

ACRONYMES

La signification d'un acronyme est rappelée lors de sa première apparition. Par ailleurs, dans le corps du manuscrit, l'abréviation anglaise est utilisée.

3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	4th Generation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BD	Block Diagonalization
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
BSC	Best Second Codeword
CDF	Cumulative Distribution Function
CQI	Channel Quality Indicator
CS	Compressive Sensing
CSIR	Channel State Information at the receiver
CSIT	Channel State Information at the transmitter
DFE	Decision-Feedback Equalization

DFT	Discrete Fourier Transform
DPC	Dirty Paper Coding
FA	Full Adder
FDD	Frequency-Division Duplex
GA	Genetic Algorithm
GLP	Grassmannian line packing
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
i.i.d	Independent and Identically Distributed
IMT	International Mobile Telecommunications
ITU	International Telecommunication Union
KLT	Karhunen-Loève Transform
LOS	Line-Of-Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MU-MIMO	Multi-User Multi-Input Multi-Output
MUI	Multi-User Interference

MUD	Multi-User Detector
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PCA	Principal Component Analysis
PSO	Particle Swarm Optimization
PU2RC	Per User Unitary and Rate Control
RVQ	Random Vector Quantization
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature phase-shift keying
SDMA	Spatial Division Medium Access
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SISO	Single-Input Single-Output
SJNR	Signal-to-Jamming-and Noise Ratio
SMMSE	Successive Minimum Mean Square Error
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STBC	Space Time Block Coding
SU-MIMO	Single User Multi-Input Multi-Output
SVD	Singular Value Decomposition
TDD	Time-Division Duplex
THP	Tomlinson-Harashima Precoder

VLSI Very-Large-Scale Integration

ZF Zero-Forcing

ZFBE Zero-Forcing Beamforming

NOTATIONS

Dans cette section, nous regroupons les principales notations employées dans le document. Les lettres en gras majuscules ou minuscules indiquent respectivement les matrices ou les vecteurs. Les lettres en italique sont employées pour désigner les scalaires. Les autres notations sont listées ci-après.

\mathbb{C}	L'ensemble des nombres complexes.
$\mathbb{E}[\cdot]$	L'opérateur de l'espérance mathématique.
$ x $	La valeur absolue d'un scalaire.
$[x]$	La partie entière par excès.
$(\cdot)^*$	L'opérateur complexe conjugué.
$(\cdot)^H$	L'opérateur complexe de transposé conjugué (Hermitian).
$(\cdot)^{-1}$	L'opérateur inverse.
$\ \mathbf{x}\ _2$	La norme Euclidienne (l_2) d'un vecteur \mathbf{x} .
\mathbf{X}	Posons \mathbf{X} une matrice.
$[\mathbf{X}]_j$	La j^{ieme} colonne de la matrice \mathbf{X} .
$\angle(\mathbf{x}, \mathbf{y})$	L'angle entre les vecteurs \mathbf{x} et \mathbf{y} .

$\arg \min_S(\cdot)$	Minimisation de (\cdot) en fonction de l'argument S .
$\arg \max_S(\cdot)$	Maximisation de (\cdot) en fonction de l'argument S .
\mathbf{I}_n	Matrice identité de dimension $n \times n$.
$tr(\mathbf{X})$	La trace de la matrice \mathbf{X} .
\otimes	Le produit matriciel de Kronecker.
\in	L'opérateur d'appartenance.
\triangleq	L'opérateur par définition.
$!$	L'opérateur factoriel.
$\log_2(\cdot)$	La fonction logarithmique en base 2.
$\sin(\cdot)$	La fonction sinus.
A_n^k	Arrangement de k parmi n , $A_n^k = \frac{n!}{(n-k)!}$.
C_n^k	Combinaison de k parmi n , $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$.

TABLE DES MATIÈRES

Liste des Figures	v
Liste des Tableaux	xii
Chapitre 1: Introduction	1
1.1 Motivations	1
1.2 Objectifs	6
1.3 Originalités et contributions	7
1.4 Organisation de la thèse	9
Chapitre 2: Systèmes multi-antennes multi-utilisateurs (MU-MIMO)	12
2.1 Système MIMO mono-utilisateur (SU-MIMO)	12
2.2 Du SU-MIMO vers le MU-MIMO	14
2.3 Précodage pour le MU-MIMO	15
2.3.1 Précodage avec connaissance parfaite du canal à l'émetteur	16
2.3.2 Précodage avec connaissance partielle du canal à l'émetteur	18
2.4 Modèle du système MU-MIMO	20
2.4.1 Modèle des canaux spatialement corrélés	23

2.5	Précodages avec feedback limité	24
2.5.1	Cas d'une seule antenne de réception	24
2.5.2	Cas de plusieurs antennes de réception	27
2.6	Conclusion	28
Chapitre 3: Codebooks à faible complexité		29
3.1	Précodage avec <i>codebook</i> de Kerdock	32
3.1.1	Conception du codebook	32
3.1.2	Précodage avec connaissance parfaite du canal à l'émetteur	34
3.1.3	Précodage avec feedback limité	35
3.1.4	Évaluation des performances	37
3.1.5	Analyse de complexité	40
3.2	Précodage à base du codebook virtuel	44
3.2.1	Conception du codebook	45
3.2.2	Évaluation des performances	48
3.2.3	Analyse de complexité	56
3.3	Conclusion	57
Chapitre 4: Précodages à faible complexité avec parfaite CSIT		58
4.1	Critère pour le choix des vecteurs de précodage	60
4.1.1	Maximisation du SJNR	61

4.1.2	Évaluation des performances	62
4.1.3	Analyse de complexité	65
4.2	Précodage à base de l'algorithme génétique	69
4.2.1	Description de l'algorithme	70
4.2.2	Évaluation des performances	74
4.2.3	Analyse de complexité	79
4.3	Conclusion	82
Chapitre 5: Correction des choix des <i>codewords</i>		84
5.1	Correction par le deuxième meilleur choix	86
5.1.1	Description de l'algorithme	86
5.1.2	Évaluation des performances	87
5.2	Correction par force brute	90
5.2.1	Description de l'algorithme	91
5.2.2	Évaluation des performances	93
5.3	Correction par recherche génétique	98
5.3.1	Description de l'algorithme	99
5.3.2	Évaluation des performances	101
5.3.3	Analyse de complexité	104
5.4	Conclusion	106

Chapitre 6: Précodage avec feedback limité pour les canaux spatia-	
lement corrélés	108
6.1 Précodage à base de l'analyse en composantes principales	109
6.1.1 Cas d'une seule antenne de réception	110
6.1.2 Cas de plusieurs antennes de réception	112
6.2 Évaluation des performances	112
6.2.1 Cas d'une seule antenne de réception	112
6.2.2 Cas de plusieurs antennes de réception	115
6.3 Conclusion	117
Chapitre 7: Conclusions et perspectives	119
7.1 Contributions algorithmiques	121
7.2 Travaux et perspectives futurs	125
Références	129

LISTE DES FIGURES

2.1	Système MIMO multi-utilisateur en liaison descendante.	20
2.2	Système MIMO multi-utilisateur avec précodage unitaire.	25
3.1	Schéma bloc d'un système MU-MIMO incluant l'ordonnanceur. . . .	33
3.2	Performance en BER pour le SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT.	38
3.3	La CDF de la capacité des systèmes SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT pour $X = 10$, $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	39
3.4	La moyenne des capacités des systèmes SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT en fonction du nombre d'utilisateurs à ordonnancer.	40
3.5	Performance en BER pour le précodage à base des <i>codebooks</i> GLP et de Kerdock pour un système MU-MIMO avec feedback limité pour $X = 10$, $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	41
3.6	Rapport de complexité entre le précodage à base des <i>codebooks</i> GLP et de Kerdock.	43
3.7	(a) Codage des éléments du <i>codeword</i> et (b) Conversion du <i>codeword</i> en bits de feedback lorsque $N_t = 3$ et $b = 2$	47

3.8	Schéma synoptique d'un système MU-MIMO avec une seule antenne dans chaque récepteur.	49
3.9	Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre <i>codebooks</i> virtuels conçus avec différentes longueurs de a pour un système MU-MIMO avec $N_t = 2$, $b = 2$ et $B = 4$ bits.	51
3.10	Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le <i>codebook</i> virtuel avec $b = 2$ et les <i>codebooks</i> RVQ et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 2$ et $B = 4$ bits.	52
3.11	Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le <i>codebook</i> virtuel avec $b = 2$ et les <i>codebooks</i> RVQ et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 3$ et $B = 6$ bits.	53
3.12	Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le <i>codebook</i> virtuel avec $b = 1$ et les <i>codebooks</i> RVQ, GLP et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 3$ et $B = 3$ bits.	54
3.13	Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le <i>codebook</i> virtuel avec $b = 1$ et les <i>codebooks</i> RVQ, GLP et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 4$ et $B = 4$ bits.	55
4.1	Schéma d'un système MU-MIMO illustrant la fuite des interférences de l'utilisateur 1 vers les autres usagers.	62

4.2	Comparaison en BER entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	64
4.3	Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	65
4.4	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	66
4.5	Rapport de complexité entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang <i>et al.</i> [50] en fonction de la taille du <i>codebook</i>	67
4.6	Rapport de complexité entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang <i>et al.</i> [50] en fonction du nombre d'usagers.	69
4.7	(a) Exemple de construction du chromosome pour $N_t = 3$ et $K = 2$ et (b) Codage des <i>codewords</i> à base de quatre valeurs.	71
4.8	Organigramme de l'algorithme génétique (GA).	72
4.9	Comparaison en BER entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	75

4.10	Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	76
4.11	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$	77
4.12	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 4$, $N_t = 4$ et $N_r = 4$	78
4.13	Rapport de complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] en fonction de la taille du <i>codebook</i>	82
4.14	Rapport de complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] en fonction du nombre d'usagers.	83
5.1	Comparaison en BER entre le BSC, la méthode de Fang <i>et al.</i> [72] et la méthode de Ding <i>et al.</i> [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 3$ bits.	88
5.2	Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le BSC, la méthode de Fang <i>et al.</i> [72] et la méthode de Ding <i>et al.</i> [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits.	89

5.3	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BSC, la méthode de Fang <i>et al.</i> [72] et la méthode de Ding <i>et al.</i> [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits. . .	90
5.4	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits.	95
5.5	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 6$ bits.	96
5.6	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 3$, $N_t = 3$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits.	97
5.7	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 3$, $N_t = 3$, $N_r = 1$ et $B = 6$ bits.	98
5.8	Représentation de a) codage du chromosome et b) procédure de croisement pour $K = 2$ et $B = 4$ bits.	100

5.9	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BFS, le ZFBBF avec feedback limité [8] et le GS avec ($m = 10, G = 20; m = 20, G = 50$ et $m = 50, G = 100$) pour un système MU-MIMO avec $K = 2, N_t = 2, N_r = 1$ et $B = 8$ bits.	102
5.10	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BFS, le ZFBBF avec feedback limité [8] et le GS avec ($m = 10, G = 20; m = 20, G = 50$ et $m = 50, G = 100$) pour un système MU-MIMO avec $K = 3, N_t = 3, N_r = 1$ et $B = 8$ bits.	103
5.11	Évolution de la somme des capacités en fonction du nombre de génération entre le BS et le GS avec $m = 10$ pour un système MU-MIMO avec $K = 2, N_t = 2, N_r = 1, B = 8$ bits et $SNR = 5$ dB.	104
6.1	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le PCA-ZFBBF et le ZFBBF conventionnel [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2, N_t = 2, N_r = 1$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un faible niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.2$	113
6.2	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le PCA-ZFBBF et le ZFBBF conventionnel [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2, N_t = 2, N_r = 1$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un fort niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.8$	114

6.3	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage avec et sans PCA pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un faible niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.2$	116
6.4	Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage avec et sans PCA pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un fort niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.8$	117

Rapport-Gratuit.com

LISTE DES TABLEAUX

3.1	Comparaison en termes d'opérations arithmétiques nécessaire pour le précodage à base des <i>codebooks</i> GLP et de Kerdock	42
3.2	Comparaison en termes de multiplication et d'addition nécessaire pour le précodage à base des <i>codebooks</i> GLP et Kerdock lorsque $K = N_t = N_r$	42
3.3	Comparaison en termes de distorsion moyenne pour des <i>codebooks</i> virtuels créés à partir de différentes longueurs de l'alphabet général. .	49
3.4	Comparaison de distorsion moyenne entre différent types de codebooks pour différentes configurations de N_t , b et B	50
3.5	Comparaison en termes de complexité de calcul et en stockage entre les <i>codebooks</i> virtuels, RVQ, GLP et DFT.	56
4.1	Comparaison entre la maximisation du SJNR et la maximisation de la somme des capacités [50] en termes d'opérations arithmétiques basiques et complexes.	67
4.2	Comparaison entre la maximisation du SJNR et la maximisation de la somme des capacités [50] en termes de nombre de multiplication et d'addition pour $K = N_t = N_r$	68

4.3	Comparaison du nombre de SINR à calculer entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50].	80
4.4	Comparaison de la complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang <i>et al.</i> [50] en termes d'opérations arithmétiques pour $K = N_t = N_r$	80
5.1	Comparaison de complexité sur la base du nombre de SINR à calculer pour $B = 8$ bits.	105

REMERCIEMENTS

Je remercie tout d'abord Dieu tout puissance de m'avoir donné le courage, la force et la patience d'achever ce modeste travail.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse le professeur Daniel Massicotte pour son encadrement, ses qualités d'écoute, son expérience en recherche et son soutien moral et financier permanent qui m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Je tiens à remercier les membres de mon jury pour l'intérêt porté à mon travail. Je remercie donc le professeur Messaoud Ahmed-Ouameur pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury, les professeurs Emmanuel Boutillon et Frederic Domingue pour avoir accepté d'être les examinateurs de ma thèse. Je remercie également le professeur Sébastien Roy pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse.

Un grand merci aux collègues et amis membre du Laboratoire des Signaux et Systèmes Intégrés (LSSI) pour les discussions et les moments agréables passés ensemble. Merci donc à Youssef Achouri, François Nougrou, Khaled Atoub, Sami Agrebi, Sofiane Hachemi, Hocine Merabti et Mohamed El Fares Djellatou.

Je souhaite remercier le professeur Bruno Clerckx de l'Imperial College London pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche et pour les discussions enrichissantes. J'adresse également tout ma reconnaissance et mes remerciements à

mon ami Abdelkader Hamoud pour son aide et sa compagnie durant mon séjour à Londres.

Je tiens à remercier très chaleureusement mon épouse bien-aimée Yasmine, mes frères Lamine, Mahdi, Foued et Sadek ainsi que mes cousins Mourad et Abderrahmane et leurs épouses. Merci à toute la famille !

Finalement, je pense que je ne suis arrivé à ce stade que grâce aux encouragements de mes parents à qui je dois beaucoup de respect et d'admiration, à eux je dédie ce travail et je leur dis mille mercis.

Say, "Indeed, my prayer, my
rites of sacrifice, my living
and my dying are for Allah,
Lord of the worlds."

[6:162]

Chapitre 1

INTRODUCTION

1.1 Motivations

L'industrie des télécommunications est considérée comme étant l'une des industries les plus dynamiques au monde. Au cours des dernières années, elle a connu une croissance fulgurante, notamment avec l'apparition des technologies grand public telle que les téléphones intelligents (*smart phones*) et les tablettes, ce qui a engendré une forte demande en matière de débits et qualité de services. Par conséquent, les systèmes de communication sans fil de la prochaine génération doivent supporter des débits très élevés, tout en garantissant une qualité de service acceptable afin de répondre aux exigences des services et applications large bande telles que la visiophonie, la vidéo haute définition, l'internet à haut débit, etc.

Différentes communautés sans fil, au cours de leurs travaux de normalisation, ont fixé des objectifs ambitieux afin de répondre à la demande croissante en matière de débits de données élevés. Par exemple, le maximum en débit de données en liaison descendante (*downlink*) est de 100Mbps pour le 3GPP-LTE (*Long Term Evolution*) développé par *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) [1], tandis que la

définition de l'ITU (*International Telecommunication Union*) pour la 4G, appelée IMT-Advanced (*International Mobile Telecommunications-Advanced*), exige un débit de données maximal de 1Gbps [2].

Pour atteindre ces objectifs, les technologies de pointe doivent être employées. Les multi-antennes en émission et en réception, connu sous le nom de MIMO (*Multi-Input Multi-Output*), s'est avérée l'une des technologies clés pour les réseaux sans fil à haut débit. D'ailleurs, récemment, elle a été introduite dans plusieurs applications telles que les réseaux locaux sans fil et la téléphonie cellulaire, en raison de son gain élevé pour la capacité et la fiabilité de la transmission.

L'idée de base de cette technologie réside dans l'utilisation de plusieurs antennes à la fois dans l'émetteur et le récepteur, afin d'exploiter la dimension spatiale tout en tirant parti des trajets multiples dans le but d'augmenter le nombre de degrés de liberté, engendrant ainsi un accroissement de la capacité sans avoir recours à une extension de la bande passante ou bien une augmentation de la puissance de transmission [3]. De plus, la technologie MIMO permet de combattre l'évanouissement du signal causé par le canal de transmission, en se servant de la diversité spatiale [4].

Cette nouvelle dimension, la dimension spatiale, peut être employée en mode mono-utilisateur (SU-MIMO - *Single User Multi-Input Multi-Output*), offrant ainsi une capacité de système qui augmente linéairement avec le gain de multiplexage, indépendamment de la disponibilité ou non de la connaissance de l'état du canal au niveau de l'émetteur (CSIT - *Channel State Information at the Transmitter*) [5]. Ou

bien, dans un scénario multi-utilisateur (MU-MIMO - *Multi User Multi-Input Multi-Output*), où plusieurs stations mobiles (MS - *Mobile Station*) ainsi qu'une station de base (BS - *Base Station*)¹ sont équipées d'un réseau d'antennes. Cependant, dans ce cas de figure, les interférences multi-utilisateurs (MUI- *Multi-User Interference*) deviennent alors le principal inconvénient, car elles réduisent considérablement les performances du système.

Pour remédier à ce problème, dans le cas d'une liaison montante (*Uplink*), où plusieurs MS transmettent les données simultanément à une BS, l'utilisation du détecteur multi-utilisateur (MUD - *Multi User Detector*) permet de réduire ou bien d'annuler complètement ces interférences. En revanche, dans le cas d'une liaison descendante, où une BS communique simultanément les données à plusieurs MS, la situation est un peu délicate étant donné l'absence de coordination entre les différents utilisateurs [6]. En outre, ces solutions (MUD) sont souvent coûteuses à utiliser au niveau du récepteur. Il est clair que la suppression ou bien l'annulation des interférences est souvent appliquée à la réception. Toutefois, il est également possible de l'appliquer au niveau de l'émetteur où la complexité est moins critique [7]. Ainsi, la complexité du récepteur sera réduite. Dans la littérature, cette approche est souvent appelée précodage. Cependant, cette dernière exige l'hypothèse de la CSIT dont l'absence peut réduire de façon significative les performances du système. En effet, contrairement à un scénario mono-utilisateur, la CSIT affecte sérieusement les gains

¹ Dans cette thèse, nous ne visons aucune application particulière. Toutefois, nous allons adopter les notations BS et MS pour désigner respectivement l'émetteur et le récepteur.

de multiplexage [8] et de diversité multi-utilisateur [9]. Il est intéressant de souligner que le précodage peut être appliqué aussi bien à un système MU-MIMO ou SU-MIMO, puisque le niveau de disponibilité de la CSIT permet de fortifier davantage les performances du système [10].

