes de communication sans fil surtout que la troisième génération des systèmes CDMA incorpore déjà la diversité spatiale à la transmission.

Un nombre important d'études ont été menées afin de démontrer les avantages de la combinaison MIMO/CDMA, ou dans le but de proposer des architectures pour ce type de systèmes. En effet, (Huang *et al.*, 2002) présente une étude portant sur la généralisation du codage BLAST (voir Section 1.2), initialement conçu pour des systèmes MIMO point-à-point, pour les systèmes multis utilisateurs MIMO-CDMA. Les auteurs prouvent qu'un tel codage améliore considérablement l'efficacité spectrale des systèmes MIMO-CDMA les rendant plus performants que les systèmes CDMA conventionnels.

Une autre architecture pour le MIMO-CDMA a été proposée dans (Choi *et al.*, 2007).

L'architecture proposée sous le nom de « Antenna Partitioning » consiste à assigner à chaque usager présent dans le système une antenne et un code différents. Cette architecture est conçue, selon les auteurs, dans le but d'accepter plus d'utilisateurs dans le système avec l'utilisation de codes d'étalement non orthogonaux (une combinaison de codes pseudo-aléatoire et de codes orthogonaux de Walsh-Hadamard). Les auteurs utilisent en plus de la séparabilité par étalement du spectre, une séparabilité spatiale afin de faciliter le plus possible la détection des signaux reçus au niveau des récepteurs. Deux types de récepteurs linéaires sont étudiés : le récepteur ZF (estimation par forçage à zéro) et le récepteur MMSE (estimation par erreur quadratique moyenne minimale). Les antennes de la station de base sont affectées aux usagers suivant deux politiques selon la connaissance ou non des états des canaux des usagers au niveau de la station de base. Dans le cas où la BS ne dispose d'aucune information sur l'état du canal, ses antennes seront affectées aléatoirement aux usagers lors de la phase d'initiation des appels. Cette affectation reste inchangée durant tout l'appel et elle est appelée affectation statique. Dans le cas où la station de base est en possession des informations sur les canaux des différents usagers, elle pourra affecter à chaque usager l'antenne qui maximise son rapport signal sur bruit plus interférence (SINR). Cette affectation est appelée dynamique puisqu'elle change avec le temps. Les auteurs démontrent que l'utilisation de plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et/ou des récepteurs permet de servir un grand nombre d'utilisateurs comparé à un système CDMA conventionnel. Les auteurs montrent aussi que l'affectation dynamique des antennes donne de meilleurs résultats que celle statique, et plus particulièrement pour un grand nombre d'antennes au niveau de la station de base. Ceci démontre l'importance d'avoir une information sur l'état de canal au niveau de la station de base.

Une étude similaire à celle présentée dans (Choi *et al.*, 2007), utilisant une détection conjointe (joint detection) au lieu d'utiliser des récepteurs linéaires a été présentée dans (Dai *et al.*, 2004). Ce dernier est arrivé à la même conclusion prouvant la supériorité des systèmes MIMO-CDMA par rapport aux systèmes CDMA conventionnels. La plupart des autres travaux se sont focalisés soit sur la réduction de la probabilité d'erreur (Choi

*et al.*, 2003) ou sur l'augmentation du débit global du système (Mudulodu et Paulraj, 2000).

Les systèmes MIMO-CDMA étudiés jusqu'à présent ne supposent pas de précodage au niveau de la station de base. La plupart des travaux présentent une élimination d'interférences au niveau des récepteurs. Dans le chapitre suivant, nous présentons un système MIMO-CDMA qui utilise le ZFBF comme technique de précodage. L'utilisation de la dimension de code, en plus de celle spatiale, introduit une grande complexité dans les algorithmes d'ordonnancement pour le ZFBF. La tâche de sélection des usagers à servir est ainsi plus compliquée et nécessite la conception d'heuristiques améliorées.

## CHAPITRE III

### ALGORITHMES D'ORDONNANCEMENT POUR LE MIMO-CDMA AVEC ZFBF

Le principal défi des systèmes multiusagers est celui de contrer le problème des interférences mutuelles entre les usagers. Dans un système MIMO-CDMA, ce problème est encore plus important à cause de l'utilisation de plusieurs antennes pour réaliser un multiplexage spatial ainsi que l'étalement du spectre par différents codes. Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'utilisation d'une technique de formation de faisceau tel que le zero forcing beamforming permet au système MIMO-multiusagers d'éliminer complètement les interférences. Ainsi, la tâche de détection des signaux au niveau des usagers est rendue beaucoup plus simple. Cependant, le ZFBF dépend fortement de l'algorithme d'ordonnancement utilisé. Ce dernier doit présenter un bon compromis entre complexités des calculs et performances système surtout que la solution optimale pour l'ordonnancement dans le ZFBF est reconnue comme très complexe (Yoo et Goldsmith, 2006). Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle architecture de systèmes multiusagers, combinant le MIMO-CDMA avec la technique de transmission ZFBF. Dans un tel système, le problème d'ordonnancement est encore plus motivant à cause de la grande complexité de la technique optimale (la recherche exhaustive). Nous proposons deux algorithmes d'ordonnancement pour les systèmes MIMO-CDMA utilisant une transmission ZFBF avec comme objectif la maximisation du débit somme (sum rate) global du système. Nous adoptons pour cela une approche basée sur la théorie des graphes. Ainsi, les algorithmes présentés ont une complexité algorithmique très réduite et leurs performances approchent beaucoup les solutions optimales comme démontré par les résultats des simulations.

#### 3.1 Modèle du système

Nous considérons un trafic descendant (station de base vers les usagers) dans une cellule où une seule station de base tente de servir  $K$  usagers. Chaque usager est muni

d'une seule antenne tandis que la station de base est équipée de  $M$  antennes avec  $M \leq K$ . La structure du système considéré est illustrée dans la figure 3.1. Il est à noter que la majorité des appareils mobiles, à cause de leur taille et de leur faible puissance, sont souvent équipés d'une seule antenne ce qui rend notre modèle très proche de la réalité. En plus, il est facile de déployer plusieurs antennes au niveau des stations de base où l'essentiel de l'intelligence et des traitements peut être mis en œuvre. Toutefois, le modèle présenté peut facilement être adapté pour inclure des usagers ayant plusieurs antennes, de même que les algorithmes proposés par la suite.

Nous supposons que le temps est découpé en plusieurs cases (intervalles de temps) (TS) et que la décision de l'ordonnanceur sera prise pour chaque intervalle. Les coefficients d'évanouissement du canal entre les différents usagers et les  $M$  antennes de la station de base sont supposés fixes pour toute la durée d'un intervalle de temps. Ce dernier correspond à la transmission d'un paquet de données. Ces coefficients sont parfaitement connus au niveau de la station de base et sont considérés comme des variables complexes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.) suivant une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance unitaire. Notons par  $\mathbf{h}_k (k = 1, \dots, K)$  le vecteur de dimension  $M \times 1$  représentant les  $M$  coefficients du canal entre le  $k$ -ième usager et les antennes de la station de base.

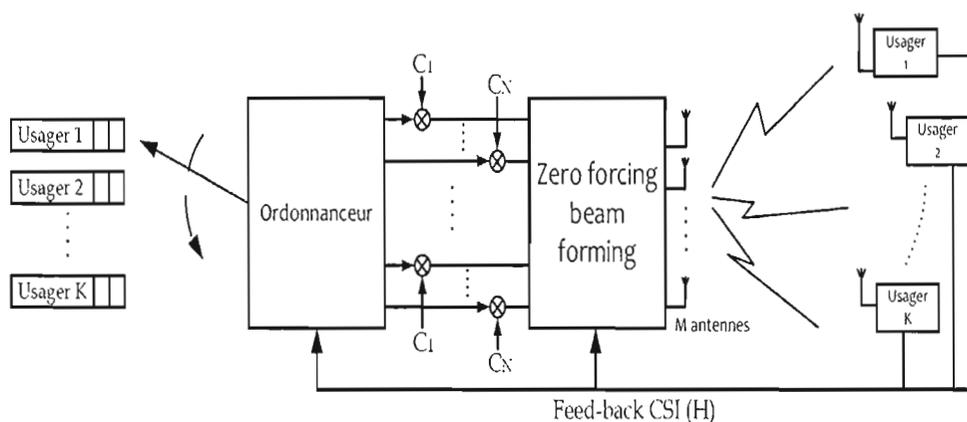


FIG. 3.1: Structure du système MIMO-CDMA

Nous supposons qu'il existe toujours des données, au niveau des files d'attente de la station de base, pour les usagers choisis par l'algorithme d'ordonnement. Ainsi, la décision de l'algorithme proposé ne sera pas influencée par un manque de données à transmettre.