Pour ce qui est de l'obtention de la CSIT, nous distinguons deux procédés, selon le mode de transmission entre la BS et les MS. Par exemple, en duplex par séparation temporelle (TDD - *Time-Division Duplex*), où la même bande de fréquence est partagée, à différents moments, entre la liaison descendante et la liaison montante, la CSIT peut être déduite du canal de réception grâce au principe de la réciprocité, du moment que le canal est le même vu des deux côtés de la liaison sans fil. Cependant, tout changement en fréquence, en temps ou bien en espace entraînera une erreur d'estimation. Tandis qu'en mode duplex par séparation fréquentielle (FDD - *Frequency-Division Duplex*), où différentes bandes de fréquences sont allouées à la liaison descendante et montante, le récepteur doit impérativement transmettre les connaissances du canal à l'émetteur par le biais de la voie de contrôle en utilisant le feedback.

Lorsque le canal de transmission varie rapidement dans le temps, transmettre les CSIT au complet devient impraticable pour les raisons suivantes : (i) le débit et la bande passante de la voie de contrôle sont généralement limités ; (ii) pour un système MIMO, les paramètres du canal augmentent avec le produit du nombre d'antennes d'émission et de réception ; (iii) les informations doivent être mises à jour à chaque

changement de canal [11].

Afin de réduire la quantité de feedback, comme révélé dans la littérature, une alternative intéressante a été proposée [12] [13]. Dans un tel contexte, un dictionnaire (*codebook*) connu des deux côtés de la liaison sans fil est considéré. À la réception, pour chaque réalisation du canal, seul l'indice de la position du meilleur vecteur de ce *codebook*, choisi selon un critère de sélection donné, sera envoyé à l'émetteur, en quelques bits, par le biais de la voie de contrôle, d'où l'appellation feedback limité (*limited feedback*). Le vecteur sélectionné peut représenter une quantification du canal ou bien le vecteur de précodage en question. Il est évident que les performances du système dépendent de la quantité de feedback, du *codebook* utilisé et du critère de sélection. En ce qui concerne la longueur de feedback, pour les systèmes SU-MIMO, il a été démontré qu'un petit nombre de bits de feedback, de l'ordre du nombre d'antennes d'émission, est suffisant pour atteindre une performance quasi optimale² [12]. Tandis que pour les systèmes MU-MIMO, la quantité de feedback par utilisateur doit croître linéairement avec le nombre d'antennes d'émission et le rapport signal sur bruit (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) [8]. Néanmoins, le précodage avec feedback limité souffre de plusieurs inconvénients. D'un point de vue pratique, il faut considérer la recherche du meilleur vecteur qui pourrait être exhaustive, la complexité de calcul et le stockage des *codebooks*. Ces inconvénients sont fortement liés à la taille et au format de données des *codebooks*. De plus, d'un point de vue performances, le choix du même

²La performance optimale est atteinte lorsque le système dispose d'une parfaite CSIT.

vecteur par deux ou plusieurs utilisateurs [8], [14] et l'utilisation de *codebooks* dans des scénarios de transmission non appropriés [15] peuvent provoquer des dégradations de performances.

1.2 Objectifs

L'objectif principal de la thèse consiste à proposer des solutions pratiques pour le précodage sous les hypothèses de parfaite et partielle CSIT, appliquées à un contexte de transmission MU-MIMO. Ainsi, la complexité est largement abordée dans nos propositions de thèse. En effet, les précodeurs à proposer doivent offrir de bonnes performances tout en garantissant une faible complexité du traitement. Pour ce faire, quatre sous-objectifs peuvent être mis à jour:

1. Proposer des *codebooks* en vue d'une réalisation matérielle. Les *codebooks* à proposer doivent avoir des propriétés favorables à une réduction de complexité aux points de vue opérations arithmétiques et quantités de mémoire ;
2. Réduire la complexité ainsi que la recherche exhaustive lors du précodage au niveau de l'émetteur, par la proposition d'un critère de sélection et l'adoption d'une approche métaheuristique ;
3. Proposer des solutions afin d'éviter ou bien réduire le choix du même *codeword* par deux ou plusieurs usagers ;

4. Proposer une approche de précodage pour des canaux multi-utilisateur spatialement corrélés en émission et en réception.

1.3 Originalités et contributions

L'originalité de la thèse réside dans la proposition d'une méthode de précodage avec CSIT partielle sans la nécessité de stockage des *codebooks*, tout en garantissant de bonnes performances avec moins de bits de feedback et de ressources matérielles [16]. Il est primordial de mentionner que dans l'approche proposée, les bits de feedback ne représentent pas la simple position dans un *codebook*, mais plutôt le *codeword* en question. De plus, les éléments du *codebook* sont choisis à partir d'un alphabet favorable à une réduction de complexité [16], [17]. Dès lors, l'approche à proposer permettra donc de réduire de manière significative le nombre de multiplications et les ressources mémoires, en évitant le stockage des *codebooks*.

Par ailleurs, dans cette thèse, nous retrouvons trois contributions majeures :

1 – Réduction de la complexité du précodage au niveau de l'émetteur

Dans ce travail, nous nous intéressons aussi à alléger la complexité de l'émetteur lors du processus de précodage. Ceci est dans le but de réduire les délais de traitement. Par conséquent, ceci permettra à ce concept de précodage d'être plus avantageux dans un contexte de transmission à forte mobilité. Pour ce faire, nous proposons un critère de sélection propice à une réalisation pratique [18]. De plus, afin de

réduire la recherche exhaustive lors du choix de la meilleure combinaison de vecteurs de précodage, nous proposons d'adopter une approche basée sur l'optimisation par l'algorithme génétique (GA - *Genetic Algorithm*) [19].

2 – Correction des choix de *codewords*

Afin d'éviter ou bien de réduire le choix du même *codeword* par plus de deux usagers lorsque le système partage un seul *codebook*, nous proposons de faire une correction lors du choix des *codewords*. À notre connaissance, nous sommes les premiers dans la littérature disponible à suggérer une telle procédure. En effet, trois stratégies ont été proposées [20], [21], [22]. Dans un premier temps, nous proposons une correction plutôt élémentaire au niveau des MS, par la retransmission de nouveaux *codewords*. Ces derniers correspondront au deuxième meilleur choix lors de la première sélection [20].

Afin de réduire la quantité de feedback découlant de la première stratégie, la deuxième stratégie consiste à faire la correction au niveau de l'émetteur sur la base d'une recherche par force-brute [21], [22]. En effet, afin de trouver les bonnes combinaisons de *codewords*, nous proposons d'utiliser un critère qui assure à la fois une bonne performance et une probabilité nulle que plusieurs usagers choisissent le même *codewords*.

Enfin, comme troisième stratégie, nous proposons de réduire la complexité due à la recherche exhaustive de la technique force-brute par l'adoption d'une optimisation

basée sur la recherche génétique [21], [22]. Par rapport à la deuxième stratégie, ce schéma bénéficie d'une complexité réduite tout en conservant des niveaux de performances intéressants en pratique.

3 – Précodage avec feedback limité pour les canaux spatialement corrélés

Nous proposons une approche de précodage efficace, basée sur l'analyse en composantes principales (PCA - *Principal Component Analysis*), qui a pour but de décorréler le canal avant la sélection des *codewords* [23]. En effet, l'approche proposée peut être appliquée pour différents niveaux de corrélation ainsi que de configurations d'antennes. De plus, par rapport à ce qui a déjà été proposé dans la littérature, notre proposition ne nécessite pas certaines connaissances sur l'état du canal et elle offre une faible complexité lors du traitement.

1.4 Organisation de la thèse

Dans le but de faciliter la compréhension du manuscrit, nous avons opté pour que chaque proposition soit directement suivie par les résultats obtenus.

Pour ce qui est des chapitres restants, ils seront organisés comme suit :

Dans le **Chapitre 2**, nous rappelons d'abord les éléments de base et les bénéfices du système MIMO. Par la suite, nous introduisons le système MU-MIMO et ses avantages par rapport au système SU-MIMO. Nous présentons ensuite un état de l'art sur les différentes techniques de précodage, en tenant compte des niveaux de

disponibilité de la CSIT. Après cela, nous décrivons le modèle mathématique du système MU-MIMO avec une attention particulière pour les canaux spatialement corrélés. Enfin, nous détaillerons les principales techniques de précodage, selon la configuration d'antenne à la réception.

Après un état de l'art sur les différentes propositions en matière de *codebooks*, le **Chapitre 3** se consacre à la conception des *codebooks* à faible complexité pour le système MU-MIMO. Dans un premier temps, nous proposons le *codebook* Kerdock pour deux hypothèses, à savoir la parfaite CSIT et le feedback limité. Par la suite, nous proposons le concept de *codebook* virtuel. Bien entendu, les *codebooks* proposés seront comparés en termes de performance et complexité.

Le **Chapitre 4** s'intéresse à la réduction de la complexité du précodage au niveau de l'émetteur. Il convient de souligner que dans ce chapitre, nous considérons une parfaite CSIT. En effet, le chapitre s'articule sur la proposition d'un critère de sélection des *codewords* ainsi que sur la réduction de la recherche exhaustive lors de la sélection de ces derniers. Dans un premier temps, nous proposons un critère de sélection favorable à une mise en pratique. Ensuite, nous introduisons le précodage à base de l'algorithme génétique. Dans les deux propositions, une évaluation de performances ainsi qu'une analyse de complexité seront présentées.

Le **Chapitre 5** débute par les propositions envisagées dans la littérature afin de remédier au problème de la sélection du même *codeword* par deux ou plusieurs utilisateurs. Alors qu'encore peu de littérature existe sur le sujet, ce chapitre introduit le

concept de correction des choix. Ainsi, nous proposons une première stratégie de correction à base du deuxième meilleur choix. Ensuite, nous donnerons une deuxième stratégie, moins gourmande en feedback, basée sur une recherche exhaustive. Enfin, nous terminons le chapitre par une dernière solution en vue d'une réduction en complexité par rapport à ce qui a été déjà établi.

Contrairement aux chapitres précédents, le **Chapitre 6** étudie l'optimisation de la transmission pour un canal multi-utilisateur spatialement corrélé en émission et en réception. En effet, après un survol de la littérature des différentes solutions pour ce contexte de transmission, nous donnerons ensuite pour plusieurs configurations d'antennes la méthode proposée. Pour finir, nous concluons le chapitre par la présentation et discussion des résultats obtenus.

Finalement, le **Chapitre 7** présente les conclusions liées à ce travail de recherche dans le but de rappeler les différentes contributions de la thèse, et faire état des limitations dans les méthodes proposées. Et, enfin, le chapitre s'achève avec des suggestions et perspectives des développements futurs.

Chapitre 2

SYSTÈMES MULTI-ANTENNES MULTI-UTILISATEURS (MU-MIMO)

Nous commençons ce chapitre en soulignant l'intérêt de l'utilisation de la technologie MIMO et les avantages du passage en mode multi-utilisateur (MU-MIMO). Ensuite, nous exposons un état de l'art des différentes techniques de précodage avec une attention particulière pour le précodage avec partielle CSIT. Le chapitre décrit aussi le modèle mathématique du système MU-MIMO en liaison descendante. Par la suite, nous donnerons l'expression analytique des techniques de précodage avec feedback limité les plus utilisées dans la littérature. Ces techniques serviront comme méthodes de référence pour effectuer une étude comparative. De plus, elles seront utilisées afin d'évaluer nos propositions.

2.1 Système MIMO mono-utilisateur (SU-MIMO)

Par rapport à une transmission mono-antenne (SISO - *Single-Input Single-Output*), le système multi-antenne (MIMO) permet d'avoir plusieurs bénéfices, à savoir le gain de puissance (*array gain*), le gain de diversité spatiale, le gain de multiplexage spatial et la réduction des interférences [24].

En effet, le gain de puissance représente l'augmentation du SNR apportée par l'utilisation du *Beamforming* au niveau de l'émission et/ou la réception : la disposition de la CSIT permet de focaliser la puissance du signal en direction du récepteur. Tandis que la CSIR (*Channel State Information at the Receiver*) conduit à une combinaison cohérente du signal à la réception. Par conséquent, les performances du système seront améliorées à la suite de l'augmentation du SNR.

D'autre part, la diversité spatiale permet de combattre les effets drastiques des évanouissements causés par les canaux de transmission. En effet, l'utilisation d'un codage spatio-temporel tel que le STBC (*Space Time Block Coding*) [25], [26] permet d'exploiter la diversité spatiale. Dans un tel contexte, l'émetteur peut transmettre le même signal à travers plusieurs canaux indépendants ou bien fortement décorrés. Par conséquent, la probabilité que le signal subisse le même évanouissement sur chaque canal est minimale. Ainsi, la qualité de la transmission sera bonifiée.

Par ailleurs, les travaux de Foschini et Telatar [27] [28] ont démontré que la capacité¹ d'un système MIMO croît linéairement avec le gain de multiplexage spatial. Ce dernier, défini comme étant le minimum entre le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, est obtenu en envoyant simultanément plusieurs flux de données (*Data Streams*) indépendants à travers de multiples canaux séparés dans l'espace.

Enfin, les interférences peuvent être annulées par l'exploitation de la dimension spatiale dans le but d'orienter l'énergie du signal en direction de l'utilisateur désiré.

¹ La capacité définit le taux maximal d'informations qui peut être transmis sans erreur.

2.2 Du SU-MIMO vers le MU-MIMO

Les avantages vus précédemment offrent à la technologie MIMO une place importante dans les futurs réseaux sans fil. Récemment, le système MIMO conventionnel mono-utilisateur (SU-MIMO) a été généralisé à un scénario multi-utilisateur (MU-MIMO) où l'accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA - *Spatial Division Medium Access*) permet une communication simultanée, tout en partageant les mêmes ressources temporelles et fréquentielles, via l'utilisation appropriée de la dimension spatiale. Ce schéma de transmission a été proposé, pour la première fois par Samsung, pour le LTE sous le nom PU2RC (*Per User Unitary and Rate Control*) [29]. Nouvellement, le système MU-MIMO a été introduit dans les standards IEEE 802.16e/m [30] [31] et le LTE-Advanced [32].

En raison de contraintes d'espaces, les MS ne peuvent avoir qu'un petit nombre d'antennes, généralement un ou deux, ce qui limite, en conséquence le gain en capacité du système SU-MIMO dans les réseaux cellulaires. Le système MU-MIMO offre la possibilité de surmonter cette limitation, en communiquant avec plusieurs MS simultanément. En fait, ceci a pour effet d'augmenter efficacement la dimension du canal dans le domaine spatial et par conséquent fournir un gain de multiplexage spatial proportionnel au nombre d'antennes d'émission, même avec une seule antenne à chaque MS [33]. Ainsi, le système MU-MIMO abroge la nécessité de plusieurs antennes au niveau du récepteur, ce qui permet de remédier à la limite pratique dans

leurs conceptions.

Par ailleurs, étant donné que les MS sont séparés dans l'espace, le système MU-MIMO est plus robuste vis-à-vis des limites de propagation du signal dont souffre le SU-MIMO, telle que la perte de rang dans la matrice canal causée par la transmission en ligne de mire (LOS - *Line-Of-Sight*) et la corrélation des antennes [5]. Cependant, pour s'opérer, ce schéma de transmission nécessite l'exploitation d'une connaissance du canal au niveau de l'émetteur (CSIT). En effet, cette dernière est une ressource à la fois chère et cruciale. Cette notion est connue sous le nom de précodage spatial du signal.

2.3 Précodage pour le MU-MIMO

L'idée de base du précodage est d'utiliser une forme de connaissance du canal à l'émetteur afin de personnaliser les signaux transmis à la structure propre de la matrice canal. Le précodage permet d'améliorer la probabilité d'erreur, le taux de transmission et par conséquent la capacité du système par un partage plus efficace du canal avec les différents usagers, il permet également la suppression des interférences et en l'occurrence réduit la complexité du récepteur [11].

2.3.1 Précodage avec connaissance parfaite du canal à l'émetteur

En théorie de l'information, il est bien connu que la stratégie optimale pour atteindre la somme des capacités² d'un système MU-MIMO en liaison descendante est le codage avec information adjacente (DPC - *Dirty Paper Coding*) [33]. Dans cette théorie, initialement développée pour les systèmes SISO [36], l'énoncé affirme que la capacité d'un canal où l'émetteur connaît *a priori* le signal interférant est la même que s'il n'y avait pas d'interférence. Par conséquent, un précodage peut être appliqué en considérant cette connaissance afin de supprimer les interférences au niveau de l'émetteur. Toutefois, la mise en œuvre de cette technique reste impraticable en raison de la complexité élevée du codage et de décodage [37].

Pour des performances sous-optimales avec une faible complexité, plusieurs types de précodeurs linéaires et non linéaires ont été proposés³ [38], [39], [40], [41]. À titre d'exemple, le précodeur de Tomlinson-Harashima (THP - *Tomlinson-Harashima Precoder*) [38], [39], qui est le précodeur non linéaire le plus populaire. Il est basé sur le principe d'égalisation du DFE (*Decision-Feedback Equalization*). Bien que ce précodeur puisse offrir de meilleures performances dans un scénario MU-MIMO, son déploiement dans les systèmes temps réel est difficile en raison de sa grande

² Dans un scénario multi-utilisateur, la capacité n'est plus caractérisée par un seul nombre. En effet, dans ce cas, nous définissons la notion de région de capacité, qui est en fait caractérisée par un volume de K dimensionnels [34] [35]. Par ailleurs, la somme des capacités (*sum capacity*), dont la valeur dépend de la qualité de la CSIT, correspond à la limite de la région de capacité.

³ Il faut noter que l'approche linéaire peut atteindre une performance raisonnable en termes de capacité pour une faible complexité, relativement à l'approche non linéaire qui offre une capacité proche de l'optimale au détriment d'une complexité accrue.

complexité. De plus, il est sensible à l'inexactitude de la CSIT [42].

Pour une faible complexité, il existe de nombreuses techniques de précodages linéaires, telles que celles basées sur le forçage par zéro (ZF - *Zero Forcing*) ou bien basées sur l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE - *Minimum Mean Square Error*). Ces méthodes sont également appelées méthodes d'inversion de canal [40]. Le précodage à base de l'algorithme ZF peut supprimer complètement les MUI. Cependant, il cause une amplification du bruit quand les vecteurs de précodage ne sont pas normalisés. D'autre part, le précodage à base de l'algorithme MMSE surpasse l'algorithme ZF, car il réalise un compromis entre le bruit et la suppression des interférences. Néanmoins, il subit une perte de performances quand il tente d'atténuer les interférences entre deux antennes rapprochées [43]. Pour remédier à ce problème, le SMMSE (*Successive Minimum Mean Square Error*) calcule successivement les colonnes de la matrice de précodage pour chacune des antennes de réception de manière séparée [44]. Il est intéressant de souligner que les méthodes d'inversion de canal ne sont pas efficaces lorsque le récepteur est équipé de plusieurs antennes. Par ailleurs, nous retrouvons le précodage par diagonalisation en bloc (BD - *Block Diagonalization*) [41]. Afin d'annuler les interférences, ce dernier décompose le canal MU-MIMO en plusieurs canaux SU-MIMO, parallèles et orthogonaux, en utilisant une décomposition en valeurs singulières (SVD - *Singular Value Decomposition*). Le BD est intéressant dans le cas où le récepteur est équipé d'un réseau d'antennes. De plus, en termes de performances, il est meilleur que les méthodes d'inversion de

canal. D'autre part, il est vrai que le BD peut supprimer complètement les MUI. Cependant, il laisse au récepteur la responsabilité de séparer les flux de données qui lui sont envoyés. En outre, il nécessite plus d'antennes à l'émission que le nombre total d'antennes de réception de tous les usagers.

En plus des inconvénients cités auparavant, ce genre de précodeurs deviennent désavantageux, notamment lors d'une transmission FDD, puisqu'ils nécessitent une parfaite CSIT. D'autant plus, toute imperfection de cette dernière entraînera des résidus d'interférence au niveau des MS, provoquant la dégradation des performances.

2.3.2 Précodage avec connaissance partielle du canal à l'émetteur

Pour un canal qui varie rapidement dans le temps, la conception du précodeur à base d'une parfaite CSIT devient impraticable en raison de la mise à jour qui doit se faire à chaque changement de canal, ou bien à cause de la capacité de la voie de contrôle qui est souvent limitée en bande passante et en débit. Ainsi, le précodeur qui utilise le moins de feedback tout en assurant un gain de précodage élevé sera le plus apprécié.

Dans la littérature, deux types de précodages sont proposés afin de réduire la quantité de feedback, l'un basé sur les statistiques du canal et l'autre basé sur le feedback limité. Le premier type, basé sur les connaissances statistiques du canal, est convenable pour les canaux qui varient rapidement dans le temps, puisque les connaissances statistiques, à savoir la moyenne ou la covariance, varient moins fréquemment. Par conséquent, elles sont plus susceptibles d'être re-émises à l'émetteur [45] [46].

Cependant, quand le temps de cohérence⁴ du canal est long, cette approche échoue à ajuster le signal à transmettre au canal actuel. Par ailleurs, étant donné que la CSIT est toujours quantifiée avant de passer à l'émetteur, le niveau de quantification pose un dilemme entre la précision et la quantité du feedback. En conséquence, lorsque le précodeur utilise l'information quantifiée sur l'état du canal, il est difficile de déterminer le niveau de quantification requis pour une performance donnée [47].

Le deuxième type de précodage est une alternative intéressante, nommée précodage unitaire ou bien précodage avec feedback limité (*limited feedback*), puisqu'elle fournit plus de flexibilité, en termes de limite de la voie de contrôle, que la quantification directe du canal. En effet, dans ce type de précodage un *codebook* est connu aux deux extrémités du lien sans fil, contenant P mots de code (*codewords*) conçus hors ligne et donc indépendamment de l'état du canal. À partir de l'estimation de la CSIR, le récepteur choisit le meilleur *codeword* en se basant sur un critère de sélection. Par la suite, le récepteur transmet la position du *codeword* choisi dans le *codebook* vers l'émetteur. Il est intéressant de souligner que le nombre de bits de feedback, B , requis est une fonction directe de la taille du *codebook*, i.e.

$$B = \lceil \log_2(P) \rceil. \quad (2.1)$$

Il est évident que la quantité de feedback, B , établit un compromis entre la capacité

⁴ C'est le temps durant lequel nous pouvons considérer que le canal est stable.

de la voie de contrôle et les performances du système. Par ailleurs, le principe du précodage unitaire soulève deux questions fondamentales : 1- comment construire un *codebook*? et 2- quel est le critère pour la sélection des *codewords*?

Dans cette thèse, nous allons essayer de répondre à ces deux questions en proposant un critère de sélection et un *codebook* favorables à une mise en pratique.

2.4 Modèle du système MU-MIMO

De manière générale, nous considérons un système MU-MIMO en liaison descendante où la BS transmet via N_t antennes à K utilisateurs dont chacun est équipé de N_r antennes, comme illustré par la figure 2.1.

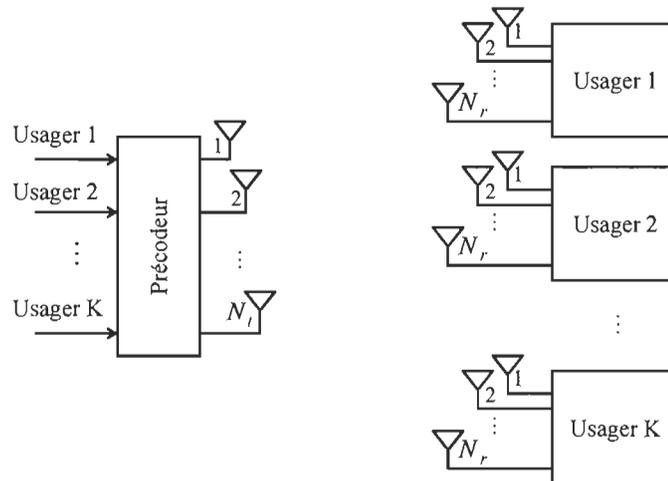


Figure 2.1. Système MIMO multi-utilisateur en liaison descendante.

À la réception, le signal du k^{ieme} usager peut être exprimé en fonction du signal

émis, par l'équation suivante :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (2.2)$$

où $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ désigne la matrice canal du k^{ieme} usager, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t}$ représente le signal transmis et $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_r}$ est le bruit additif blanc Gaussien (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) de variance N_0 et de moyenne nulle.

Nous considérons par ailleurs que les réalisations du canal ne varient pas au sein d'une trame de N symboles, mais peuvent changer d'une trame à une autre, ce qui correspond au modèle nommé canal à évanouissements⁵ quasi-statique. En pratique, ce modèle a été adopté par de nombreux systèmes sans fil [28]. Au niveau de chaque MS, nous supposons que la connaissance du canal est parfaite et instantanée. Et, il n'est pas nécessaire pour chaque MS de connaître les canaux des autres usagers.

Dans ce travail de recherche, nous nous intéresserons seulement au précodage linéaire. Par conséquent, le signal transmis, \mathbf{x} , peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k, \quad (2.3)$$

où $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ est le vecteur de précodage du k^{ieme} usager et s_k désigne le symbole d'information qui doit être communiqué au k^{ieme} usager.

⁵ Dans le cadre de notre étude, nous considérons que les évanouissements suivent une loi de Rayleigh où chaque coefficient du canal est un complexe Gaussien de moyenne nulle et de variance unitaire.

Dans ce cas, selon l'équation (2.2), le signal reçu du k^{ieme} usager peut être exprimé de la manière suivante :

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sqrt{p_i} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{n}_k, \quad (2.4)$$

où la première partie de l'équation (2.4) représente le signal désiré, tandis que la seconde partie désigne l'interférence causée par les autres utilisateurs et la dernière partie représente le bruit.

Tout au long du manuscrit, nous supposons que la BS transmet des symboles QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) avec une puissance totale P_0 . Cette dernière doit respecter les contraintes suivantes [48] :

$$E[\|\mathbf{W}\mathbf{s}\|_2^2] = \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{W}^H) \leq P_0. \quad (2.5)$$

$$\sum_{k=1}^K p_k = P_0, \quad (2.6)$$

où $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_k]$ représente la matrice de précodage, $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_k]$ est le signal à communiquer et p_k désigne la puissance du signal transmis du k^{ieme} usager. Il est important de mentionner que cette puissance est considérée comme constante et identique pour chaque usager afin d'éliminer son effet sur les performances de nos propositions.

2.4.1 Modèle des canaux spatialement corrélés

Considérant un système MU-MIMO avec N_t antennes de transmission et N_r antennes dans chaque usager, la corrélation spatiale du canal de k^{ieme} utilisateur s'exprime par la relation [48]

$$\mathbf{H}_k = \Sigma_{r,k}^{1/2} \mathbf{H}_k^{(iid)} \Sigma_{t,k}^{1/2}, \quad (2.7)$$

où $\Sigma_{r,k} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ et $\Sigma_{t,k} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ désignent respectivement les matrices de corrélation à l'émission et à la réception. $\mathbf{H}_k^{(iid)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ est la matrice canal à évanouissements qui suit une distribution indépendante et identiquement distribuée (i. i. d).

Par souci de simplicité, nous supposons que tous les usagers ont les mêmes matrices de corrélation, $\Sigma_{r,k} = \Sigma_r$ et $\Sigma_{t,k} = \Sigma_t$. De plus, nous supposons également que la matrice de corrélation à l'émission est identique à celle de la réception, $\Sigma = \Sigma_t = \Sigma_r$.

Dans le cas de quatre antennes, la matrice de corrélation de dimensions 4×4 suit le modèle de [15] :

$$\Sigma = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \rho^3 \\ \rho^* & 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho^{*2} & \rho^* & 1 & \rho \\ \rho^{*3} & \rho^{*2} & \rho^* & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

où $\rho \in [0, 1]$ est le coefficient de corrélation et $(\cdot)^*$ représente le complexe conjugué.

Il est important de souligner que dans nos travaux de thèse, nous supposons que le canal H_k est corrélé sans porter une attention particulière aux causes de cette corrélation qui dépendent essentiellement de la distance entre les antennes (distance de cohérence) et les propriétés du canal, entre autres l'angle d'étalement (en anglais : *angular spread*).

2.5 *Précodages avec feedback limité*

Le schéma typique d'un système MU-MIMO en liaison descendante avec précodage unitaire est illustré par la figure 2.2. D'après cette dernière, la CSIT transite à travers un canal de contrôle bas débit supposé tout au long de cette thèse comme étant sans erreur et sans retard. Ainsi, l'émetteur reçoit seulement B bits de feedback par usager. L'hypothèse d'un canal de contrôle sans erreur peut être bien approchée par l'utilisation de codes correcteurs d'erreur suffisamment puissants, tandis que l'hypothèse sur le retard est exacte seulement lorsque les délais de traitement et les feedbacks sont faibles par rapport au temps de cohérence du canal.

2.5.1 *Cas d'une seule antenne de réception*

Le ZFBF (*Zero-Forcing BeamForming*) est considéré comme étant un précodeur avec un bon compromis entre complexité, charge de feedback, et performances. En effet, il a été démontré dans [49] que les performances du ZFBF peuvent se rapprocher de celles du DPC lorsque le nombre d'utilisateurs est très important alors qu'une sélection

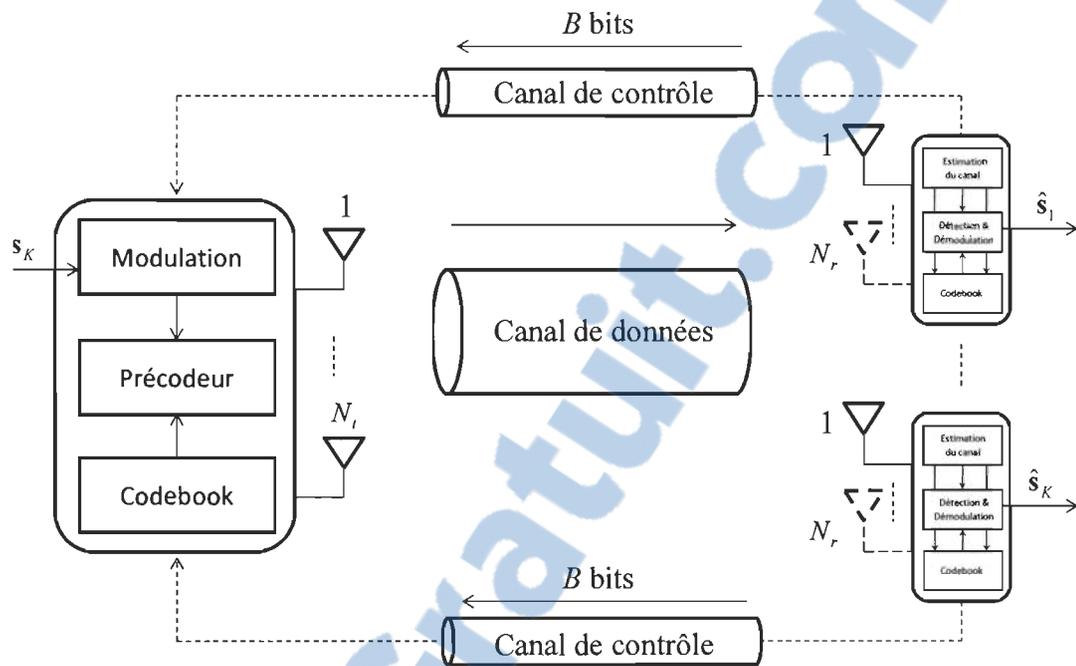


Figure 2.2. Système MIMO multi-utilisateur avec précodage unitaire.

judicieuse d'utilisateurs est appliquée. La procédure de précodage est donnée comme suit [8] :

Tout d'abord, chaque utilisateur quantifie son propre canal en B bits en utilisant un *codebook*, noté \mathcal{C} , qui se compose de 2^B vecteurs unitaires de N_t dimensionnels, $\mathcal{C} \triangleq \{\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{2^B}\}$.

Pour la quantification du canal, nous considérons un critère de sélection basé sur la minimisation de l'angle entre le canal et les *codewords* du *codebook*, \mathcal{C} , soit [8]

$$\{\hat{\mathbf{h}}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \min_{\mathbf{c}_i, i=1, \dots, 2^B} \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \mathbf{c}_i)). \quad (2.9)$$

L'équation (2.9) peut être réécrite comme suit :

$$\{\hat{\mathbf{h}}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{\mathbf{c}_i, i=1, \dots, 2^B} |\mathbf{h}_k \mathbf{c}_i|. \quad (2.10)$$

Il est intéressant de noter que l'erreur de quantification est définie par l'équation suivante :

$$\xi(k) \triangleq \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \hat{\mathbf{h}}_k)). \quad (2.11)$$

Après avoir choisi le meilleur *codeword*, c-à-d, le *codeword* qui correspond le plus au canal, l'émetteur est mis au courant d'une version quantifiée du canal grâce à B bits par usager comme feedback. En se basant sur cette information, l'émetteur crée la matrice de précodage, \mathbf{W} , en utilisant le ZFBF, tel que :

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\|\hat{\mathbf{H}}\|_2} \hat{\mathbf{H}}^{-1}, \quad (2.12)$$

où $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_1 \hat{\mathbf{h}}_2 \dots \hat{\mathbf{h}}_K]$ est constituée par la concaténation de l'estimation de tous les canaux.

Dans ce cas, le rapport signal sur bruit plus interférences (SINR - *Signal to Interference plus Noise Ratio*) pour le k^{ieme} usager est donné comme suit :

$$\text{sinr}_k(\mathbf{h}_k, \mathbf{w}_k) = \frac{p_k |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_i|^2 + N_0}. \quad (2.13)$$

2.5.2 Cas de plusieurs antennes de réception

Pour un système avec plusieurs antennes à la réception, le choix des vecteurs de précodage se fait au niveau de chaque usager en maximisant le SNR

$$\{\mathbf{w}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{i=1, \dots, 2^B} \|\mathbf{H}_k \mathbf{c}_i\|_2^2. \quad (2.14)$$

Il convient de noter que, dans notre étude, nous considérons qu'un seul⁶ flux de données est transmis à chaque récepteur.

Une fois que le choix est fait, chaque usager communique son vecteur à l'émetteur via B bits de feedback. Enfin, l'émetteur combine chaque vecteur de précodage avec le signal associé comme rapporté par l'équation (2.3).

Considérant l'utilisation d'un récepteur MMSE pour estimer les symboles émis, le vecteur de décodage du k ième usager est donné par [50] :

$$\tilde{\mathbf{g}}_k = \tilde{\mathbf{h}}_k^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H + \frac{K N_0}{p_0} \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1}, \quad (2.15)$$

où

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}, \quad (2.16)$$

et

$$\tilde{\mathbf{h}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k. \quad (2.17)$$

⁶ Dans le cas où l'émetteur transmet plusieurs flux de données à chaque usager, les *codewords* dans un *codebook* vont représenter des matrices au lieu de vecteurs.

Dans ce cas, le SINR pour le k^{ieme} usager peut être écrit comme suit :

$$sinr_k(\mathbf{H}_k, \mathbf{w}_k) = \frac{p_k |\tilde{\mathbf{g}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i |\tilde{\mathbf{g}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + N_0 \|\tilde{\mathbf{g}}_k\|_2^2}. \quad (2.18)$$

Ainsi, l'expression de la somme des capacités est donnée par :

$$C_{sum}(\mathbf{H}_k, \mathbf{w}_k) = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + sinr_k(\mathbf{H}_k, \mathbf{w}_k)). \quad (2.19)$$

2.6 Conclusion

Différents concepts de base ont été décrits dans ce chapitre. Dans un premier temps, nous avons présenté les bénéfices de la technologie MIMO en mode conventionnel point à point (SU-MIMO). Ensuite, nous avons donné les avantages du passage vers un scénario multi-utilisateur (MU-MIMO). Un état de l'art sur le précodage dans les systèmes MU-MIMO a été exposé pour plusieurs degrés de précision de la CSIT. Enfin, les techniques de précodage avec feedback limité, les plus utilisées dans la littérature, ont été présentées. Tout au long de la thèse, ces techniques serviront soit comme méthodes de références pour comparaison, soit aux fins d'évaluation de nos propositions.

Chapitre 3

CODEBOOKS À FAIBLE COMPLEXITÉ

Les *codebooks* pourraient affecter sérieusement les performances du système. Par conséquent, ils doivent être soigneusement conçus. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de conception. Nous allons, dans cette introduction, nous limiter aux *codebooks* les plus pertinents.

Mukkavilli *et al.* [51] et Love *et al.* [52] ont découvert, indépendamment, que le GLP (*Grassmannian line packing*) fournit une solution optimale pour le problème de feedback limité. En effet, les GLP représentent des lignes passant par l'origine dans un espace vectoriel. Dès lors, la conception du *codebook* revient à trouver l'ensemble des lignes qui maximisent la distance minimale entre toute paire de lignes. Toutefois, trouver les *codebooks* optimaux, à la fois analytiquement et numériquement, s'avère très difficile en général [51], [52]. Par ailleurs, bien que le *codebook* GLP offre de bonnes performances pour un canal décorréolé, il conduit cependant à une dégradation du SNR lorsque le canal est corrélé. Dans [53], une version modifiée du *codebook* GLP est spécialement conçue pour les canaux en corrélation. Néanmoins, le précodage dans un tel contexte exige des connaissances supplémentaires sur la covariance du canal. Dans [54], [55], les auteurs proposent d'utiliser l'algorithme de Lloyd [56]. Ce dernier

est constitué de deux conditions à savoir le centroïde et le plus proche voisinage (*nearest neighbor*). En effet, la première condition vise à déterminer la région dans laquelle les vecteurs sont les plus proches du *codeword*, tandis que la deuxième est conçue pour sélectionner le *codeword* optimal dans une région. Pour plus de détails, se référer au chapitre 11 de [57]. Le RVQ (*Random Vector Quantization*) a d'abord été utilisé pour le CDMA (*Code Division Multiple Access*), comme étant une signature [58], ensuite il a été considéré pour le système SU-MIMO avec feedback limité [59] et enfin pour le système MU-MIMO [8]. Afin de construire le *codebook* RVQ, chaque *codeword* est indépendamment choisi à partir d'une distribution isotopique, formant une sphère de rayon unitaire. La procédure de conception est similaire à celui de GLP. Toutefois, la seule différence est que ce dernier représente des lignes passant par l'origine dans un espace vectoriel. Tandis qu'en RVQ, les *codewords* désignent des points sur la surface de la sphère. Cette approche de conception est asymptotiquement optimale lorsque la taille du *codebook* est importante. Néanmoins, elle présente une limite en termes de performances quand le nombre de bits de feedback est petit, car le *codebook* ne couvre pas uniformément les N_t -dimensions de l'espace. Dans [60], les auteurs proposent une structure du *codebook* à base de la DFT (*Discrete Fourier Transform*). Récemment, ce *codebook* a été adopté dans le LTE et la norme IEEE 802.16 pour les raisons suivantes : (i) sa simplicité, par rapport aux *codebooks* cités auparavant ; (ii) le *codebook* a des entrées d'amplitude égales, ainsi le problème du PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) peut être évité [61] ; (iii) contrairement au

codebook GLP, le *codebook* à base de la DFT est approprié pour les canaux corrélés [62], [63], [64]. Par conséquent, il engendre moins d'erreurs de quantification [65], [15]. Dans la littérature, il n'existe pas d'études solides qui justifient l'efficacité du *codebook* à base de la DFT pour les canaux corrélés. Dans [65], les auteurs présument que, dans un tel contexte, la différence d'amplitude entre l'information sur le canal est réduite et par conséquent le module, constant, du *codebook* à base de la DFT apportera une faible erreur de quantification par rapport au module, non constant, du *codebook* GLP.