L'algorithme d'ordonnement au niveau de la station de base se chargera dans un premier temps de sélectionner au plus  $N$  ensembles indépendants d'usagers où  $N$  est le nombre de codes disponibles pour l'étalement de spectre. Chaque ensemble ou groupe (noté par  $\zeta_n, n = 1, \dots, N$ ) est formé par des usagers qui se verront assigner le même code et qui vont être servis pendant l'intervalle de temps courant. Notons par  $c_n$  le vecteur  $1 \times C$  représentant le code utilisé pour l'étalement de spectre au niveau du  $n$ -ième groupe d'usagers  $\zeta_n$  où  $C$  indique le facteur d'étalement ou processing gain. Dans une seconde étape, la station de base divise la puissance disponible entre les usagers ordonnancés et emploie par la suite une méthode de transmission avec formation de faisceaux pour servir chaque groupe d'usagers.

Le signal reçu au niveau des  $K$  usagers actifs durant une période de transmission d'un symbole est donné par la matrice  $\mathbf{Y}$  de dimension  $K \times C$  comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_K \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{HS} + \mathbf{Z} \end{aligned} \tag{3.1}$$

avec  $\mathbf{y}_k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) représentant le vecteur du signal étalé reçu au niveau du  $k$ -ième usager,  $\mathbf{H}$  la matrice de dimension  $K \times M$  formée par les vecteurs des coefficients de canal  $\mathbf{h}_k$ ,  $\mathbf{S}$  la matrice de dimension  $M \times C$  représentant les signaux transmis à partir des différentes antennes de la station de base vers les  $K$  usagers, et  $\mathbf{z}_k$  est la matrice de bruit

additif dont les coefficients sont des variables complexes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.) suivant une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance  $\sigma_z^2$  unitaire. Le vecteur  $\mathbf{s}_m, m = 1, \dots, M$  ayant une dimension  $1 \times C$  représente le signal étalé et transmis à partir de la  $m$ -ième antenne de la station de base durant la période de transmission d'un symbole.

La puissance de transmission disponible au niveau de la station de base durant la période de transmission d'un symbole est fixée à  $P$ . Nous désignons par  $P_k$  et  $P_n$  les puissances de transmission allouées au  $k$ -ième usager et aux usagers appartenant au groupe  $\zeta_n$ , respectivement. Ainsi, nous obtenons :

$$P = \sum_{n=1}^N P_n = \sum_{n=1}^N \sum_{k \in \zeta_n} P_k. \quad (3.2)$$

La notation  $k \in \zeta_n$  est utilisée dans ce document afin d'indiquer que le  $k$ -ième usager appartient au groupe d'usagers  $\zeta_n$ . De plus, notons par  $\mathbf{S}_n$  la matrice dont les lignes correspondent aux signaux transmis en direction des usagers appartenant au groupe  $\zeta_n$ . Ainsi, la matrice  $\mathbf{S}_n$  est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{S}_n = \sum_{k \in \zeta_n} \sqrt{P_k} \mathbf{w}_k \mathbf{c}_n x_k \quad (3.3)$$

avec  $\mathbf{w}_k$  représentant le vecteur poids pour la formation de faisceau de dimension  $M \times 1$  correspondant au  $k$ -ième usager et  $x_k$  le symbole à transmettre au même usager.

Ainsi, la matrice  $\mathbf{S}$  représentant les signaux transmis à partir des  $M$  antennes de la station de base est donnée par la somme des matrices  $\mathbf{S}_n$  pour  $n = 1, \dots, N$  :

$$\mathbf{S} = \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_n = \sum_{n=1}^N \sum_{k \in \zeta_n} \sqrt{P_k} \mathbf{w}_k \mathbf{c}_n x_k \quad (3.4)$$

Supposant que l'utilisateur  $k$  utilise le  $n$ -ième code, le signal reçu au niveau de cet

usager s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k = & \mathbf{h}_k^T \sqrt{P_k} \mathbf{w}_k \mathbf{c}_n x_k + \sum_{j \in \zeta_n, j \neq k} \mathbf{h}_k^T \sqrt{P_j} \mathbf{w}_j \mathbf{c}_n x_j \\ & + \sum_{l=1, l \neq n}^N \sum_{j \in \zeta_l} \mathbf{h}_k^T \sqrt{P_j} \mathbf{w}_j \mathbf{c}_l x_j + \mathbf{z}_k \end{aligned} \quad (3.5)$$

Le deuxième terme dans l'équation (3.5) correspond aux interférences provoquées par les usagers utilisant le même code d'étalement ; tandis que le troisième terme de la même équation représente les interférences produites par les usagers appartenant aux autres groupes.

Dans le but d'éliminer les interférences entre les usagers du même groupe (i.e. le deuxième terme dans l'équation (3.5)), la station de base emploie la technique de transmission ZFBF (voir Section 2.3.3.2). Ainsi le nombre d'usagers présents dans chaque groupe ne pourra pas excéder  $M$ , le nombre d'antennes de la station de base ( $\text{card}(\zeta_n) \leq M$  où  $\text{card}(\cdot)$  désigne le nombre d'éléments dans un ensemble). Soit  $\mathbf{H}_{\zeta_n}$  la matrice formée par les coefficients des canaux des usagers appartenant au groupe  $\zeta_n$ . Les lignes de  $\mathbf{H}_{\zeta_n}$  sont notées  $\mathbf{h}_{\zeta_n}^{(k)}$ , où  $\mathbf{h}_{\zeta_n}^{(k)}$  correspond au vecteur des coefficients de canal de l'utilisateur  $k \in \zeta_n$ . Par conséquent, nous calculons pour chaque ensemble d'usagers  $\zeta_n, n = 1, \dots, N$  la matrice des poids de transmission correspondante  $\mathbf{W}_{\zeta_n}$  par une simple pseudo-inversion de la matrice de canal  $\mathbf{H}_{\zeta_n}$ , telle que  $\mathbf{W}_{\zeta_n} = \mathbf{H}_{\zeta_n}^T (\mathbf{H}_{\zeta_n} \mathbf{H}_{\zeta_n}^T)^{-1}$ . La  $k$ -ième colonne de la matrice  $\mathbf{W}_{\zeta_n}$  notée par  $\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)}$  s'écrit de la façon suivante (Paulraj, 2003) :

$$\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)} = \frac{\mathbf{h}_{\zeta_n}^{\dagger(k)}}{\sqrt{\|\mathbf{h}_{\zeta_n}^{\dagger(k)}\|_F^2}} \quad (3.6)$$

avec  $\mathbf{h}_{\zeta_n}^{\dagger(k)}$  représentant la  $k$ -ième colonne de la matrice pseudo inverse de  $\mathbf{H}_{\zeta_n}$  et la notation  $\|\cdot\|_F$  représente la norme de Frobenius qui est égale à la racine carrée de la somme des carrés de tous les éléments de la matrice.

Nous supposons que la station de base utilise des codes d'étalement orthogonaux. Il est à noter qu'il existe plusieurs sortes de codes orthogonaux. Les signaux étalés par le biais de différents codes sont supposés arriver parfaitement orthogonaux au niveau des stations mobiles réceptrices. Cette supposition est largement utilisée dans les études de performances théoriques d'un système CDMA. Toutefois, elle est difficilement réalisable dans la pratique. Elle nous permet de simplifier les analyses. Les performances données dans nos études représentent une borne supérieure pour les systèmes plus pratiques. L'invalidité de cette supposition sera discutée dans un travail futur. Ainsi, dans le cas où la supposition est vraie, les interférences produites par les usagers appartenant à des groupes différents vont être éliminées en se servant d'un code différent  $c_n$  pour chaque groupe  $\zeta_n$ . Le troisième terme dans l'équation 3.5 est par conséquent éliminé et le signal reçu au niveau de chaque usager sera altéré uniquement par le bruit additif. L'équation 3.5 peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{P_k} \mathbf{c}_n x_k + \mathbf{z}_k \quad (3.7)$$

Le débit somme maximal de chaque groupe d'usagers  $\zeta_n$  est donné par la somme des débits individuels des usagers appartenant à ce groupe. Il est calculé comme suit :

$$\begin{aligned} R_{\zeta_n} &= \max_{P_k: \sum_{k \in \zeta_n} \|\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)}\|^2 \leq P_n} \sum_{k \in \zeta_n} \log\left(1 + \frac{P_k \|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k\|^2}{\sigma_z^2}\right) \\ &= \max_{P_k: \sum_{k \in \zeta_n} \|\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)}\|^2 \leq P_n} \sum_{k \in \zeta_n} \log(1 + P_k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

La maximisation du débit somme revient à trouver la répartition optimale de puissance entre les usagers du groupe. Les proportions de puissances optimales  $P_{k,opt}$  pour les usagers du groupe  $\zeta_n$  peuvent être trouvées en appliquant l'algorithme du Water filling

vu dans la Section 1.1.2.3. L'équation de l'algorithme est donnée par :

$$P_{k,opt} = (\mu / \|\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)}\|^2 - 1)^+ \quad (3.9)$$

où  $\mu$  est la solution de  $\sum_{k \in \zeta_n} (\mu - \|\mathbf{w}_{\zeta_n}^{(k)}\|^2) = P_n$ .

Pour des besoins de simplicité, on suppose qu'une répartition égale de puissance est appliquée entre les différents codes. Ainsi, la station de base sert chaque groupe avec la même proportion de puissance, c.-à-d.  $P_n = \frac{P}{N}$ ,  $n = 1, \dots, N$ .

Le débit somme global du système est donné par la somme des débits des groupes d'utilisateurs servis par la station de base. Il s'écrit comme suit :

$$R_{Tot} = \sum_{n=1}^N R_{\zeta_n} \quad (3.10)$$

Le choix des utilisateurs à servir ainsi que leur répartition sur les groupes constitue un facteur important pour la maximisation du débit somme global du système. La solution optimale à ce problème de maximisation est donnée par une recherche exhaustive entre toutes les répartitions possibles. Cependant, cette solution est très coûteuse du point de vue complexité. Donc, la conception d'une solution heuristique sacrifiant le moins possible des performances du système s'impose. D'un autre côté, les auteurs de (Yoo et Goldsmith, 2006) ont démontré que si les utilisateurs appartenant au même groupe possèdent des vecteurs de canal presque orthogonaux le débit du groupe est maximisé. En nous basant sur ce résultat, nous développons deux algorithmes heuristiques utilisant la théorie des graphes dans le but de trouver les groupes des utilisateurs qui approchent le sum débit somme optimal du système.

Avant de décrire les algorithmes d'ordonnement proposés, nous allons procéder à une introduction des principes de base de la théorie des graphes. Il est à noter que nous utilisons cette théorie pour bâtir nos algorithmes d'ordonnement.

### 3.2 La théorie des graphes

La théorie des graphes constitue de nos jours une discipline à part entière dans le domaine des mathématiques. Elle permet de représenter divers problèmes dans des champs de recherches variés à l'aide de structures de données simples : les graphes. Ainsi, on peut transposer un problème souvent compliqué en un problème de graphes ayant une solution heuristique ou exacte connue. La majorité des recherches effectuées dans le domaine de la théorie des graphes sont menées par des informaticiens à cause de l'aspect algorithmique des problèmes rencontrés. Le domaine des réseaux de communication fait souvent appel à cette théorie pour résoudre plusieurs de ses problèmes tels que l'allocation des ressources, l'ordonnement, etc.

#### 3.2.1 Les graphes

Un graphe simple  $G = (V, E)$  est composé de deux ensembles :  $V$  appelé ensemble de sommets et  $E$  appelé ensemble d'arêtes. L'ensemble  $E$  est une partie de l'ensemble  $[V]^2$  des parties à deux éléments de  $V$ . Lorsque  $a = \{u, v\} \in E$ , on dit que  $a$  est l'arête de  $G$  ayant comme extrémités  $u$  et  $v$ . On dit aussi que les deux sommets  $u$  et  $v$  sont adjacents dans  $G$ . La figure 3.2 donne l'exemple d'un graphe simple ayant sept sommets et cinq arêtes.

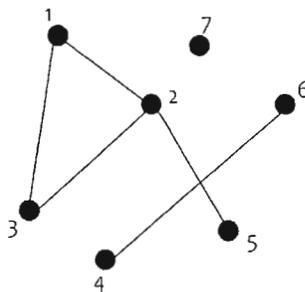


FIG. 3.2: Un graphe  $G = \{V, E\}$  avec  $V = \{1, \dots, 7\}$  et  $E = \{\{1,2\}, \{2,3\}, \{1,3\}, \{2,5\}, \{4,6\}\}$

– Définitions :

On dit que  $G' = \{V', E'\}$  est un sous graphe de  $G = \{V, E\}$  si et seulement si  $V' \subseteq V$  et  $E' \subseteq E$  l'ensemble des arêtes reliant les sommets de  $V'$ . En d'autres mots, le sous graphe  $G'$  est obtenu en enlevant un ou plusieurs sommets de l'ensemble  $V$ , ainsi que la totalité des arêtes formées par ces sommets.

On dit que  $G = \{V, E\}$  est un graphe valué si à chaque sommet dans  $V$  est associée un nombre réel positif ou négatif. On appelle ce nombre une valuation ou un poids.

On dit que  $G = \{V, E\}$  est un graphe orienté si chaque arête dans  $E$  contient une extrémité initiale et une autre finale. Dans ce cas, on appelle l'ensemble  $E$  un ensemble d'arcs. Nous utilisons dans la suite des graphes non orientés, donc l'ordre des deux sommets qui forment l'arête n'est pas important.

On dit qu'un sous-ensemble  $S \subset V$  est stable si est seulement s'il n'est composé que des sommets non adjacents deux à deux.

### 3.2.2 Problème de coloration des sommets

Soit un graphe non orienté et non valué  $G = \{V, E\}$ . Une coloration des sommets  $C_V$  du graphe  $G$  (voir figure 3.3) consiste à affecter une couleur à chaque sommet de  $G$  tel que chaque deux sommets adjacents se voient assigner une couleur différente. Autrement dit, colorer les sommets d'un graphe  $G$  par  $k$  (on dit que  $G$  est  $k$ -colorable) est équivalent à répartir ses sommets en  $k$  sous-ensembles stables. Le problème peut aussi être mathématiquement formulé comme suit :

Trouver  $C_V : V \rightarrow N$   
tel que si  $(u, v) \in G$  Alors  $C_V(u) \neq C_V(v)$

Il a été prouvé que le problème de coloration des sommets d'un graphe quelconque tel que le nombre de couleurs utilisé soit minimal (voir figure 3.3.b) est un problème

NP-difficile (Garey *et al.*, 1974). Ainsi, la complexité de ce problème est très élevée et il n'existe jusqu'à présent aucun algorithme fournissant une solution exacte dans un temps polynomial. Plusieurs travaux (Brelaz, 1979), (Costa et Hertz, 1997) ont proposés des algorithmes heuristiques ou métaheuristiques qui tentent de trouver une solution à ce problème dans un temps de calcul raisonnable.