Plus récemment, afin de réduire la complexité du précodage, différents *codebooks* à faible complexité ont été proposés pour un système SU-MIMO [66], [67], [68], [69]. Inspiré par la modulation QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), Ryan *et al.* [66] ont proposé un *codebook* qui offre une réduction à la fois en stockage et en complexité lors de la recherche en ligne ¹. Malheureusement, la taille du *codebook* est généralement plus grande par rapport aux autres conceptions, ce qui le rend moins attractif pour une utilisation pratique [67]. Une autre structure de *codebook* qui repose sur l'idée du codage de Kerdock a été présentée [68]. En effet, ce *codebook* est constitué par des éléments favorables à une réduction des ressources matérielles. Toujours dans cette optique, Cao *et al.* [69] ont proposé un *codebook* où l'algorithme de Lloyd est utilisé pour calculer, itérativement, le *codebook* optimal.

Le présent chapitre met en évidence des propositions de *codebooks* avec une faible

¹ La recherche en ligne consiste à chercher le meilleur *codeword* d'un *codebook* déjà prédéfini. Alors que, la recherche hors ligne consiste à créer le *codebook* en question.

complexité. Dans la première partie de ce chapitre, nous proposons le *codebook* de Kerdock pour un contexte MU-MIMO. Par la suite, nous présentons une nouvelle approche de précodage avec feedback limité dont les éléments du *codebook* sont choisis en vue d'éviter les multiplications. En outre, le stockage de ce *codebook* n'est pas nécessaire à la fois dans la BS et les MS.

3.1 Précodage avec codebook de Kerdock

Dans cette section, nous allons proposer le *codebook* de Kerdock en considérant deux hypothèses à savoir la parfaite CSIT et le feedback limité. Cette proposition exploite le gain de diversité multi-usager, apporté par l'utilisation de l'ordonnanceur ², ainsi qu'au gain de précodage afin d'améliorer les performances du système. Pour ce faire, nous considérons le système MU-MIMO de la figure 3.1.

3.1.1 Conception du codebook

Pour créer un *codebook* de Kerdock, \mathcal{C} , de taille P , nous utilisons une construction selon Sylvester-Hadamard, car elle permet d'offrir une bonne solution pour le cas de deux antennes [68]. Pour ce faire, nous considérons une matrice de Sylvester-Hadamard $\widehat{\mathbf{S}}_2$, telle que :

²L'ordonnanceur a pour but de choisir un ensemble d'utilisateurs dont les conditions du canal sont favorables, afin d'améliorer les performances du système. Il est primordial de mentionner que la conception des ordonnanceurs ne fait pas partie des objectifs de la thèse. Dans notre étude, nous avons eu recours à l'ordonnanceur pour montrer les performances de notre proposition vis-à-vis le gain de diversité multi-utilisateur, et afin de considérer les mêmes conditions de simulation par rapport à la méthode de référence [50].

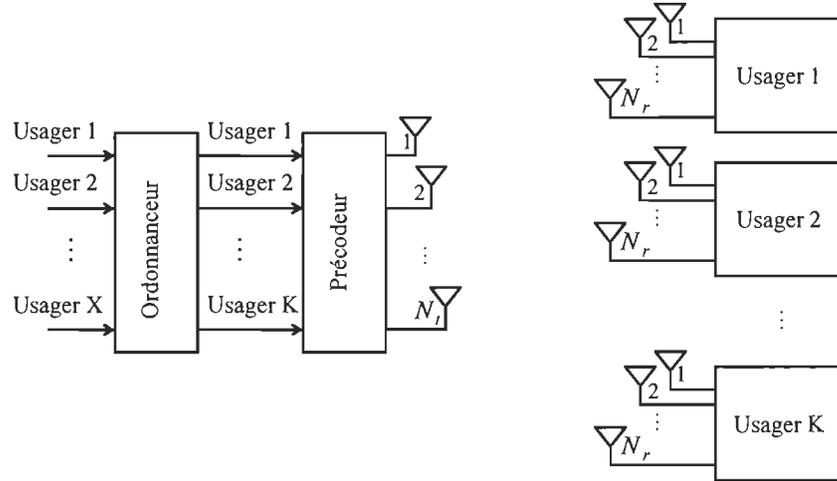


Figure 3.1. Schéma bloc d'un système MU-MIMO incluant l'ordonnanceur.

$$\hat{\mathbf{S}}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Étant donné que la BS transmet un seul flux de données à chaque MS, nous construisons le *codebook* en prenant les colonnes des matrices orthogonales notées par \mathbf{F}_n , telles que : $n = 1, \dots, N_t$, ainsi :

$$\mathcal{C} = \{ \mathbf{c}_1 = [\mathbf{F}_0]_1, \mathbf{c}_2 = [\mathbf{F}_0]_2, \dots, \mathbf{c}_P = [\mathbf{F}_{N_t}]_{N_t} \}, \quad (3.2)$$

où

$$\mathbf{F}_n = (1/\sqrt{N_t})\mathbf{D}_n\hat{\mathbf{S}}_{N_t}. \quad (3.3)$$

et

$$\widehat{\mathbf{S}}_{N_t} = \underbrace{\widehat{\mathbf{S}}_2 \otimes \widehat{\mathbf{S}}_2 \dots}_{l \text{ fois}}, \quad (3.4)$$

avec $l = \log_2 N_t$, \otimes désigne le produit de Kronecker et $\mathbf{D}_n, n = 1, \dots, N_t$ représentent les matrices diagonales. Les détails de la construction de ces dernières sont donnés par [70].

3.1.2 Précodage avec connaissance parfaite du canal à l'émetteur

Comme mentionné auparavant, nous considérons deux cas de figure : (i) parfaite CSIT et (ii) partielle CSIT (feedback limité).

Cette section traite le cas où une parfaite connaissance du canal est disponible aux deux côtés de la liaison sans fil. Il est à noter que dans cette partie, nous considérons un *codebook* de Kerdock, \mathcal{C} , de taille P , connu et stocké au niveau de la BS et à chaque MS. De plus, nous considérons également un ordonnanceur, comme illustré par la figure 3.1.

Tout d'abord, la BS doit sélectionner un ensemble de K usagers à partir de X usagers. Ensuite, elle doit construire la matrice de précodage, \mathbf{W} , en se basant sur un critère qui maximise la somme des capacités. Pour ce faire, dans un premier temps, la BS calcule le SINR (équation (2.18)) pour chaque usager et cela pour les L différentes possibilités de la matrice de précodage, avec $L = C_P^K = \frac{P!}{K!(P-K)!}$. Par la suite, à partir des différentes valeurs calculées du SINR, la BS calcule la somme des capacités en utilisant l'équation (2.19). Puis, elle sélectionne les K meilleurs usagers

parmi les X et construit la matrice de précodage \mathbf{W} , telle que :

$$\{\mathbf{W} \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{\mathbf{c}_p \in \mathcal{C}} \{C_{sum}(\mathbf{H}_k, \mathbf{c}_p) \mid p = 1, \dots, P\}, \quad (3.5)$$

où la matrice \mathbf{W} est composée des vecteurs de précodage (ou *codewords*) de tous les usagers :

$$\mathbf{w}_k = [\mathbf{W}]_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.6)$$

avec $[\mathbf{W}]_k$ représentant la k^{ieme} colonne de \mathbf{W} .

Enfin, après avoir sélectionné les K meilleurs usagers et construit la matrice de précodage \mathbf{W} , le précodeur combine le signal de chaque usager avec le vecteur de précodage respectif.

3.1.3 Précodage avec feedback limité

Dans le deuxième contexte de transmission, nous considérons le cas où une partielle CSIT est obtenue par le biais du feedback limité. Toutefois, pour chaque MS, la parfaite CSIR est considérée. Les différentes étapes de précodage et d'ordonnement sont données comme suit :

1. Après l'obtention de la matrice canal, chaque MS sélectionne le vecteur qui maximise le gain de précodage, tel que :

$$\{\mathbf{w}_x, index_x \mid x = 1, \dots, X\} = \arg \max_{\mathbf{c}_p \in \mathcal{C}} \{\|\mathbf{H}_x \mathbf{c}_p\|_2^2 \mid p = 1, \dots, P\}. \quad (3.7)$$

2. Après la sélection du vecteur optimal, chaque MS calcul le CQI (*Channel Quality Indicator*), tel que :

$$cqi_x = \|\mathbf{H}_x \mathbf{w}_x\|_2^2, \quad x = 1, \dots, X. \quad (3.8)$$

3. Chaque MS transmet vers la BS le CQI et la position du vecteur par le biais du feedback ³ ;
4. La BS utilise ces informations pour calculer la somme des capacités. Pour ce faire, d'abord, le SINR doit être calculé selon l'équation suivante [72] :

$$sinr_k(cqi_k) = \frac{p_k cqi_k}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i cqi_i |\mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + N_0}. \quad (3.9)$$

5. Par la suite, la BS sélectionne les usagers et les vecteurs de précodage associés qui maximisent la somme des capacités, ainsi :

$$C_{sum}(cqi_k) = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + sinr_k(cqi_k)) \quad (3.10)$$

$$\{\mathbf{w}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{k \in K} \{C_{sum}(cqi_k)\}. \quad (3.11)$$

6. Finalement, le précodeur combine le signal de chaque usager avec le vecteur de

³ Dans cette étude, nous supposons que le CQI est directement envoyé (sans quantification), puisque nous nous intéressons uniquement aux effets du feedback limité sur le précodage. Toutefois, le nombre de bits nécessaire à la quantification du CQI est relativement faible [71].

précodage \mathbf{w}_k .

3.1.4 Évaluation des performances

Dans cette première partie du chapitre, nous comparons les performances de notre proposition avec l'article de référence [72]. En conséquence, nous considérons le système de la figure 3.1, où une BS équipée de deux antennes de transmission ($N_t = 2$) choisit deux usagers ($K = 2$) seulement à partir de 10 usagers ($X = 10$), chacun équipé de deux antennes de réception ($N_r = 2$). Il est à noter que le canal de transmission est à évanouissement qui suit une loi de Rayleigh. La modulation utilisée est de type QPSK.

La figure 3.2 illustre les performances en termes de BER pour le SU-MIMO et le MU-MIMO avec parfaite CSIT pour des *codebooks* GLP et de Kerdock avec une taille, P , de 8 et 6 respectivement. Le but de ce résultat est de montrer le gain engendré par l'utilisation du précodage pour faire face à l'interférence multi-utilisateur. D'après la figure, les courbes démontrent que notre proposition offre une amélioration significative de performances par rapport au SU-MIMO. De plus, nous constatons presque les mêmes performances par rapport au *codebook* GLP, malgré que la taille utilisée pour notre *codebook* soit inférieure. Nous savons qu'il y a un compromis entre la performance et la dimension du *codebook*. Par conséquent, si nous utilisons la même taille de *codebook*, notre proposition sera la plus performante. Il est intéressant de souligner que la taille du *codebook* proposée est limitée, car elle dépend du nombre

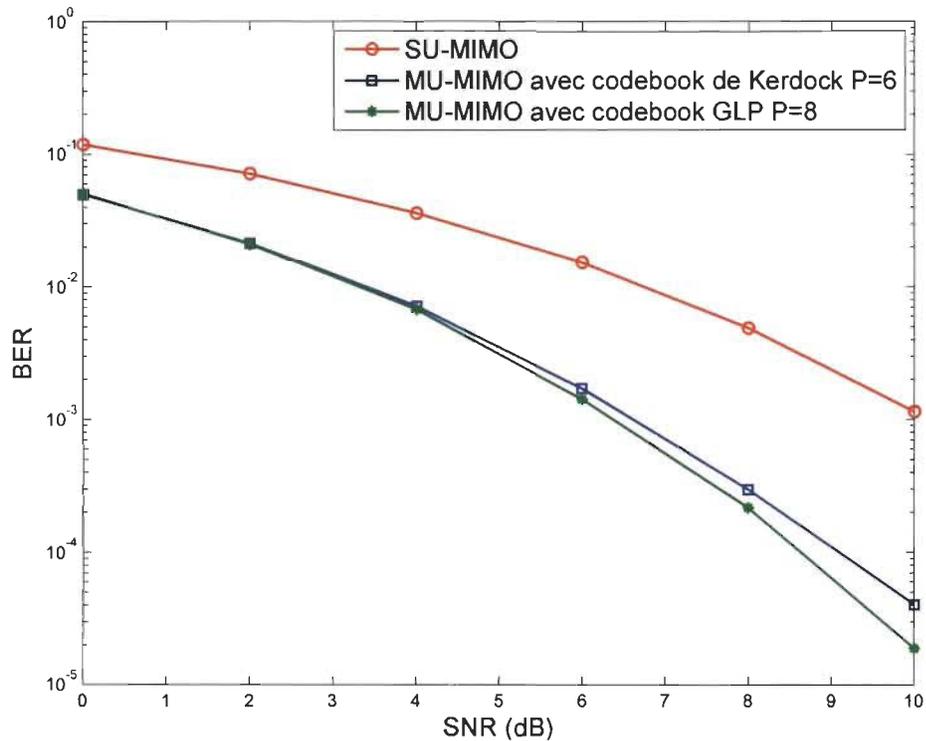


Figure 3.2. Performance en BER pour le SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT.

d'antennes émettrices, $P \leq N_t(N_t + 1)$ [68].

Le tracé du CDF (*Cumulative Distribution Function*) de la capacité des systèmes cités ci-haut est présenté par la figure 3.3. Dans cette simulation, nous considérons un SNR fixe de 5 dB. La figure 3.3 montre que notre proposition surpasse le SU-MIMO et dépasse légèrement le *codebook* GLP.

La figure 3.4 montre le tracé de la moyenne des capacités du système versus le nombre d'utilisateur X . Dans cette simulation, le nombre d'utilisateurs à ordonnancer par la BS varie de 4 à 16, toujours pour un SNR de 5 dB. Selon la figure, il est clair que

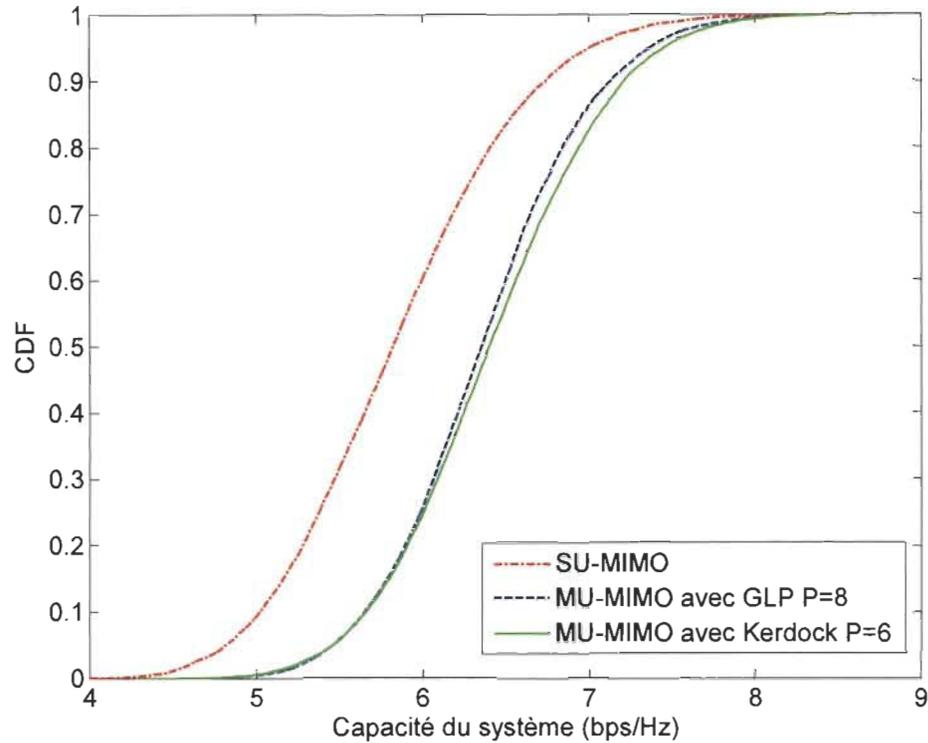


Figure 3.3. La CDF de la capacité des systèmes SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT pour $X = 10$, $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

notre méthode exploite le gain de diversité multi-usager et surpasse le précodage à base du *codebook* GLP.

Maintenant, nous évaluons le *codebook* proposé pour un contexte MU-MIMO avec feedback limité. Pour ce faire, nous considérons la même configuration que la plateforme précédente.

Le tracé du BER pour le précodage à base des *codebooks* de Kerdock et GLP avec feedback limité est représenté par la figure 3.5. Le résultat de la simulation met clairement en évidence les performances obtenues par le *codebook* de Kerdock.

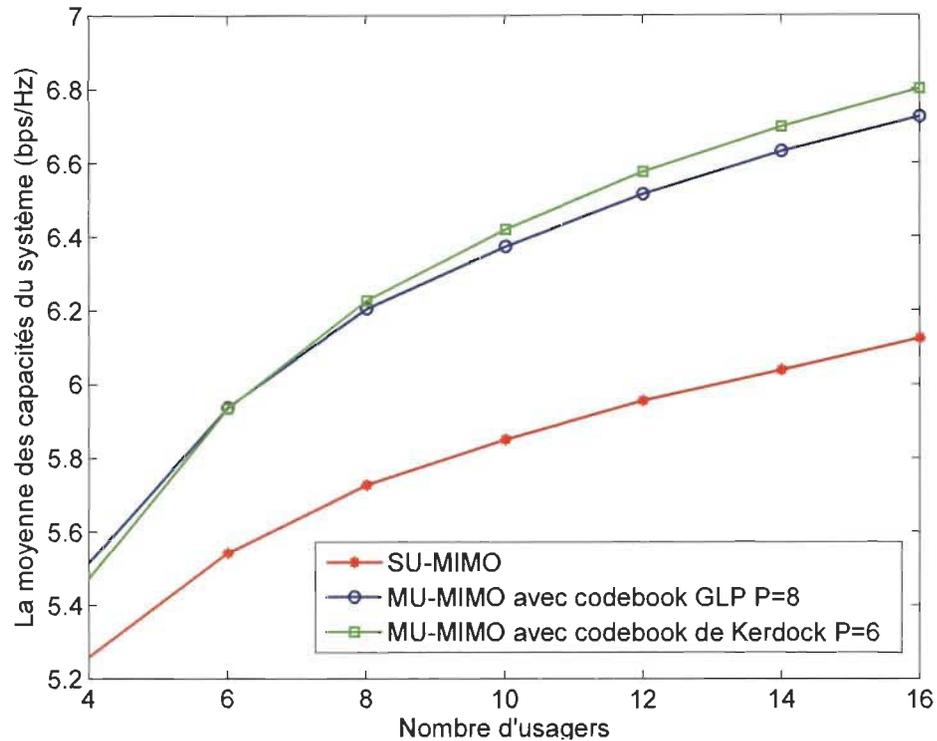


Figure 3.4. La moyenne des capacités des systèmes SU-MIMO et MU-MIMO avec parfaite CSIT en fonction du nombre d'utilisateurs à ordonnancer.