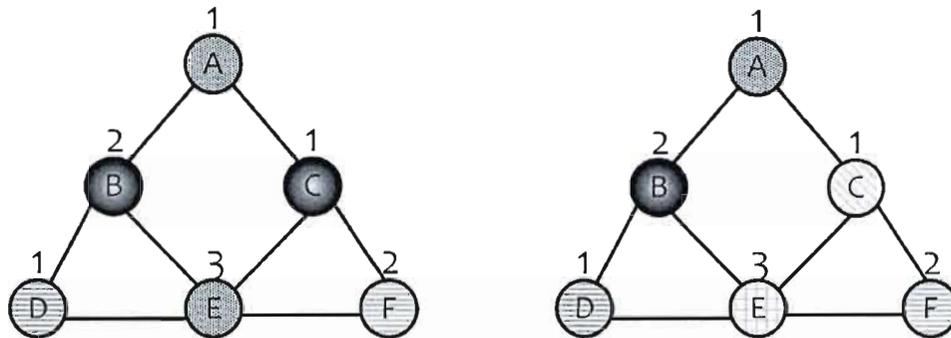


FIG. 3.3: Exemples de la coloration des sommets d'un graphe : (a) Coloration avec le nombre minimal de couleurs (gauche), (b) Coloration possible mais non minimale (droite)

### 3.2.3 Problème du sous-graphe $k$ -colorable à poids maximal

Soient un graphe valué et non orienté  $G = \{V, E\}$  et  $k$  un nombre entier non nul. On associe à chaque sommet  $v$  dans  $V$  un poids positif  $\alpha_v$ . Le problème de sous-graphe  $k$ -colorable à poids maximal consiste à trouver un sous-graphe  $G' = \{V' \subset V, E'\}$  de  $G$ , tel qu'il existe une coloration des sommets de  $G'$ ,  $C_{V'}$ , en utilisant  $k$  couleurs et en maximisant la valeur  $\sum_{v \in V'} \alpha_v$  (voir la figure 3.4). Le problème peut aussi être mathématiquement formulé comme suit :

$$\begin{aligned} &\text{Trouver } V' \subseteq V \\ &\text{tel que } \exists C_{V'} \text{ avec } k \text{ couleurs et } \max_{V'} \sum_{v \in V'} \alpha_v \end{aligned}$$

Les auteurs de (Yannakakis et Gavril, 1987) ont montré que le problème du sous-graphe  $k$ -colorable à poids maximal est aussi NP-difficile et la littérature ne propose aucun algorithme qui donne une solution exacte en temps polynomial.

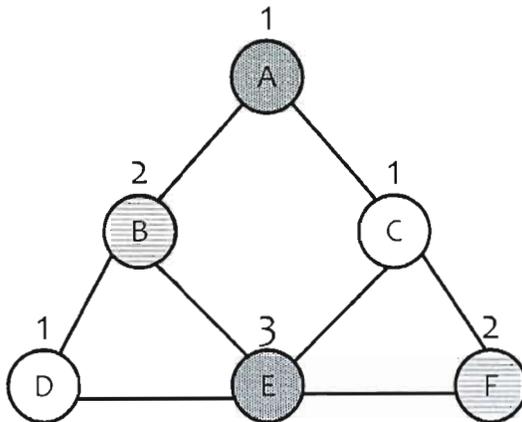


FIG. 3.4: Exemple d'un sous-graphe 2-colorable à poids maximal :  $V' = \{A, B, E, F\}$

### 3.3 L'ordonnement

#### 3.3.1 La formulation du problème

Le système de communication MIMO-CDMA décrit dans la Section 3.1 peut être modélisé par un graphe qu'on appellera le graphe système. Ce graphe ressemble à celui donné dans (Yoo et Goldsmith, 2005) et il pourra être obtenu comme suit : Chaque sommet  $v_i$  dans le graphe correspond à un usager actif  $i$  (prêt à être servis) dans le système. Il existe une arête  $(v_i, v_j)$  entre les deux sommets  $v_i$  et  $v_j$  si et seulement si l'inégalité suivante est respectée

$$e_{ij} = \frac{|\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j|}{\|\mathbf{h}_i\|^2 \|\mathbf{h}_j\|^2} > \epsilon, \quad (3.11)$$

Autrement dit, une arête existe si les vecteurs des canaux des deux usagers  $i$  et  $j$  ne sont pas  $\epsilon$ -orthogonaux où  $\epsilon$  est une constante qui représente le seuil d'orthogonalité (ou le degré d'orthogonalité) prenant une valeur entre 0 (parfaitement orthogonaux) et 1 (parallèles). Chaque sommet  $v_i$  dans le graphe a un poids non négatif  $\alpha_i$  égal au gain du canal de l'utilisateur correspondant  $\|\mathbf{h}_i\|^2$ . Ce gain nous renseigne sur la qualité du canal

de l'utilisateur et le débit que le canal pourra ainsi supporter.

Il est maintenant clair que le problème d'ordonnement permettant de trouver les meilleurs groupes d'utilisateurs à servir dans le système de communication sans fil MIMO-CDMA introduit dans la Section 3.1 est équivalent à celui de trouver une solution, la plus exacte possible, au problème du sous-graphe  $k$ -colorable à poids maximal du graphe système. Le nombre de codes correspond exactement au nombre de couleurs dont on dispose. Le problème de la théorie des graphes équivalent est NP-difficile, donc la meilleure solution qui minimise la complexité de calcul sans s'éloigner de la solution exacte ne pourra être atteinte qu'avec l'utilisation d'une heuristique. Nous présentons dans la section suivante deux algorithmes heuristiques à ce problème.

Il est à noter que le fait que les groupes d'utilisateurs sélectionnés par l'algorithme d'ordonnement ne sont pas parfaitement orthogonaux causera une certaine perte dans le débit du système. La valeur du seuil d'orthogonalité  $\epsilon$  influence assez considérablement l'importance de cette perte. Par conséquent, le choix de  $\epsilon$  est limité par deux contraintes : (i) le nombre limité d'utilisateurs qui peuvent être choisis dans chaque groupe et (ii) la pénalité en débit permise pour chaque groupe. En d'autres mots, une grande valeur de  $\epsilon$  pourra violer la première contrainte ( $card(\zeta_n) < M$ ) (celle imposée par l'utilisation du ZFBF) vu que nous serons moins exigeants en termes d'orthogonalité, tandis qu'une petite valeur de  $\epsilon$  donnera des groupes avec un nombre d'utilisateurs très réduit. La valeur de  $\epsilon$  qui sera utilisée par la suite dans ce document sera très proche de l'optimal et elle est trouvée au moyen de simulations.

### 3.3.2 Les algorithmes d'ordonnement

Nous avons vu dans la section précédente que le problème d'ordonnement qui essaye de choisir les meilleurs groupes d'utilisateurs pendant chaque intervalle de temps se réduit à un problème connu de la théorie des graphes. Ce problème étant NP-difficile, nous présentons dans cette section deux algorithmes heuristiques ayant une complexité informatique très réduite, à savoir, l'algorithme à coloration complète et l'algorithme

glouton (Greedy Algorithm).

### 3.3.2.1 L'algorithme à coloration complète

L'algorithme dit à coloration complète prend comme données d'entrée la matrice complète des coefficients de canal  $H$  que nous avons supposée fixe et parfaitement connue au niveau de la station de base via un feed-back à partir de tous les usagers. L'algorithme a besoin aussi du nombre de codes d'étalement de spectre disponibles  $N$ . Ce nombre est fixe et ne peut dépasser une certaine limite puisqu'on utilise des codes orthogonaux. L'algorithme se sert aussi de la constante  $\epsilon$ , représentant le seuil d'orthogonalité, qui influence directement le débit global du système et qui doit prendre différentes valeurs selon les paramètres  $M$  (antennes) et  $K$  (usagers). L'algorithme commence par la construction du graphe système  $G = (V, E)$  avec  $V$  l'ensemble des sommets (usagers) et  $E$  l'ensemble des arêtes tel qu'expliqué dans la Section 3.3.1. Rappelons qu'il existe une arête entre deux usagers donnés si et seulement si leurs coefficients de canal vérifient l'équation (3.11). Après la construction du graphe système, l'algorithme effectue une coloration complète de  $G$  (tous les sommets de  $G$  doivent être colorier) en utilisant le nombre minimal de couleurs, et ceci, par l'application de l'un des algorithmes heuristiques présentés dans la littérature (Brelaz, 1979). Ceci crée un nombre donné (corresponds au nombre de couleurs utilisé) de sous-ensembles stables de  $G$ . Les sous-ensembles correspondent exactement aux groupes d'usagers pouvant être servis pendant l'intervalle de temps courant. Les usagers appartenant au même groupe subissent une très faible interférence entre eux à cause de la quasi-orthogonalité de leurs coefficients de canal. Il est à noter que plus la valeur de  $\epsilon$  est grande, plus on aura d'usagers dans les groupes ce qui rendra l'impact des interférences plus important. Ceci mènera à une dégradation des performances du système en termes de débit somme.