D'après la figure, un gain de 0,5 dB est observé pour un BER de 10^{-2} .

Comme conclusion, le *codebook* de Kerdock permet d'avoir de bonnes performances en termes de BER et de capacité du système. Néanmoins, il conduit également à une réduction de la complexité, c'est ce que nous allons voir dans la section suivante.

3.1.5 Analyse de complexité

En ce qui concerne l'analyse de complexité, dans cette section, nous comparons la réduction de la complexité, apportée par le *codebook* de Kerdock par rapport au *code-*

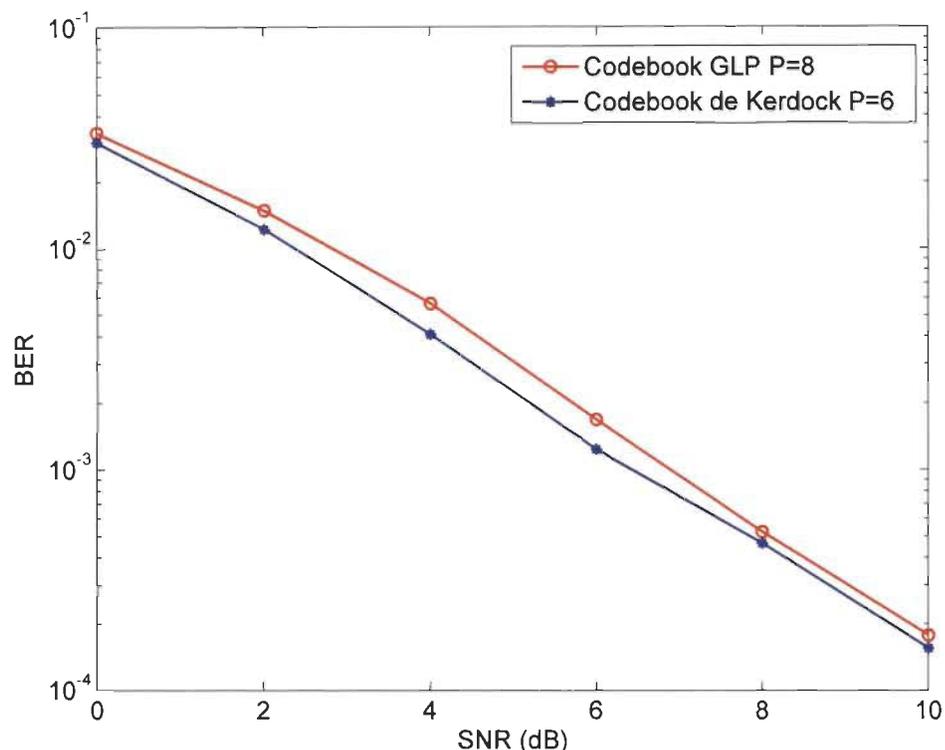


Figure 3.5. Performance en BER pour le précodage à base des *codebooks* GLP et de Kerdock pour un système MU-MIMO avec feedback limité pour $X = 10$, $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

book GLP. En effet, dans un premier temps, nous comparons le nombre d'opérations arithmétiques nécessaire à l'exécution du précodage. Ensuite, nous donnerons le tracé du rapport de complexité entre les deux *codebooks* considérés dans cette analyse.

Le tableau 3.1 illustre une comparaison entre les deux types de *codebooks* en termes d'opérations arithmétiques nécessaires pour accomplir le précodage. Il est à noter que les formules de complexité présentées dans le tableau 3.1 sont tout simplement le nombre d'opérations nécessaire pour exécuter le processus de précodage, c.-à-d., de l'équation (3.7) jusqu'à (3.11). Le tableau 3.1 montre que l'utilisation du *codebook*

Table 3.1. Comparaison en termes d'opérations arithmétiques nécessaire pour le précodage à base des *codebooks* GLP et de Kerdock

Opération	Précodage à base du codebook GLP [50]	Précodage à base du codebook de Kerdock
\times	$KL\{4N_r(K+1)(N_r+N_t)+5N_r+6K+4(K-1)[K(N_r+1)+1]\}$	$KL\{2K(1-4N_r)+N_r+4+4N_r(K+1)(N_r+K)\}$
$+$	$KL\{N_r(N_r^2-1)+K(K-3)+(N_r+K)^2+4+4N_r[K(N_r+N_t+K-2)+N_t]\}+L(2K+1)$	$KL\{N_r(N_r^2-1)+K(K-3)+(N_r+K)^2+4+4N_r[K(N_r+N_t+K-2)+N_t]\}+L(2K+1)$
\div	KL	KL
$\sqrt{\mathbb{R}}$	$2KL$	$2KL$
\mathbf{A}^{-1}	KL	KL
$\log(\cdot)$	KL	KL

de Kerdock permet de sauver $KL\{4[N_tN_r(K+1)+K(K-1)]\}$ multiplications.

Ceci s'explique par le fait que ce *codebook* est constitué par les éléments suivants :

$\{0, 1, -1, j, -j\}$.

Pour comparer la complexité de la mise en œuvre en technologie VLSI (*Very-Large-Scale Integration*), nous supposons que $K = N_t = N_r$ comme indiqué par le tableau 3.2.

Table 3.2. Comparaison en termes de multiplication et d'addition nécessaire pour le précodage à base des *codebooks* GLP et Kerdock lorsque $K = N_t = N_r$

Opération	Précodage à base du codebook GLP [50]	Précodage à base du codebook Kerdock
\times	$L\{12K^4+8K^3+11K^2-4K\}$	$L\{8K^4+3K^2+4K\}$
$+$	$L\{13K^4+K^3-4K^2+4K\}$	$L\{13K^4+K^3-4K^2+4K\}$

Afin de réaliser une comparaison de manière équitable, en nous basant sur la mise en œuvre en virgule fixe, nous avons considéré l'additionneur complet (FA - *Full Adder*) comme unité arithmétique élémentaire. Dans la technologie VLSI, les opérations de multiplication et d'addition ont la même structure binaire avec une

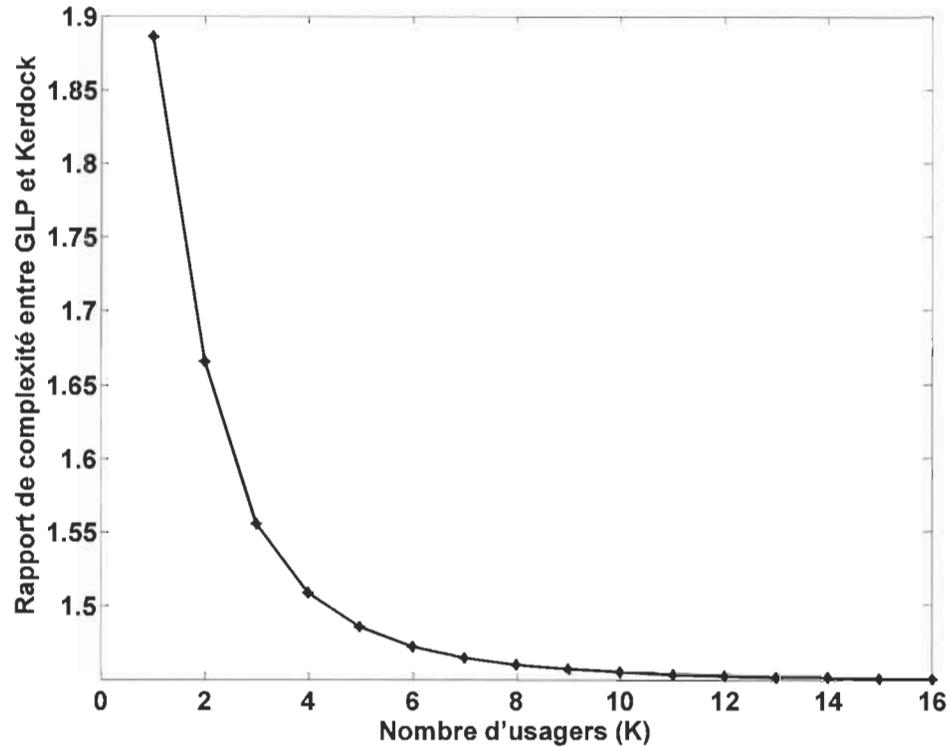


Figure 3.6. Rapport de complexité entre le précodage à base des *codebooks* GLP et de Kerdock.

longueur du mot ajustable pour assurer la précision nécessaire. Dans nos travaux, nous considérons qu'une addition nécessite N_q FA et une multiplication nécessite N_q^2 FA, N_q étant le nombre de bits nécessaire pour quantifier chaque paramètre du précodeur.

La figure 3.6 illustre le tracé du rapport de complexité entre les deux *codebooks*, en matière de nombre de FA nécessaire afin d'exécuter le précodage. Il est à noter que nous supposons que la multiplication complexe peut être mise en œuvre en pratique

en utilisant 4 multiplications et 4 additions à valeur réelle. De plus, nous supposons également que la longueur binaire de ces composantes est de 16-bits. D'après la figure 3.6, nous constatons que le *codebook* de Kerdock réduit la complexité d'un facteur de 1,67 pour le cas de deux usagers et de 1,45 pour plus de deux usagers, ce qui rend le choix de ce *codebook* une solution intéressante d'un point de vue pratique.

3.2 Précodage à base du codebook virtuel

Dans cette partie, nous allons présenter une nouvelle approche de précodage avec feedback limité. L'originalité de l'approche consiste à choisir les *codewords* sans avoir recours au stockage des *codebooks*, qui demeure une problématique dans la conception des *codebooks* vu la quantité de mémoires utilisée pour le stockage des différents *codebooks* et les délais de traitement qui y engendrent. Sachant que dans les normes 3GPP et IEEE 802.16, une mobilité de 300Km/h est envisagée, ce qui nécessite une recherche rapide du *codeword* optimal. Ainsi, il y a eu un intérêt croissant pour le développement d'approches de précodage qui visent à faciliter le stockage et les exigences en calcul dans le système temps-réel et par conséquent permettre à ce dernier de s'adopter rapidement à un environnement très mobile. Il est à noter que la quantité de stockage est en fonction du nombre d'antennes de transmission et la taille des *codebooks*. Toutefois, dans notre approche, nous sommes obligés de coder les *codewords* selon la conception hors ligne de ces derniers, puisqu'une des particularités de la proposition est que les bits de feedback ne représentent pas la simple position

dans un *codebook*, mais plutôt le *codeword* en question, d'où l'appellation *codebook* virtuel.

3.2.1 Conception du codebook

Dans cette section, nous allons voir les différentes étapes de conception pour le *codebook* virtuel. Pour ce faire, nous considérons un alphabet général, noté par \mathcal{A} , constitué de a éléments favorables à une réduction de complexité provenant de l'utilisation d'un multiplieur à base de nombres dit triviaux, tel que :

$$\mathcal{A} = \{\alpha 2^{-\delta} + j\beta 2^{-\omega}\}, \quad (3.12)$$

où $\alpha = \beta = \{0, 1, -1\}$ et $\delta = \omega = 0, 1, 2, \dots$

Les différents alphabets utilisés dans l'évaluation du codebook virtuel sont donnés comme suit :

$$\mathcal{A}_9 = \{1, -1, j, -j, 1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j, 0\} \quad (3.13)$$

$$\mathcal{A}_{13} = \{1, -1, j, -j, 1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j, 0.5 + 0.5j, -0.5 + 0.5j,$$

$$-0.5, -0.5j, 0.5 - 0.5j, 0\} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_{17} = \{ & 1, -1, j, -j, 1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j, 0.5, -0.5, 0.5j, -0.5j, \\ & 0.5 + 0.5j, -0.5 + 0.5j, -0.5 - 0.5j, 0.5 - 0.5j, 0 \} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Nous choisissons, à partir de l'ensemble \mathcal{A} , un alphabet restreint composé de 2^b éléments, afin de créer un ensemble, \mathcal{V} , constitué de plusieurs *codebooks* :

$$\mathcal{V} = \{\mathcal{C}_i \mid i = 1, \dots, I\}, \quad I = C_a^{2^b} = \frac{a!}{2^b!(a - 2^b)!}, \quad (3.16)$$

où a représente le nombre d'éléments de l'alphabet général et b désigne le nombre de bits à coder⁴.

Le choix du meilleur *codebook* est régi par un critère qui assure une faible erreur de quantification vectorielle. Il est intéressant de souligner qu'un des paramètres qui peut indiquer directement le niveau de l'erreur de quantification est la distorsion moyenne [69]. Pour ce faire, dans un premier temps, nous générons de manière aléatoire un ensemble, \mathcal{X} , constitué d'un grand nombre de vecteurs de test, tel que $\mathcal{X} = \{\mathbf{x}_q, 1 \leq q \leq Q\}$. Par la suite, nous calculons la distorsion moyenne entre le *codebook*, $\mathcal{C} = \{\mathbf{c}_p, 1 \leq p \leq P\}$, et l'ensemble des vecteurs de test, \mathcal{X} . Ainsi :

$$D_{dist} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \min_{1 \leq p \leq P} d(\mathbf{x}_q, \mathbf{c}_p), \quad (3.17)$$

⁴ Dans cette étude, nous nous limitons à $b = 2$ vu que nous avons une contrainte dans le nombre de bits de feedback.

où d représente la distance de corde (*chordal distance*). Soit \mathbf{v} et \mathbf{z} deux vecteurs quelconques, la distance de corde entre \mathbf{v} et \mathbf{z} est définie comme [73] :

$$d(\mathbf{v}, \mathbf{z}) = \sqrt{1 - \frac{\mathbf{z}^H \mathbf{v}}{\|\mathbf{v}\|_2 \|\mathbf{z}\|_2}}. \quad (3.18)$$

Enfin, nous sélectionnons le *codebook* optimal dont la distorsion moyenne est minimale :

$$\{\mathcal{C}_{opt}\} = \arg \min_{\mathcal{C}_i \in \mathcal{V}} \{D_{dist}^i \mid i = 1, \dots, I\}. \quad (3.19)$$

Après avoir choisi le *codebook* optimal, nous devons coder les *codewords* selon les éléments qui les constituent. Un exemple du codage pour $N_t = 3$ et $b = 2$ est donné par la figure 3.7-a.

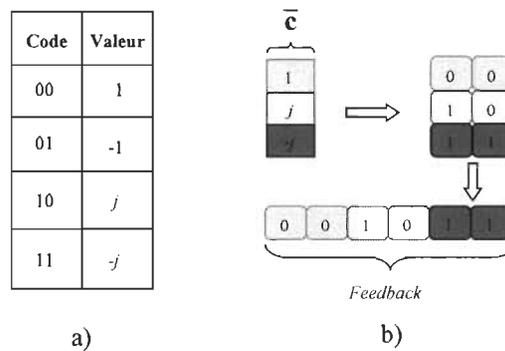


Figure 3.7. (a) Codage des éléments du *codeword* et (b) Conversion du *codeword* en bits de feedback lorsque $N_t = 3$ et $b = 2$.

Pour tirer parti des éléments qui constituent le *codewords*, le traitement au niveau du récepteur se fait en considérant le vecteur $\bar{\mathbf{c}}$ (voir la figure 3.7-b). Par ailleurs,

afin de disposer d'une norme égale dans chaque *codeword* et par conséquent obtenir des éléments équitables dans les *codebooks*, nous normalisons chaque *codeword* comme suit:

$$\mathbf{c} = \frac{1}{\psi} \bar{\mathbf{c}} = \frac{1}{\|\bar{\mathbf{c}}\|_2} \bar{\mathbf{c}} \quad (3.20)$$

Dans notre cas, le paramètre ψ pourrait être facilement calculé en sommant les parties réelles et imaginaires qui constituent le vecteur $\bar{\mathbf{c}}$.

Il est à noter que dans cette approche, la taille du *codebook* virtuel, P , et le nombre de bits de feedback, B , valent respectivement $2^{N_t b}$ et $N_t b$. Ceci impose une contrainte à la longueur du feedback en fonction du nombre d'antennes de transmission et du nombre de bits de codage. Il s'agit d'un inconvénient puisqu'il limite les possibilités de faibles longueurs du feedback.

3.2.2 Évaluation des performances

Nous considérons un système MU-MIMO en liaison descendante tel qu'il est illustré par la figure 3.8, où la BS doit être équipée d'au moins deux antennes de transmission par lesquelles elle transmet simultanément et avec une puissance égale à au moins deux usagers. Dans ce système, chaque MS est supposée équipée par une seule antenne de réception ($N_r = 1$). Nous considérons également qu'aucun algorithme de sélection n'a été utilisé aux fins d'ordonnement. Tous les résultats présentés dans cette section ont été effectués en comparant la somme des capacités obtenue avec le ZFBF avec feedback limité, en utilisant les *codebooks* virtuel (notre proposition), RVQ et DFT.

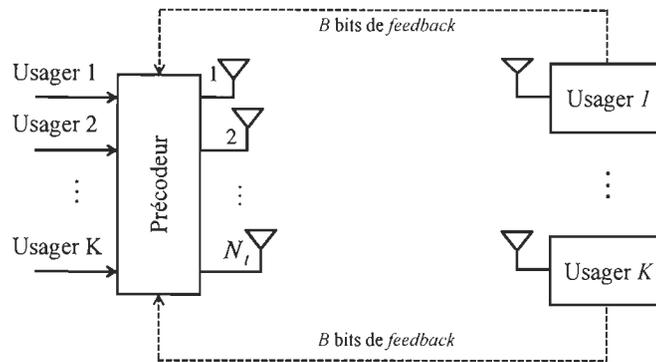


Figure 3.8. Schéma synoptique d'un système MU-MIMO avec une seule antenne dans chaque récepteur.

Il convient de noter que tous les résultats ont été obtenus en utilisant une plate-forme construite selon la description donnée par l'article de Jindal [8].

Dans un premier temps, nous évaluons les *codebooks* virtuels créés à partir de différentes longueurs de l'alphabet général. Il est à noter que l'évaluation est effectuée en minimisant la distorsion moyenne. Le tableau 3.3 illustre une comparaison de cette dernière lorsque a vaut 9, 13 et 17. Il convient de souligner que ces *codebooks* ont été générés pour $N_t = 2$, $b = 2$ et $P = 16$. Nous devons garder à l'esprit que la distorsion moyenne peut indiquer directement le niveau d'erreur de quantification vectorielle.

Table 3.3. Comparaison en termes de distorsion moyenne pour des *codebooks* virtuels créés à partir de différentes longueurs de l'alphabet général.

Codebook	Longueur de l'alphabet général (a)		
	9	13	17
Distorsion moyenne	0.227	0.213	0.197

D'après le tableau 3.3, nous pouvons clairement constater que l'augmentation de la longueur de l'alphabet entraîne une diminution de la distorsion moyenne. En conséquence, le *codebook* virtuel avec une distorsion moyenne faible engendre moins d'erreurs de quantification.

Maintenant, nous voulons convertir cette observation en matière de performance. La figure 3.9 présente une comparaison en termes de somme des capacités pour un système MU-MIMO avec $N_t = 2$ et $B = 4$ bits pour lequel le *codebook* virtuel est évalué pour différentes longueurs de a et pour $b = 2$.

Le résultat de la figure 3.9 renforce notre décision sur l'utilisation de la distorsion moyenne comme critère de sélection des *codebooks* optimaux, puisque pour 5 bps/Hz, nous observons des gains de 0,5 dB et 2 dB entre le *codebook* formé à partir de $a = 17$ et respectivement ceux formés à partir des longueurs $a = 13$ et $a = 9$. Il est à noter que le nombre de vecteurs de test, Q , vaut 10000. Nous avons au préalable pris le temps d'évaluer le nombre adéquat afin d'assurer un état stable du résultat.

Table 3.4. Comparaison de distorsion moyenne entre différent types de codebooks pour différentes configurations de N_t , b et B .

<i>Codebook</i>	$N_t = 2, b = 2$ et $B = 4bits$	$N_t = 3, b = 1$ et $B = 3bits$	$N_t = 4, b = 1$ et $B = 4bits$
DFT	0.282	0.487	0.555
RVQ	0.230	0.540	0.587
Virtuel	0.227	0.508	0.573
GLP	–	0.493	0.562

Le tableau 3.4 illustre toujours une comparaison en termes de distorsion moyenne minimale. Cependant, cette fois-ci entre le *codebook* virtuel et les *codebooks* DFT,

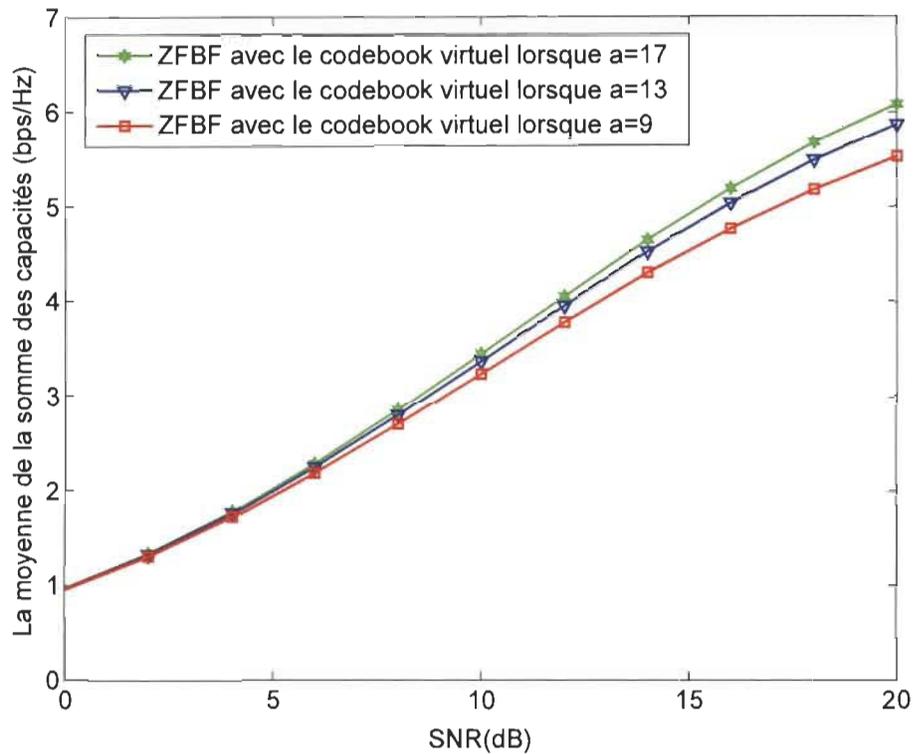


Figure 3.9. Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre *codebooks* virtuels conçus avec différentes longueurs de a pour un système MU-MIMO avec $N_t = 2$, $b = 2$ et $B = 4$ bits.

GLP et RVQ, et ceci pour différentes valeurs de N_t , b et B . Il est important de souligner que dans ce cas de figure, le *codebook* virtuel a été généré à partir d'un alphabet général de 9 éléments, c.-à-d., $a = 9$. Le tableau 3.4 montre que lorsque $b = 2$, notre *codebook* offre une distorsion faible par rapport aux *codebooks* DFT et RVQ. Toutefois, lorsque $b = 1$ le *codebook* DFT est plus performant et notre proposition se positionne au milieu.

La figure 3.10 présente une comparaison de somme des capacités entre le ZFBF avec feedback limité utilisant les *codebooks* cités précédemment. Notez que cette

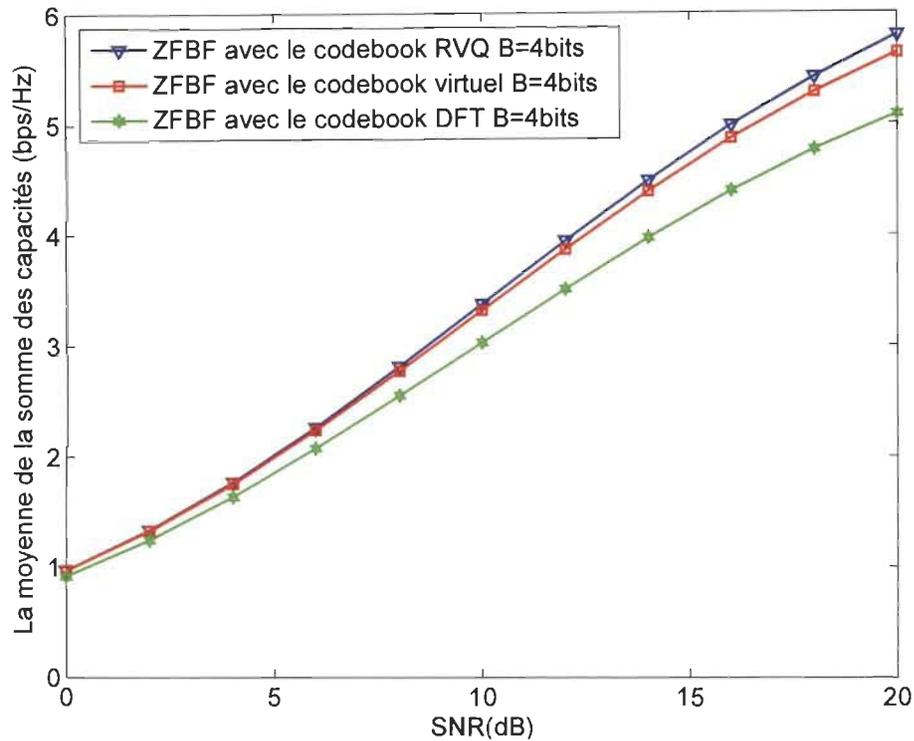


Figure 3.10. Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le *codebook* virtuel avec $b = 2$ et les *codebooks* RVQ et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 2$ et $B = 4$ bits.

simulation a été effectuée pour $N_t = 2$, $b = 2$ et $B = 4$ bits. D'après la figure, nous pouvons constater que notre *codebook* possède presque les mêmes performances que le *codebook* RVQ, notamment à faible SNR. De plus, ces deux *codebooks* ont de meilleurs résultats par rapport au *codebook* DFT. Nous devons garder à l'esprit que dans cette simulation ainsi que dans les suivantes, nous considérons un *codebook* virtuel conçu pour $a = 9$ seulement.

La figure 3.11 trace les mêmes performances, cependant cette fois-ci pour un système MU-MIMO avec $N_t = 3$, $b = 2$ et $B = 6$ bits. La figure montre que notre

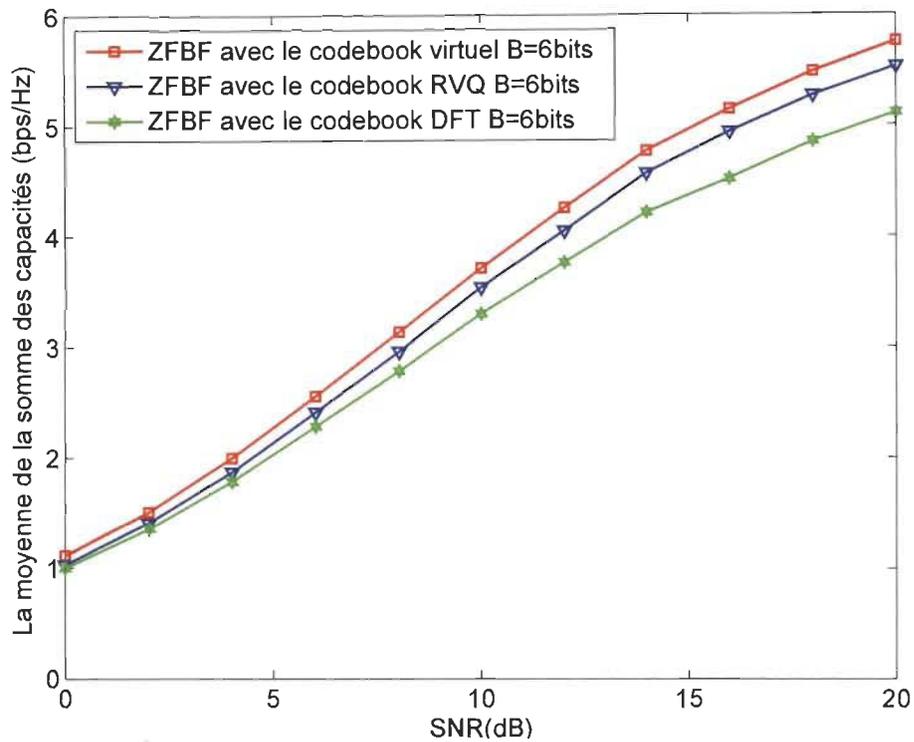


Figure 3.11. Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le *codebook* virtuel avec $b = 2$ et les *codebooks* RVQ et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 3$ et $B = 6$ bits.

codebook donne de meilleurs résultats par rapport aux *codebooks* RVQ et DFT. Ainsi, pour 5 bps/Hz, nous notons respectivement un décalage en SNR de 1 dB et 4 dB.

Afin de réduire la quantité de feedback nous diminuons la valeur du paramètre b . Dans ce qui suit comme résultats de simulations, nous incluons également le *codebook* GLP en tant que *codebook* de référence. Ce *codebook* est disponible en téléchargement sur [74].

La figure 3.12 illustre la même comparaison, mais cette fois b vaut 1 au lieu de 2. Par conséquent, la quantité de feedback passe de 6 à 3 bits, car le système est équipé

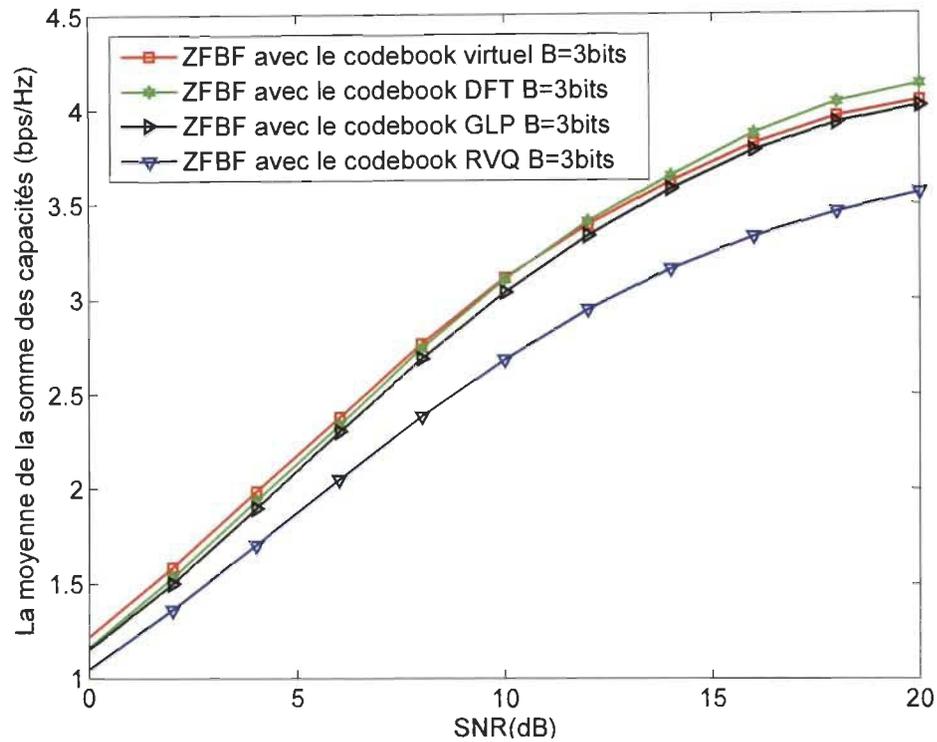


Figure 3.12. Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le *codebook* virtuel avec $b = 1$ et les *codebooks* RVQ, GLP et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 3$ et $B = 3$ bits.

de trois antennes d'émission ($N_t = 3$). Dans ce cas, notre *codebook* surpasse toujours les *codebooks* RVQ et GLP. Toutefois, lorsque le SNR est élevé, il est légèrement moins performant par rapport au *codebook* DFT. Bien que ce dernier a la plus basse valeur de distorsion, D_{dist} , sa faiblesse pour les canaux décorrélés, cependant, conduit pratiquement aux mêmes performances par rapport à notre proposition.

La figure 3.13 montre une comparaison de la somme des capacités pour un système MU-MIMO avec $N_t = 4$, $b = 1$ et $B = 4$ bits. Pour un faible SNR, nous pouvons facilement constater que notre proposition est la plus performante. Cependant, à SNR

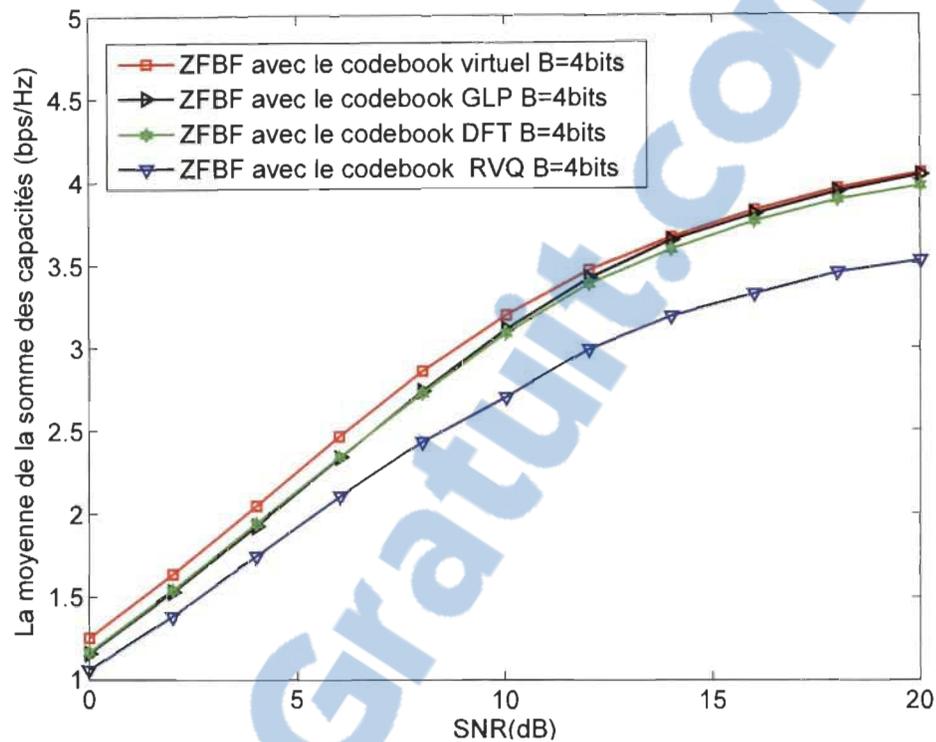


Figure 3.13. Comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le *codebook* virtuel avec $b = 1$ et les *codebooks* RVQ, GLP et DFT pour un système MU-MIMO avec $N_t = 4$ et $B = 4$ bits.

élevé, les *codebooks* DFT et GPL atteindront les performances du *codebook* virtuel.

La supériorité de notre *codebook* est justifiée, d'une part, par l'optimisation du *codebook* virtuel par rapport à des vecteurs de test semblables aux canaux de transmission, en termes de distribution. D'autre part, les *codebooks* considérés en guise de comparaison, à savoir les *codebooks* DFT et RVQ sont moins performants pour les canaux faiblement corrélés, le cas du *codebook* DFT, ou bien conçu de façon aléatoire, le cas du *codebook* RVQ.

3.2.3 Analyse de complexité

Étant donné que, dans notre proposition, les bits de feedback représentent le *codeword* en question, ainsi, notre approche ne nécessite pas le stockage des *codebooks*. De plus, ces derniers se composent d'un alphabet spécifique (voir l'équation 3.12) qui permet d'éviter les multiplications dans le processus de calcul de précodage.

Le tableau 3.5 vise à illustrer une comparaison en termes de complexité de calcul et de stockage requis entre le *codebook* virtuel et des *codebooks* avec des valeurs arbitraires complexes, à savoir : RVQ, DFT et GLP. Dans le tableau 3.5, S désigne le nombre de bits pour stocker une valeur réelle et les symboles \times et $+$ représentent respectivement la multiplication réelle et l'addition réelle.

Table 3.5. Comparaison en termes de complexité de calcul et en stockage entre les *codebooks* virtuels, RVQ, GLP et DFT.

Ressources	Codebook virtuel	Codebook RVQ/DFT/GLP
\times	P	$4PN_t$
$+$	$2P(N_t - 1)$	$2P(N_t - 1)$
Bits de stockage	0	$2PN_tS$

D'après le tableau 3.5, nous pouvons clairement voir que notre *codebook* a besoin de $4N_t$ fois moins de multiplications réelles que les *codebooks* RVQ, DFT ou bien GLP. De plus, le *codebook* virtuel permet de sauver $2PN_tS$ bits de mémoire en raison de l'absence d'un besoin pour le stockage. À titre d'exemple, pour quantifier la quantité de mémoire nécessaire au stockage des *codebooks*, nous considérons le cas où le système MU-MIMO devrait supporter deux types de *codebooks* différents (ex. DFT

et GLP) et la configuration suivante : Nombre d'antennes de transmission : $N_t=2, 4$ et 8 , dimension du codebook : $P=8, 16$ et 64 et longueur binaire : $S=32$ bits. Dans ce scénario la quantité de mémoire nécessaire est 157696 bits. Par ailleurs, il est intéressant de noter que le *codebook* virtuel ne prend pas beaucoup de temps pour être généré.

3.3 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la conception des *codebooks* à faible complexité pour le système MU-MIMO. Dans la première partie du chapitre, nous avons proposé le *codebook* de Kerdock pour deux hypothèses de précodage, à savoir la parfaite CSIT et le feedback limité. Par la suite, nous avons proposé le concept du précodage à base des *codebooks* virtuels. Pour ce qui est des comparaisons en performances, les deux *codebooks* ont démontré des résultats intéressants pour différents scénarios de transmission. De plus, d'un point de vue analyse de complexité, les deux *codebooks* représentent des solutions attrayantes pour une conception matérielle.

Chapitre 4

PRÉCODAGES À FAIBLE COMPLEXITÉ AVEC PARFAITE CSIT

Nous avons vu, précédemment, que l'utilisation des *codebooks* est considérée comme une alternative intéressante pour retourner l'information partielle sur le canal de transmission. Néanmoins, dans les travaux de Fang *et al.* [50] [72], les auteurs ont proposé d'employer le *codebook* sous l'hypothèse de la parfaite CSIT afin de choisir la meilleure combinaison des vecteurs de précodage. En effet, les auteurs ont démontré que les performances de l'approche proposée surpassent le BD [50].

Il est évident que plus la taille des *codebooks* est grande, plus les performances sont bonnes. Cependant, dans ce cas de figure, ceci entraînera une recherche exhaustive lors du choix des meilleurs *codewords*. Par conséquent, une grande complexité de calcul sera engendrée ainsi qu'une latence dont les effets ne sont pas appréciés pour les systèmes à forte mobilité.

Pour palier à ce problème, nous proposons de réduire la complexité du traitement au niveau de l'émetteur lors de la sélection des *codewords*, par la proposition d'un critère de sélection propice à une réalisation pratique et par la réduction de la recherche exhaustive en adoptant une approche métaheuristique.