Une fois que les usagers sont répartis dans plusieurs groupes, l'algorithme d'ordonnement trie les groupes obtenus dans un ordre décroissant selon les sommes des poids (le débit somme du groupe) de leurs usagers. L'algorithme choisit par la suite les premiers  $N$

---

 TAB. 3.1: L'algorithme à coloration complète
 

---

Input :	La matrice du canal $\mathbf{H}$ , le seuil d'orthogonalité $\epsilon$ et le nombre de codes $N$ .
Étape 1 :	Construire le graphe système $G = (V, E)$ en utilisant $\mathbf{H}$ et $\epsilon$ comme décrit dans la Section 3.3.1.
Étape 2 :	Effectuer une coloration complète de $G$ en utilisant un algorithme de coloration minimale.
Étape 3 :	Trier les groupes obtenus en un ordre décroissant selon la somme de leurs poids, les groupes pour le ZFBF sont donnés par les $N$ premiers groupes.

---

groupes (c.à.d. ceux ayant les débit somme les plus élevés) et affecte à chacun des groupes un code orthogonal différent. Dans le cas où on obtient moins de  $N$  groupes, l'algorithme sélectionne tous les groupes disponibles. Il n'utilisera pas tous les codes disponibles est la puissance de la station de base sera divisée sur le nombre de groupes existants.

La nature de la technique du ZFBF limite le nombre maximal d'utilisateurs permis dans un groupe à  $M$ , le nombre d'antennes de la BS. Cependant, l'algorithme peut fournir des groupes avec un nombre d'utilisateurs excédant  $M$ . Dans ce cas, la station de base aura à servir uniquement les  $M$  utilisateurs ayant les meilleurs gains de canal dans chaque groupe. Toutefois, une valeur presque optimale de  $\epsilon$  réduit considérablement la probabilité d'avoir plus que  $M$  utilisateurs par groupe.

Le résumé de l'algorithme à coloration complète est donné par le tableau 3.1.

### 3.3.2.2 L'algorithme glouton (Greedy Algorithm)

Cet algorithme utilise les mêmes données d'entrée que l'algorithme précédent, à savoir la matrice complète des coefficients du canal  $H$ , le seuil d'orthogonalité  $\epsilon$  et le nombre des codes orthogonaux disponibles pour l'étalement du spectre  $N$ . Après l'étape de construc-

tion du graphe système  $G = (V, E)$ , l'algorithme trie les sommets de  $G$  dans un ordre décroissant selon leurs poids (correspondants aux gains des canaux des différents usagers).

TAB. 3.2: L'algorithme glouton

---

Input :	La matrice du canal $\mathbf{H}$ , le seuil d'orthogonalité $\epsilon$ et le nombre de codes $N$ .
Étape 1 :	Construire le graphe système $G = (V, E)$ en utilisant $\mathbf{H}$ et $\epsilon$ comme décrit dans la Section 3.3.1.
Étape 2 :	Trier les sommets dans $V$ dans un ordre décroissant selon leur poids.
Initialiser :	$i = 1$
Étape 3 :	Initialiser l'ensemble $\zeta_i$ en choisissant le sommet $v$ à partir de $V$ ayant le plus grand poids.
Étape 4 :	Éliminer $v$ de $V$ , et mettre dans $\zeta_i$ le plus grand sommet non adjacent à tous les sommets existants déjà dans $\zeta_i$ et l'enlever de $V$ .  Répéter l'étape 4 jusqu'à ce que tous les sommets dans $V$ soient adjacents à ceux dans $\zeta_i$ (ou jusqu'à avoir $M$ sommet dans $\zeta_i$ ) et aller à l'étape 5.
Étape 5 :	si ( $i < N$ and $V \neq \emptyset$ ) alors $i \leftarrow i + 1$ et aller à l'étape 3.  Sinon l'émetteur ZFBF dispose au plus de ses $N$ groupes.

---

L'algorithme d'ordonnement utilise une méthode gloutonne pour colorier le graphe et ainsi construire les groupes des usagers. À chaque itération, il décide de l'utilisateur qui sera ajouté dans le groupe courant sans jamais revenir sur cette décision pendant les itérations suivantes, d'où son appellation de glouton ou vorace (greedy). Au début, l'algorithme commence par construire le premier groupe  $\zeta_1$ , il choisit le meilleur sommet (usager) dans  $V$ , le premier de la liste triée, et le supprime de  $V$  en le mettant dans  $\zeta_1$ . Deuxièmement, l'algorithme sélectionne le sommet ayant le plus grand poids parmi tous les sommets qui

existent encore dans  $V$  à condition qu'il ne soit pas adjacent à l'utilisateur déjà présent dans  $\zeta_1$ . L'algorithme choisit par la suite le meilleur sommet (s'il existe un) non-adjacent à ceux qui existent déjà dans  $\zeta_1$ . La même opération est refaite jusqu'à ce qu'il n'y ait aucun usager dans  $V$  non-adjacent aux usagers déjà présents dans  $\zeta_1$  ou jusqu'à ce que  $\text{card}(\zeta_1)$  atteigne  $M$ . À chaque fois qu'on sélectionne un usager, ce dernier est éliminé de  $V$  et mis dans  $\zeta_1$ . En suivant exactement les mêmes étapes, l'algorithme construit les autres groupes ( $\zeta_2$ ,  $\zeta_3$  et ainsi de suite) tout en modifiant l'ensemble  $V$  à chaque itération. L'algorithme se termine quand il réussit à construire les  $N$  groupes d'utilisateurs ou quand  $V$  devient vide. Par conséquent, la station de base aura au plus  $N$  groupes d'utilisateurs et affectera par la suite un code d'étalement orthogonal à chacun d'entre eux.

Le résumé de l'algorithme glouton est donné par le tableau 3.2.

### 3.4 Résultats numériques

Dans cette section, nous procédons à l'analyse des performances des deux algorithmes proposés en termes de débit somme maximal que le système peut atteindre en les employant. Nous comparons au moyen de simulations les résultats obtenus par l'application des deux heuristiques à des résultats optimaux donnés par une recherche exhaustive parmi toutes les combinaisons possibles de groupes d'utilisateurs. Notons que malgré l'optimalité de la recherche exhaustive, elle reste considérée comme une borne supérieure pratiquement hors d'atteinte.

Dans la figure 3.5, nous traçons le débit somme de l'algorithme glouton proposé dans la section précédente en faisant varier la valeur du seuil d'orthogonalité  $\epsilon$ . Le débit somme pour toutes les figures est donné en bits par secondes par utilisation du canal. Ceci est justifié par le fait que nous utilisons une technique d'étalement de spectre dans le CDMA et que chaque code est étalé sur un canal. La figure 3.5 est obtenue en considérant un système MIMO-CDMA où une station de base disposant d'un nombre limité de codes d'étalement orthogonaux égal à quatre tente de servir 20 usagers présents dans le système.

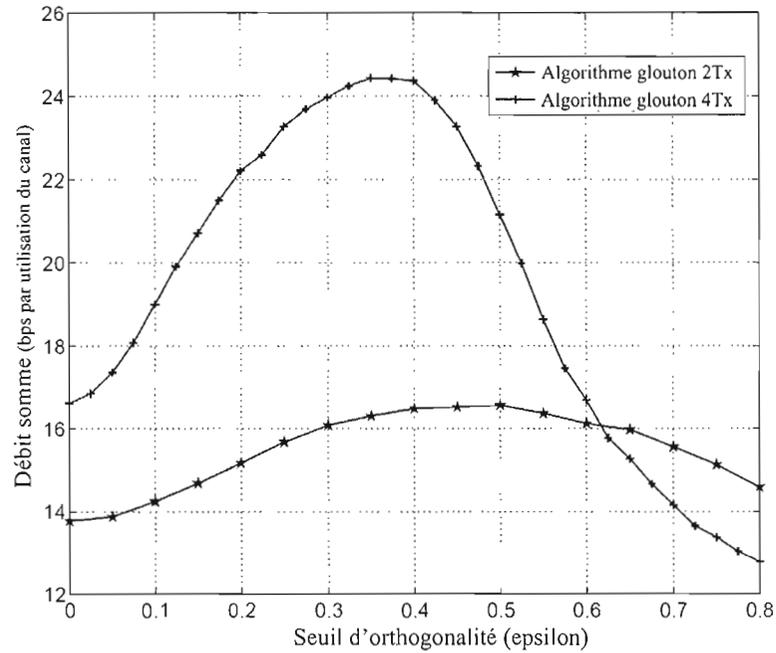


FIG. 3.5: Débit somme vs  $\epsilon$  pour un système MIMO-CDMA où une station de base ayant quatre antennes/quatre codes sert 20 usagers

Nous avons tracé deux courbes : une pour le cas où la station de base est équipée de deux antennes émettrices et une autre pour le cas de quatre antennes. Nous observons que chacune des deux courbes possède un seul maximum (différent pour chaque courbe) atteint pour une valeur différente de  $\epsilon$ . En effet, pour  $M = 2$  la valeur optimale (correspondant au maximum du débit somme) du seuil d'orthogonalité est égale à 0,5, tandis que pour  $M = 4$ , nous avons trouvé  $\epsilon = 0,375$ . Nous pouvons conclure que la valeur optimale de  $\epsilon$  dépend du nombre d'antennes au niveau de la station de base, donc du nombre maximal d'utilisateurs permis par groupe. Nous constatons que pour des petites valeurs de  $\epsilon$ , inférieures à la valeur optimale, l'algorithme glouton ne trouve pas beaucoup d'utilisateurs  $\epsilon$ -orthogonaux et a ainsi tendance à former des petits groupes, ce qui explique les valeurs assez petites du débit. D'un autre côté, quand la valeur de  $\epsilon$  est assez grande comparée à sa valeur optimale, le débit somme est de plus en plus petit puisque l'algorithme construit des groupes formés d'utilisateurs souffrant d'un grand degré d'interférence. Pour les figures

qui suivent, nous utilisons la valeur optimale de  $\epsilon$ .

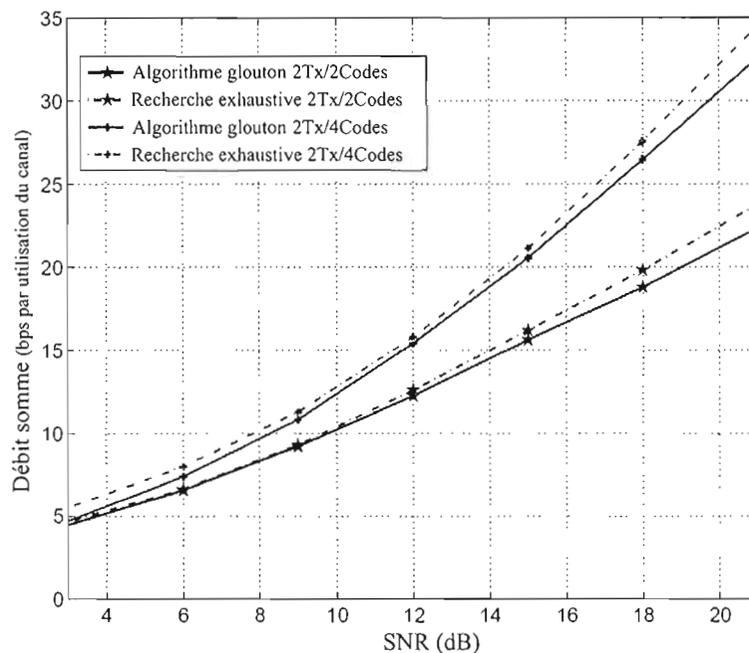


FIG. 3.6: Débit somme vs SNR pour un système MIMO-CDMA où une station de base ayant deux antennes/quatre codes sert huit usagers

La figure 3.6 montre les performances, en termes de débit somme, de l'algorithme glouton comparées à celles d'une recherche exhaustive en faisant varier le rapport signal/bruit (SNR) de deux à 22 dB. Les simulations sont faites pour un système MIMO-CDMA où une station de base équipée de deux antennes de transmission tente de servir dix usagers présents dans le système. La BS dispose de deux codes (les courbes inférieures) ou quatre codes (les courbes supérieures) orthogonaux pour l'étalement du spectre. Rappelons que la valeur du seuil d'orthogonalité est optimale. En termes de rapport signal sur bruit, les performances de l'algorithme proposé nécessitent approximativement 0,5 dB (voir moins) pour égaliser la valeur optimale issue de la recherche exhaustive. Nous pouvons observer que l'algorithme glouton approche considérablement le débit somme atteint par la recherche exhaustive. En effet, notre algorithme atteint plus de 95% des performances de la recherche exhaustive avec une complexité algorithmique largement moins réduite.

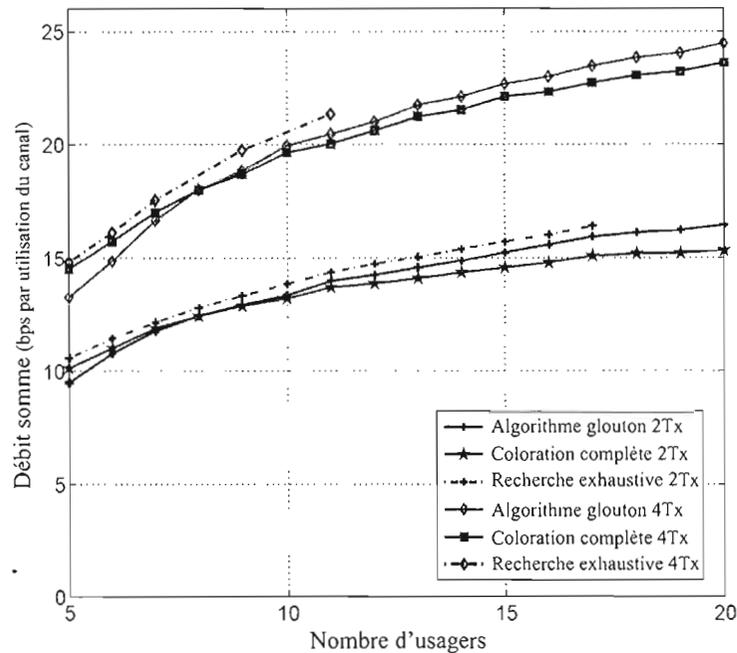


FIG. 3.7: Débit somme vs Nombre d'usager pour un système MIMO-CDMA avec une station de base ayant deux ou quatre antennes et quatre codes

Dans la figure 3.7, nous traçons les performances du système, toujours en termes de débit somme, pour les deux algorithmes proposés, à savoir l'algorithme glouton et celui à coloration complète. Les performances optimales de la recherche exhaustive sont aussi tracées en variant le nombre des usagers à servir dans le système. Nous prenons une station de base équipée de deux antennes (les courbes inférieures) ou quatre antennes (les courbes supérieures) et nous supposant qu'elle dispose de quatre codes pour l'étalement du spectre. Dans cette figure nous pouvons voir clairement l'effet de la diversité multiusagers. En effet, le débit somme du système augmente en faisant uniquement augmenter le nombre d'usagers sans avoir à ajouter plus de ressources système. D'un autre côté, nous remarquons que l'algorithme glouton est plus performant que celui à coloration complète quand on augmente le nombre d'usagers au-delà de dix. Ceci peut être expliqué par le fait que le premier algorithme est mieux adapté au système contenant un nombre d'usagers relativement grand puisqu'il peut tirer plus de profits de la diversité multiusagers. Il a

tendance à favoriser les usagers ayant des gains de canal plus grands. Nous observons aussi que la petite différence qui existe entre l'algorithme glouton et la recherche exhaustive reste pratiquement inchangée pour toutes les valeurs de  $K$  présentées. Cette différence a même une tendance à se rétrécir. Il est à noter que l'algorithme glouton extrait à peu près le même degré de diversité multiusagers avec une très grande réduction de la complexité algorithmique, comparé à la recherche exhaustive surtout pour les grands nombres d'usagers. La complexité de calcul de la recherche exhaustive étant extrêmement grande pour des valeurs de  $K$  supérieures à 18 pour  $M = 2$  et  $K$  supérieure à douze pour  $M = 4$  nous étions dans l'incapacité de compléter les courbes.