Dans la littérature, une multitude de critères de sélection ont été suggérées. Dans les premiers travaux sur le SU-MIMO, les critères proposés englobent la maximisation du SNR [45] [52], la maximisation de l'information mutuelle [55] et la minimisation de la probabilité d'erreur [51]. Pour un scénario multi-utilisateur, par exemple, dans [8] [71] [75], les auteurs ont considéré une sélection à base de la minimisation de l'angle entre la direction du canal ¹ et les vecteurs du *codebook*. Nous retrouvons également la maximisation du SNR comme critère de sélection [72] [76]. La maximisation du SINR est considérée dans [77] [78]. Dans [50] [72] [79], la maximisation de la somme des capacités est utilisée, etc.

Pour ce qui est de la réduction de la recherche exhaustive, de nouvelles approches ont récemment été proposées [78] [79]. Dans [78], les auteurs ont utilisé l'optimisation par essaim de particules (PSO - *Particle Swarm Optimization*) afin de concevoir les *codewords* optimaux. Cependant, l'approche reste encore gourmande vu que les *codewords* engendrés prennent des valeurs complexes. De plus, à la réception, les auteurs n'ont pas évoqué comment les MS identifient les *codewords* adéquats. Dans [79], le *codebook* GLP a été considéré avec parfaite CSIT, et le choix des meilleurs *codewords* se fait avec un algorithme génétique. Dans cette proposition, les hypothèses sur la CSIT non pas été bien établies. De plus, dans l'analyse de la complexité, la comparaison n'est pas tout-à-fait juste, car les auteurs ont exagéré dans l'ordre de complexité de la méthode de référence [50]. Pour ces raisons, les travaux exposés

¹ Le canal est constitué de deux composantes : le gain et la direction du canal.

dans [79] n'ont pas été considéré en guise de comparaison pour nos travaux de thèse.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à réduire la complexité de l'émetteur lorsque ce dernier a une parfaite connaissance de l'état du canal. Dans un premier temps, nous proposerons un critère qui vise à alléger la sélection des *codewords* par rapport à ce qui a été proposé dans la littérature [50] [72]. Dans un second temps, nous proposons une nouvelle approche de précodage afin de réduire à la fois la recherche exhaustive et la complexité du calcul lors de la sélection des meilleurs *codewords*.

4.1 Critère pour le choix des vecteurs de précodage

Selon l'approche de Fang *et al.* [50], le choix des meilleurs vecteurs de précodage (*codewords*) est basé sur la maximisation de la somme des capacités. Afin d'appliquer ce critère, nous devons dans un premier temps calculer le SINR de chaque usager suivant l'équation (2.18), ensuite faire le calcul de la somme des capacités, selon l'équation (2.19).

D'après l'équation (2.18), le SINR du k^{ieme} usager dépend non seulement de sa propre matrice de canal, mais également des vecteurs de précodage des autres usagers. Par conséquent, les SINR à calculer seront dépendants entre eux. De ce fait, chaque changement dans le vecteur de précodage d'un usager donné entraînera une variation des SINR des autres usagers. De plus, mathématiquement parlant, si nous considérons que la BS transmet simultanément vers K usagers et que l'ensemble du système est équipé d'un *codebook* de taille P , il y aura alors $K \times L$ valeurs possible de SINR à

calculer, avec $L = C_P^K = \frac{P!}{K!(P-K)!}$. D'où la complexité problématique du précodeur.

4.1.1 Maximisation du SJNR

Afin d'éviter le problème de dépendance tout en réduisant la complexité du précodeur, nous proposons la maximisation du rapport signal sur bruit plus brouillage (SJNR - *Signal-to-Jamming-and-Noise Ratio*) comme critère pour le choix des vecteurs de précodage. Cette formule a été envisagée indépendamment par [80] et [81]. Le SJNR est similaire au SINR dans le sens où il prend en considération à la fois le terme du bruit et d'interférence. Toutefois, le SJNR met en évidence l'interférence engendrée par l'utilisateur lui-même et non pas les interférences causées par les autres usagers. La figure 4.1 illustre les fuites d'interférences causées par l'utilisateur 1 dont le SJNR tient en compte.

Par conséquent, ce critère est mathématiquement plus intéressant puisque les valeurs du SJNR seront indépendantes les unes des autres. Dès lors, nous devons seulement calculer $K \times P$ valeurs du SJNR. En outre, nous ne sommes pas obligés de calculer la somme des capacités, ce qui réduit davantage la complexité du calcul.

La formule du SJNR est donnée par l'équation suivante [80], [81]:

$$sjnr_k(\mathbf{H}_k, \mathbf{w}_k) = \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H (\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i) \mathbf{w}_k + N_0}. \quad (4.1)$$

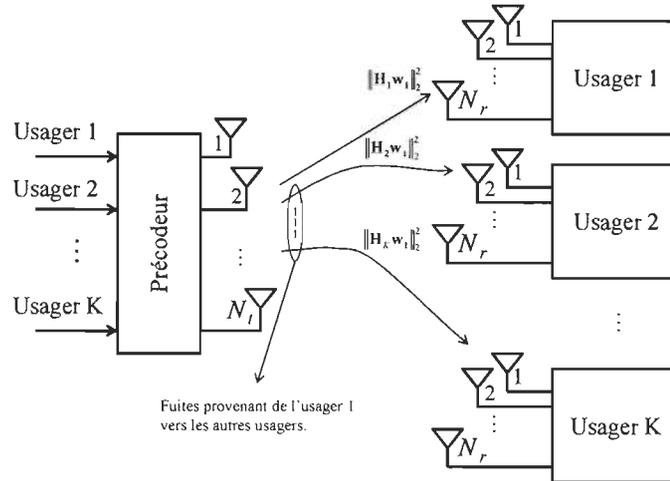


Figure 4.1. Schéma d'un système MU-MIMO illustrant la fuite des interférences de l'utilisateur 1 vers les autres utilisateurs.

4.1.2 Évaluation des performances

Dans cette section, nous évaluons notre proposition par rapport à l'article [50]. Par conséquent, nous utiliserons une plate-forme MU-MIMO telle qu'elle est présentée par ce dernier. Nous considérons alors un système MU-MIMO avec une BS équipée de deux antennes de transmission ($N_t = 2$) avec lesquelles elle transmet à deux usagers ($K = 2$), équipé chacun de deux antennes de réception ($N_r = 2$). Nous considérons également que la BS transmet avec des puissances égales des symboles QPSK et que le détecteur linéaire MMSE est adopté dans chaque MS. Il est important de mentionner qu'un *codebook* GLP de taille 8 ($P = 8$) est utilisé.

La figure 4.2 illustre une comparaison de performances en termes de BER en fonction du SNR entre le critère proposé (la maximisation du SJNR) et le critère de

Fang *et al.* (la maximisation de la somme des capacités) [50]. D'après cette figure, nous pouvons facilement constater que notre critère donne de bonnes performances par rapport à celui de la méthode de référence. En effet, notre proposition permet d'avoir un gain de 2 dB pour un BER de 10^{-2} . Une explication de ce gain pourrait provenir du fait que la formule du SJNR du k^{ieme} usager, l'équation (4.1), dépend des canaux de tous les usagers, supposé connu au niveau de l'émetteur, et du *codeword* du k^{ieme} usager seulement, qui est une quantité estimée à partir d'un *codebook* conçu indépendamment du canal. Par ailleurs, dans le critère de somme des capacités basé sur le paramètre SINR, l'équation (2.13), qui est dépendant des *codewords* de tous les usagers, un choix qui est plus au moins différent du canal dans un seul *codeword*, pourrait refléter une dégradation des performances. La probabilité d'avoir cette situation est faible pour le cas du SJNR, du moins par rapport au SINR. En d'autres termes, c'est le fait que les formules des SJNRs dépendent des *codewords*, quantité estimée et non pas connue exactement, des usagers associés seulement, permettrait de procurer ce gain en performances.

La figure 4.3 représente le tracé du CDF de la somme des capacités pour les deux critères. Dans cette simulation, nous considérons un niveau de bruit fixe, qui correspond à un SNR de 5 dB. La figure montre que le critère proposé offre également de bonnes performances en termes de capacité, puisque la courbe de cette dernière est supérieure dans le cas de notre proposition.

Enfin, l'impact du niveau de bruit sur la somme des capacités est étudié sur la

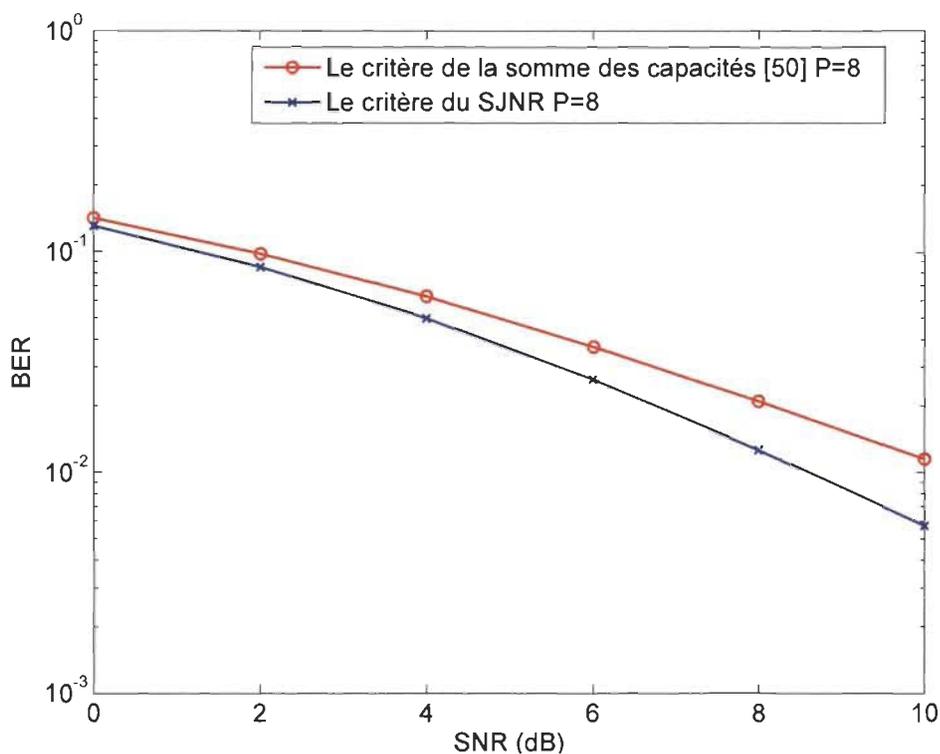


Figure 4.2. Comparaison en BER entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

figure 4.4. Comme attendu, la figure confirme le gain apporté par notre critère pour une plage du SNR. En effet, nous pouvons observer un gain de 1 dB tout au long de la courbe.

Il est primordial de noter que notre proposition permet également une réduction de la complexité du précodeur. La section suivante présente une analyse de complexité entre les deux critères.

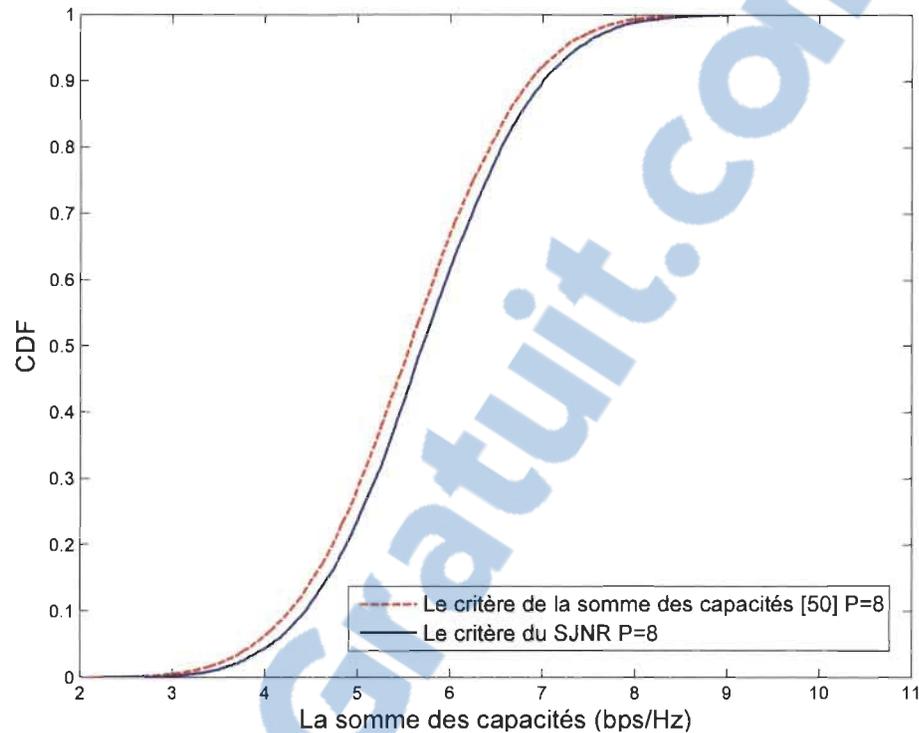


Figure 4.3. Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

4.1.3 Analyse de complexité

Dans cette section, nous exposons dans un premier temps une comparaison entre les deux critères en termes d'opérations arithmétiques requises. Nous présentons ensuite les tracés du rapport de complexité entre les deux critères en fonction du nombre d'utilisateurs et la taille du *codebook*.

En ce qui concerne la réduction des opérations arithmétiques, le tableau 4.1 offre une comparaison entre la maximisation du SJNR et la maximisation de la somme des capacités [50] en termes d'opérations arithmétiques basiques et complexes. D'après

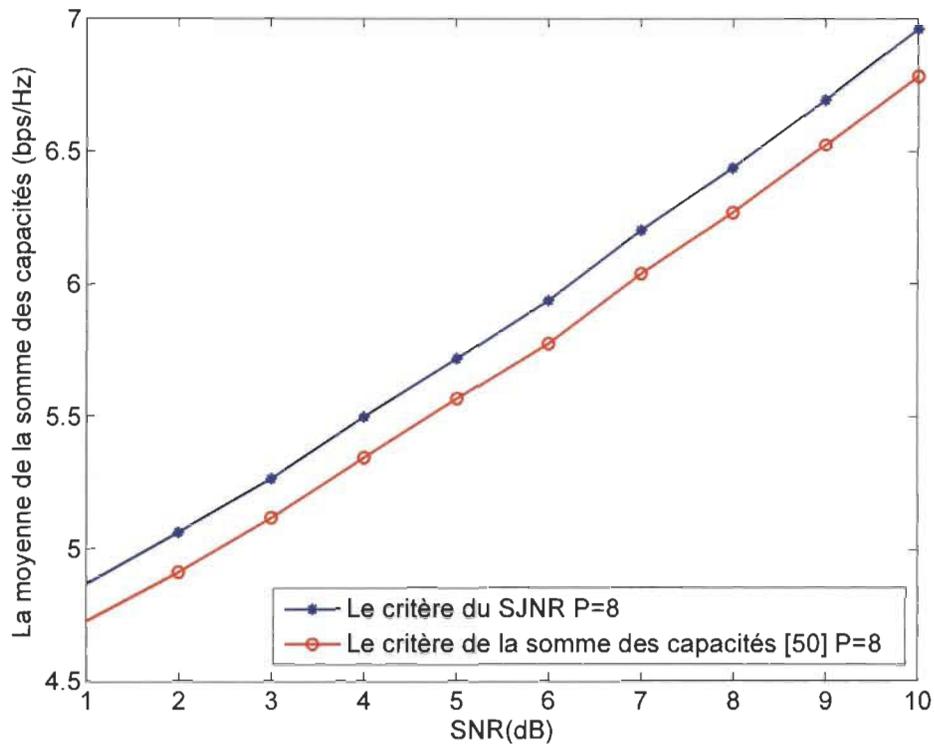


Figure 4.4. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

le tableau, à première vue, nous constatons que le critère proposé ne nécessite pas d'opérations complexes. Par ailleurs, par rapport à notre proposition, nous observons que le critère de Fang *et al.* utilise plus d'opérations basiques. De plus, le nombre de ces dernières dépendent du nombre de combinaison L qui est non-présent dans notre proposition. Par conséquent, plus le nombre d'utilisateurs et la taille du *codebook* augmente plus le critère proposé devient favorable.

Par souci de simplicité, nous supposons que $K = N_t = N_r$. Le tableau 4.2 illustre une comparaison entre les deux critères en termes d'opérations basiques.

Table 4.1. Comparaison entre la maximisation du SJNR et la maximisation de la somme des capacités [50] en termes d'opérations arithmétiques basiques et complexes.

Opération	La maximisation de la somme des capacités [50]	La maximisation du SJNR
\times	$KL\{4N_r(K+1)(N_r+N_t)+5N_r+6K+4(K-1)[K(N_r+1)+1]\}$	$KP[4N_t^2N_r(K-1)+8N_r(2N_t-1)]$
$+$	$KL\{N_r(N_r^2-1)+K(K-3)+(N_r+K)^2+4+4N_r[K(N_r+N_t+K-2)+N_t]\}+L(2K+1)$	$KP[2N_r^2N_r(2K-3)-2N_t^2(K-2)+4N_r(4N_t-3)+1]$
\div	KL	KP
$\sqrt{\Re}$	$2KL$	0
\mathbf{A}^{-1}	KL	0
$\log(\cdot)$	KL	0

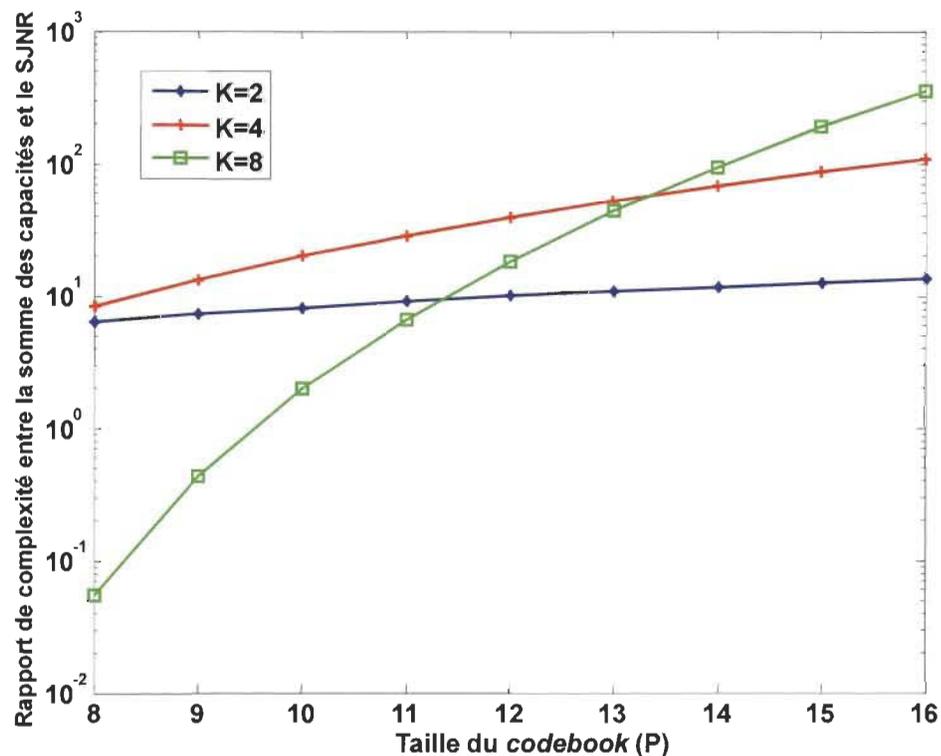


Figure 4.5. Rapport de complexité entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang *et al.* [50] en fonction de la taille du *codebook*.