## CONCLUSION

Dans ce mémoire, de nouveaux algorithmes d'ordonnement pour les systèmes MIMO-CDMA utilisant la formation de faisceau par forçage à zéro (zero forcing beamforming) comme technique de transmission ont été présentés. Dans la première partie de ce document, nous avons présenté une introduction aux systèmes MIMO afin de montrer les avantages que peuvent proposer ce genre de systèmes. Les principaux résultats de la théorie de l'information permettant de calculer la capacité des systèmes MIMO ont été couverts. Ces résultats ont permis de conclure que l'emploi de plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception permet une augmentation linéaire de la capacité avec le minimum de ces deux nombres d'antennes et ceci sans avoir à augmenter ni la bande passante ni la puissance d'émission. Par la suite, nous avons donné une brève description des principales techniques de transmission qui permettent d'approcher cette capacité, à savoir, le codage spatio-temporel.

Nous avons consacré la deuxième partie de ce mémoire aux systèmes de communication multiusagers. Dans un premier temps, nous avons présenté les trois principales techniques d'accès multiple : le FDMA, le TDMA et le CDMA. Nous avons fourni une description de chacune de ces techniques ainsi que ses principaux avantages et inconvénients tout en nous concentrons sur le CDMA. Deuxièmement, nous avons décrit les systèmes MIMO-multiusagers, leur région de capacité et la manière avec laquelle elle peut être atteinte. Cette notion étant très complexe, on fait souvent appel à la notion de débit somme. Par la suite, nous avons défini la notion de diversité multiusagers et sa relation avec les algorithmes d'ordonnement. Nous avons aussi fourni un survol des principaux travaux dans le domaine d'allocation des ressources dans les systèmes MIMO-multiusagers. Le défi majeur de ce type d'algorithmes est de profiter au maximum des avantages des diversités spatiale et multiusagers (les deux en même temps), tout en ayant une complexité de calcul raisonnable. Deux techniques de transmission propres aux systèmes MIMO-multiusagers ont été détaillées. Elles nécessitent une parfaite connaissance des coefficients du canal au niveau la station de base. La première est le dirty paper coding qui constitue la manière

unique pour atteindre la région de capacité du MIMO-multiusagers. Cependant, elle reste très complexe et difficile à implémenter. La deuxième technique est le zero forcing beam-forming qui malgré sa suboptimalité, constitue un bon compromis entre complexité et performances. Un état de l'art des algorithmes d'ordonnancement pour le MIMO-MU avec le ZFBF a été fourni. Finalement, un survol des travaux de recherches en relation avec le MIMO-CDMA a été présenté.

La troisième partie de ce document décrit notre principale contribution. Elle présente de nouveaux algorithmes d'ordonnancement conçus pour les systèmes MIMO-CDMA avec ZFBF. Une telle combinaison n'a pas été présentée avant dans la littérature. Dans un premier temps, nous avons présenté le modèle du système étudié. L'utilisation de la technique de ZFBF ainsi que l'emploi de codes orthogonaux dans le CDMA nous ont permis d'éliminer toutes les interférences entre les usages simultanément. Le problème qui restait à résoudre était un problème d'ordonnancement pour choisir dans chaque période de transmission les groupes d'utilisateurs à servir. La solution à ce problème étant très complexe puisqu'il s'agit de tester toutes les combinaisons possibles en effectuant une recherche exhaustive, nous avons eu l'idée de faire appel à la théorie des graphes afin de concevoir des algorithmes heuristiques moins complexes et aussi performants. Nous avons modélisé le système MIMO-CDMA avec graphe et nous avons formulé le problème d'ordonnancement en une instance du problème de coloration des sommets du graphe. Nous avons ainsi proposé deux heuristiques permettant de résoudre le problème d'ordonnancement avec une complexité très réduite.

L'évaluation des performances des algorithmes présentés a été faite par moyen de simulation et une comparaison avec l'algorithme optimal (la recherche exhaustive) a été présentée. Nous avons montré que les performances des algorithmes que nous proposons approchent énormément celles de la recherche exhaustive. Nous avons prouvé aussi par des résultats numériques que nos algorithmes tirent le même degré de diversité multiusagers que l'algorithme optimal donnant ainsi des résultats très proches de l'optimal.

– Travaux futurs :

Nous présentons ici quelques propositions pour des travaux et des améliorations futurs en relation avec notre travail.

- Introduire des imperfections dans le système et étudier leurs effets :
  - Étudier l'impact d'une estimation erronée du canal sur les performances des algorithmes présentés et proposer des améliorations pour contrer cet impact.
  - Vérifier l'effet de la corrélation entre les coefficients du canal sur les performances du système.
- Supposer que les codes d'étalement utilisés ne permettent pas aux signaux des différents usagers d'arriver parfaitement orthogonaux au niveau des stations réceptrices. Cette supposition requiert une étude plus compliquée et les performances des algorithmes performances dépendront fortement d'un facteur  $\alpha$ , le facteur d'orthogonalité.
- Améliorer l'algorithme proposé en introduisant de nouvelles contraintes plus pratiques tel que l'équité entre les usagers et la garantie de la qualité de service. Cette amélioration peut se faire en mettant à jour les poids des sommets dans le graphe système pour chaque nouvelle réalisation du canal. Par exemple, une équité à long terme pourrait être garantie en combinant les algorithmes proposés avec l'algorithme de proportional fairness introduit dans (Viswanath *et al.*, 2002).
- Concevoir un algorithme basé sur une métaheuristique connue telle que les algorithmes génétiques, ou les colonies de fourmis pour résoudre le problème de coloration afin d'améliorer les performances des algorithmes gloutons utilisés.
- Faire une étude analytique similaire à celle présentée dans (Choi *et al.*, 2007) afin de trouver la probabilité d'indisponibilité pour un système MIMO-CDMA utilisant le zero forcing beamforming.

## APPENDICE A

### ALGORITHME WATERFILLING

Cet appendice explique brièvement les différentes étapes et itérations de l'algorithme du waterfilling. Nous prenons le cas du calcul de capacité donné dans la Section 1.1.2.2. Toutefois, l'algorithme du waterfilling peut être appliqué dans plusieurs problèmes d'optimisation. Les équations du waterfilling étaient données comme suit

$$\gamma_i^{opt} = \left( \mu - \frac{N_t}{\sigma_i^2 \rho} \right)^+$$

où  $\mu$  est la solution de l'équation

$$\sum_{i=1}^{\nu} \left( \mu - \frac{N_t}{\sigma_i^2 \rho} \right)^+ = 1$$

Soit  $p$  le compteur d'itérations que l'algorithme doit effectuer. On initialise le compteur  $p$  à 1, et on calcule la valeur de la constante  $\mu$  comme suit

$$\mu = \frac{N_t}{\nu - p + 1} \left[ 1 + \frac{1}{\rho} \sum_{i=1}^{\nu-p+1} \frac{1}{\sigma_i^2} \right]$$

En utilisant la valeur de  $\mu$  trouvée par l'équation précédente, la proportion de puissance allouée au  $i^{\text{ème}}$  sous canal est calculée en utilisant

$$\gamma_i = \left( \mu - \frac{N_t}{\sigma_i^2 \rho} \right), i = 1, 2, \dots, \nu - p + 1$$

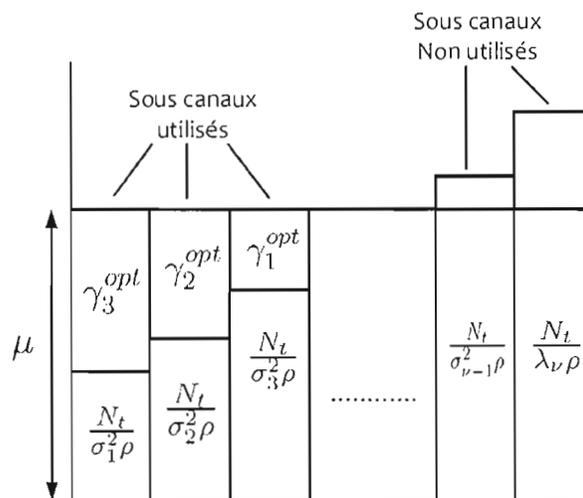


FIG. 3.8: Schéma représentant une itération de l'algorithme du Waterfilling

Si la proportion de puissance allouée au sous canal ayant le plus petit gain est négative, c.-à-d.  $\gamma_{\nu-p+1} < 0$ , alors on écarte ce sous canal en mettant  $\gamma_{\nu-p+1}^{opt}$  à zéro. On procède à une nouvelle itération en incrémentant la valeur de  $p$  de 1. La répartition de puissance optimale est trouvée quand les proportions de puissance allouées à tous les sous canaux sont positives. La figure 3.8 donne le résultat d'une itération de l'algorithme où les sous canaux dépassant le niveau de la constante  $\mu$  seront écartés dans l'itération suivante.

## BIBLIOGRAPHIE

- AJIB, W. et HACCOUN, D. (2005). An overview of scheduling algorithms in mimo-based fourth-generation wireless systems. *Network, IEEE*, 19(5):43–48.
- AJIB, W., HACCOUN, D. et FRIGON, J.-F. (2005). An efficient qos-based scheduling algorithm for mimo wireless systems. *VTC-2005-Fall*, 3:1579–1583.
- AKTAS, D. et EL GAMAL, H. (2003). Multiuser scheduling for mimo wireless systems. *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, 3:1743–1747.
- ALAMOUTI, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8):1451–1458.
- BORST, S. et WHITING, P. (2001). The use of diversity antennas in high-speed wireless systems : Capacity gains, fairness issues, multiuser scheduling. *Bell Labs. Tech. Memo.*
- BRELAZ, D. (1979). New methods to color vertices of a graph. *Communications of the ACM*, pages 251–256.
- CHOI, R., MURCH, R. et LETAIEF, K. (2003). Mimo cdma antenna system for sinr enhancement. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 2(2):240–249.
- CHOI, W., ANDREWS, J. G. et HEATH, R. W. (2007). Multiuser antenna partitioning for cellular mimo-cdma systems. 56(5):2448–2456.
- COSTA, D. et HERTZ, A. (1997). Ants can colour graphs. *Journal of the Operational Research Society*, 48:295–305.
- COSTA, M. (1983). Writing on dirty paper. *IEEE transactions on information theory*, 29:439–441.
- DAI, H., MOLISCH, A. et POOR, H. (2004). Downlink capacity of interference-limited mimo systems with joint detection. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 3(2): 442–453.

- DRIOUCH, E. et AJIB, W. (2008). A graph theory based scheduling algorithm for mimo-cdma systems using zero forcing beamforming. *in Proc. IEEE ISCC 2008*, page 6 pp.
- DUMAN, T. M. et GHAYEB, A. (2007). *Coding for MIMO Communication Systems*. Wiley.
- FATTAH, H. et LEUNG, C. (2002). An overview of scheduling algorithms in wireless multimedia networks. *IEEE wireless communications*, 9(5):76–83.
- FOSCHINI, G. J. (1996). Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas. *Bell Labs Tech. J.*, pages 41–59.
- FOSCHINI, G. J. (1998). On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Commun.*, 6:311–335.
- GANESAN, G. et STOICA, P. (2001). Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs. *Wirel. Pers. Commun.*, 18(2):165–178.
- GAREY, M. R., JOHNSON, D. S. et STOCKMEYER, L. (1974). Some simplified np-complete problems. *Dans STOC '74 : Proceedings of the sixth annual ACM symposium on Theory of computing*, pages 47–63, New York, NY, USA. ACM.
- GOLDSMITH, A. (2005). *Wireless Communications*. Cambridge University Press.
- HUANG, H., VISWANATHAN, H. et FOSCHINI, G. (2002). Multiple antennas in cellular cdma systems : transmission, detection, and spectral efficiency. 1(3):383–392.
- IEEE802.16E (2006). Part 16 2004 : Air interface for fixed broadband wireless access systems.
- IEEE802.11N/D1.0 (2006). Part 11 : Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications : Enhancements for higher throughputs.
- KNOPP, R. et HUMBLET, P. (1995). Information capacity and power control in single-cell multiuser communications. *Proc. IEEE ICC*, 1:331–335.

- LAU, V. K. N. (2005). Optimal downlink space-time scheduling design with convex utility functions - multiple antenna systems with orthogonal beamforming. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(4):1322–1333.
- LAU, V. K. N., LIU, Y. et CHEN, T. A. (2002). The role of transmit diversity on wireless communications-reverse link analysis with partial feedback. *IEEE Trans. Commun.*, 50(12):2082–2090.
- MEHTA, N., GREENSTEIN, L., WILLIS, T. et KOSTIC, Z. (2003). Analysis and results for the orthogonality factor in wcdma downlinks. *IEEE transactions on wireless communications*, pages 1138–1149.
- MUDULODU, S. et PAULRAJ, A. (2000). A simple multiplexing scheme for mimo systems using multiple spreading codes. *in Proc., IEEE Asilomar*, pages 169–774.
- PANDHARIPANDE, A. et K., H. (2004). Fairness based antenna scheduling for multiuser mimo systems. *Wireless Communication Systems, 2004. 1st International Symposium on*, pages 144–148.
- PAULRAJ, A., N. R. G. D. (2003). *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press.
- SWANNACK, C., UYSAL-BIYIKOGLU, E. et WORNELL, G. (2004). Low-complexity multi-user scheduling for maximizing throughput in the mimo broadcast channel. *the Forty-Second Allerton Conference on Communication, Control and Computing*.
- TAROKH, V., JAFARKHANI, H. et CALDERBANK, A. R. (1999). Space-time block coding for wireless communications : Performance results. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 17(3):451–460.
- TELATAR, E. (1999). Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10:585–595.
- VISWANATH, P., TSE, D. et LARROIA, R. (2002). Opportunistic beamforming using dumb antennas. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(6):1277–1294.

- VITERBI, A. J. (1995). *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication*. Addison-Wesley.
- WANG, R. et LAU, V. (2007). Cross layer design of downlink multi-antenna ofdma systems with imperfect csit for slow fading channels. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 6(7):2417–2421.
- WEINGARTEN, H., STEINBERG, Y. et SHAMAI, S. (2006). The capacity region of the gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel. *IEEE transactions on information theory*, 52(9):3936–3964.
- YANNAKAKIS, M. et GAVRIL, F. (1987). The maximum k-colorable subgraph problem for chordal graphs. *Inf. Process. Lett.*, 24(2):133–137.
- YOO, T. et GOLDSMITH, A. (2005). Sum-rate optimal multi-antenna downlink beamforming strategy based on clique search. *IEEE GLOBECOM '05*, 3:5 pp.
- YOO, T. et GOLDSMITH, A. (2006). On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, 24(3):528–541.