Table 4.2. Comparaison entre la maximisation du SJNR et la maximisation de la somme des capacités [50] en termes de nombre de multiplication et d'addition pour $K = N_t = N_r$.

Opération	La maximisation de la somme des capacités [50]	La maximisation du SJNR
×	$L(12K^4 + 8K^3 + 11K^2 - 4K)$	$P(4K^5 - 4K^4 + 16K^3 - 8K^2)$
+	$L(13K^4 + K^3 - 4K^2 + 4K)$	$P(4K^5 - 8K^4 + 20K^3 - 12K^2 + K)$

Afin de comparer la complexité de la mise en œuvre en technologie VLSI, basé sur les résultats du tableau 4.2, nous calculons le rapport de complexité entre les deux critères en termes de FA qui doivent être mises en œuvre en arithmétique à virgule fixe. Nous supposons que la multiplication complexe peut être mise en œuvre au moyen de 4 multiplications et 4 additions à valeur réelle. Nous considérons également que la longueur globale pour la multiplication et l'addition est de 16 bits.

La figure 4.5 montre le tracé du rapport de la complexité entre les deux méthodes en fonction de la taille du *codebook*. D'après la figure, pour $P = 16$, nous constatons que le critère du SJNR réduit énormément la complexité de la mise en œuvre. En effet, un facteur de 13, 100 et 400 est enregistré respectivement pour 2, 4 et 8 usagers.

La figure 4.6 présente toujours le tracé du rapport de complexité. Cependant, cette fois-ci en fonction du nombre d'usagers. Dans la pratique, la taille du *codebook* est fixée et le nombre d'usagers change. Un maximum de ce rapport est observé à $(\frac{P}{2} - 1)$ usagers, comme le montre la figure 4.6. Pour $P = 12$ et $K = 5$, le critère de Fang *et al.* utilise 50 fois plus de ressources que notre proposition.

Pour conclure, le critère à base de la maximisation du SJNR permet de bons

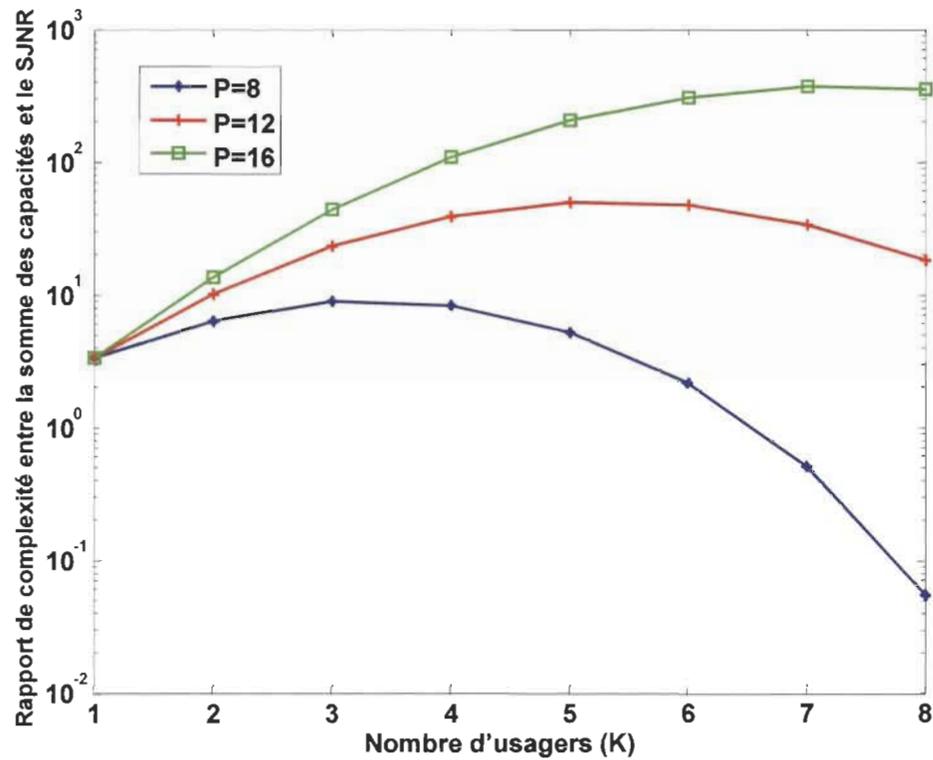


Figure 4.6. Rapport de complexité entre le critère de la maximisation du SJNR et le critère de Fang *et al.* [50] en fonction du nombre d'utilisateurs.

résultats quelle que soit la valeur du SNR tout en garantissant une complexité réduite, ce qui le rend très attractif. Il est à noter que pour tirer avantage du critère proposé, il est nécessaire que P soit plusieurs fois supérieur par rapport à K .

4.2 Précodage à base de l'algorithme génétique

Dans le but de trouver les vecteurs de précodage qui assurent la meilleure performance du système tout en réduisant la recherche exhaustive engendrée par les méthodes

déjà existantes dans la littérature [50] [72], nous proposons d'utiliser une approche de précodage basée sur l'optimisation par les GA. Ces derniers ont été proposés pour la première fois par Holland en 1975 [82], ils représentent des techniques de recherche visant à trouver des solutions approximatives aux problèmes d'optimisation en se basant sur la sélection naturelle et la théorie de l'évolution selon Darwin [83].

4.2.1 Description de l'algorithme

Dans notre étude, l'application des GA est considérée avec l'hypothèse que les canaux des différents usagers sont parfaitement et instantanément connus à la BS. Par ailleurs, les GA seront appliqués au niveau de cette dernière. Dans ce cas de figure, la matrice de précodage $\mathbf{W}_x = [\mathbf{w}_{x,1}, \mathbf{w}_{x,2}, \dots, \mathbf{w}_{x,k}]$ est représentée par un chromosome, noté par x , comme illustré par la figure 4.7-a. Chaque chromosome est formé d'une chaîne binaire composée de n gènes. Ces dernières sont groupées en portions de deux bits adjacents, où elles sont ensuite codées en 4 valeurs comme suit $\{00, 01, 10, 11\} \Rightarrow \{1, -1, j, -j\}$ (voir figure 4.7-b) ². Notons que l'ensemble des portions alternées appartient au même usager. La taille du chromosome dépend du nombre d'usagers et des antennes émettrices, d'où $n = 2KN_t$.

Les GA sont de nature itérative, chaque itération est constituée de plusieurs mécanismes (étapes) qui englobent tout le processus de l'évolution. Les différentes

² Dans cette étude, nous avons limité l'alphabet à $\{1, -1, j, -j\}$ vu que l'aspect réduction de la recherche exhaustive qui nous intéresse le plus. Il est important de mentionner que l'utilisation d'un autre alphabet pourrait améliorer davantage les performances du système.

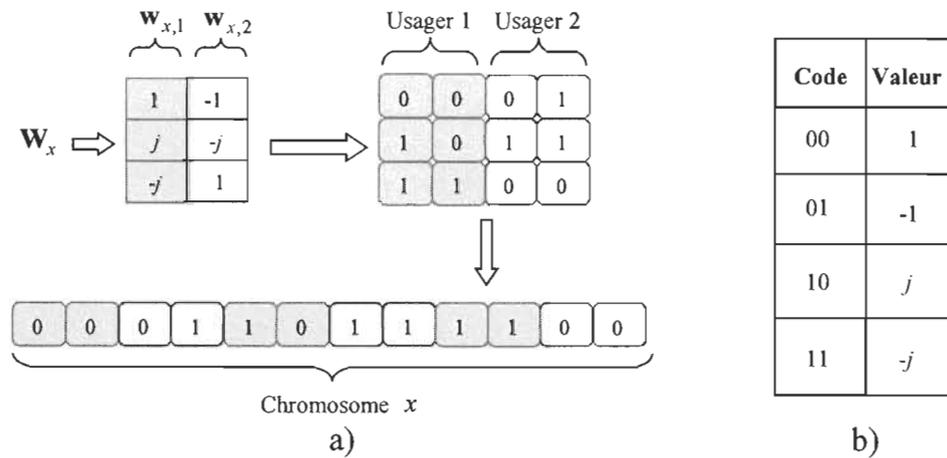


Figure 4.7. (a) Exemple de construction du chromosome pour $N_t = 3$ et $K = 2$ et (b) Codage des *codewords* à base de quatre valeurs.

étapes d'un cycle complet ou génération sont données par l'organigramme de la figure 4.8. Les différentes étapes de l'algorithme sont présentées comme suit :

A. Initialisation : Nous créons d'abord, de façon aléatoire, une population initiale, $Pop(0)$, de m individus (chromosomes).

B. Évaluation : La reproduction des individus prend une place primordiale dans les GA, cette étape s'opère en se basant sur une fonction sélective³ (*fitness function*) qui régit l'action de rétention de chaque individu suivant son aptitude à satisfaire le critère posé par cette fonction. Afin d'assurer une meilleure performance du système, nous avons donc choisi le critère qui maximise la somme des capacités. Ainsi, la

³ Il est à noter que la fonction sélective sera calculée pour chaque individu de la population.

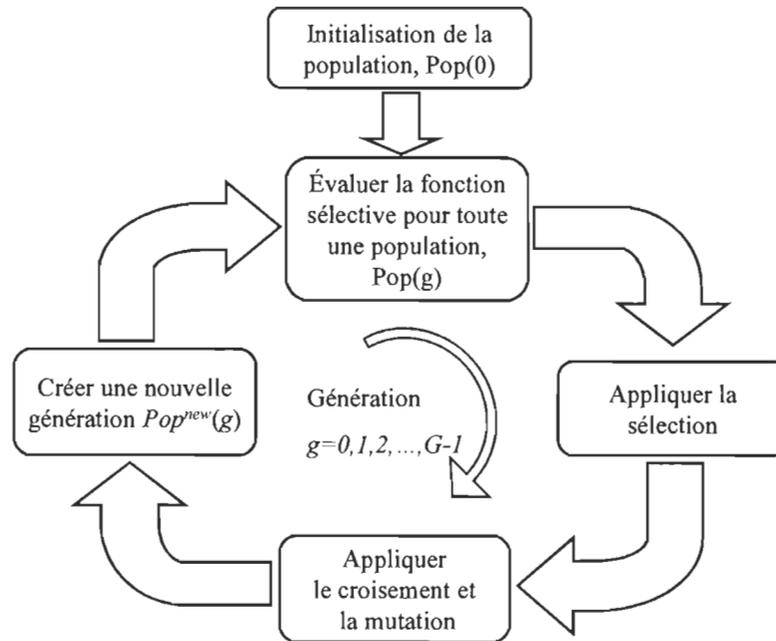


Figure 4.8. Organigramme de l'algorithme génétique (GA).

fonction sélective $f(x)$ représente la somme des capacités d'un système MU-MIMO.

$$f(x) = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \text{sinr}_k(\mathbf{H}_k, \mathbf{w}_{x,k})). \quad (4.2)$$

C. Sélection : Le but de cette étape est de conserver les chromosomes performants et d'éliminer de manière progressive les moins performants. Toutefois, avant de faire la sélection, nous devons dans un premier temps calculer la version normalisée de $f(x)$, également appelée la fonction sélective relative $g(x)$, tel que :

$$g(x) = \frac{f(x)}{\sum_{x \in m} f(x)}. \quad (4.3)$$

Dans un second temps, nous calculons la fonction $e(x)$ du moment que la décision sur la sélection dépendra de sa partie entière.

$$e(x) = mg(x). \quad (4.4)$$

En effet, si la partie entière de $e(x)$ est non nulle alors le chromosome correspondant est conservé, en revanche si la partie entière de $e(x)$ est nulle, alors le chromosome associé sera éliminé et remplacé par le chromosome dont la valeur de $e(x)$ est maximale. Néanmoins, le fait de recopier les individus ne va pas provoquer des modifications flagrantes. Par conséquent, d'autres mécanismes seront nécessaire afin de pallier à cet effet.

D. Croisement : Le croisement repose sur l'échange d'information entre un couple formé de deux individus. Pour ce faire, nous devons dans un premier temps choisir de manière aléatoire le partenaire de chaque individu. Une fois que le choix est fait, l'échange d'information entre le couple est régi suivant un point de coupure qui est lui aussi sélectionné de manière aléatoire. Toutefois, afin de garantir une capacité du système en croissance, à partir d'un groupe formé de R individus, les plus performants, qui représentent en fait les parents, nous engendrons les $(m - R)$ individus restants (enfants) en croisant les R individus entre eux.

E. Mutation : L'opération de mutation consiste à modifier de manière aléatoire un ou plusieurs gènes d'un chromosome, dans le but d'introduire des erreurs de recopie, entraînant ainsi une dilatation de la plage de recherche. Dans notre cas, seulement un gène (bit) de chaque chromosome sera muté par inversion de bit. Il est à noter également que la mutation est appliquée sur l'ensemble de la population, excepté un groupe formé de R individus représentant les individus les plus performants.

Les différentes étapes (à l'exception de l'initialisation) seront répétées pendant G générations. Lorsque ces dernières seront achevées, le choix de la matrice de précodage correspondra au chromosome dont la valeur de la somme des capacités est maximale.

4.2.2 *Évaluation des performances*

Afin d'évaluer les performances de la méthode proposée, nous considérons un système identique à celui de la partie précédente, tel que : $N_t = 2$, $N_r = 2$, $K = 2$ et $P = 8$. Pour ce qui est de notre méthode, nous fixons R à 40% de la population et nous varions le nombre d'individus et de générations afin de comparer les performances pour un même ordre de complexité. Il convient de noter que la valeur de R a été fixée suivant des simulations qui consistent à faire varier la valeur de R pour différentes valeurs des paramètres G et m . Par la suite le choix de la meilleure valeur de R revient à celle qui assure une performance maximale.

Une comparaison de BER en fonction du SNR pour les deux méthodes est donnée par la figure 4.9. D'après cette dernière, nous pouvons bien voir que pour un même

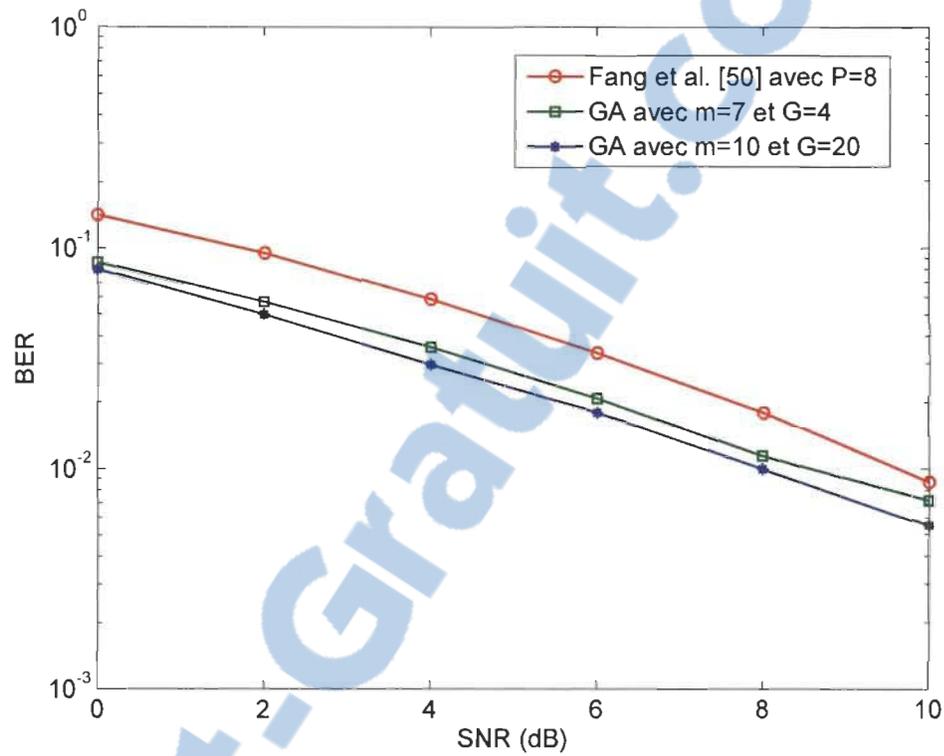


Figure 4.9. Comparaison en BER entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

ordre de complexité (cas $m = 7$ et $G = 4$) notre méthode surpasse la méthode de Fang *et al.* [50]. En effet, notre proposition permet un gain de 2.5 dB pour un BER de 10^{-1} . Il est à noter que l'ordre de complexité est mesuré par rapport au nombre de SINR, équation (2.18), à calculer pour exécuter le précodage.

La figure 4.10 illustre la CDF de la somme des capacités. Notons que dans cette simulation, le niveau du SNR est fixé à 5 dB. Nous remarquons selon la figure 4.10

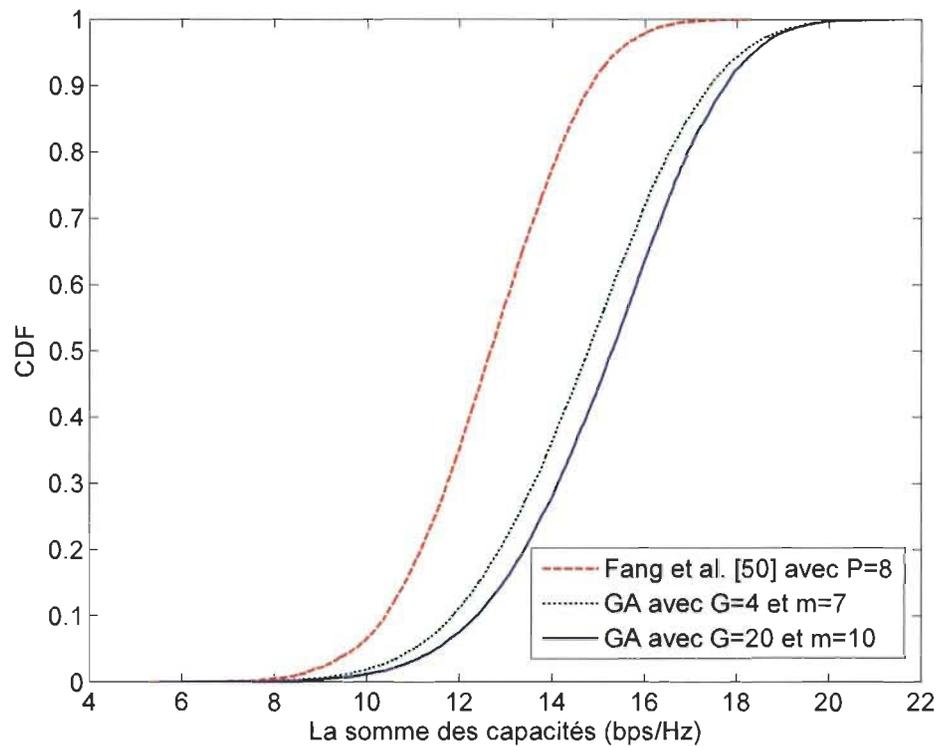


Figure 4.10. Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$.

que notre méthode l'emporte aussi en termes de capacité étant donné qu'elle apporte un gain de 2,5 bps/Hz. Toujours de la même figure, nous remarquons également que même pour une complexité pratiquement identique, notre méthode permet un gain de 0,5 bps/Hz.

Le tracé de la moyenne de la somme des capacités en fonction du SNR est donné par la figure 4.11. Pour un même ordre de complexité, nous enregistrons par rapport à la méthode de Fang *et al.* un gain de 6,5 dB pour 14 bps/Hz de capacité, alors que pour une complexité de 3 fois supérieures un gain de 8 dB est observé.

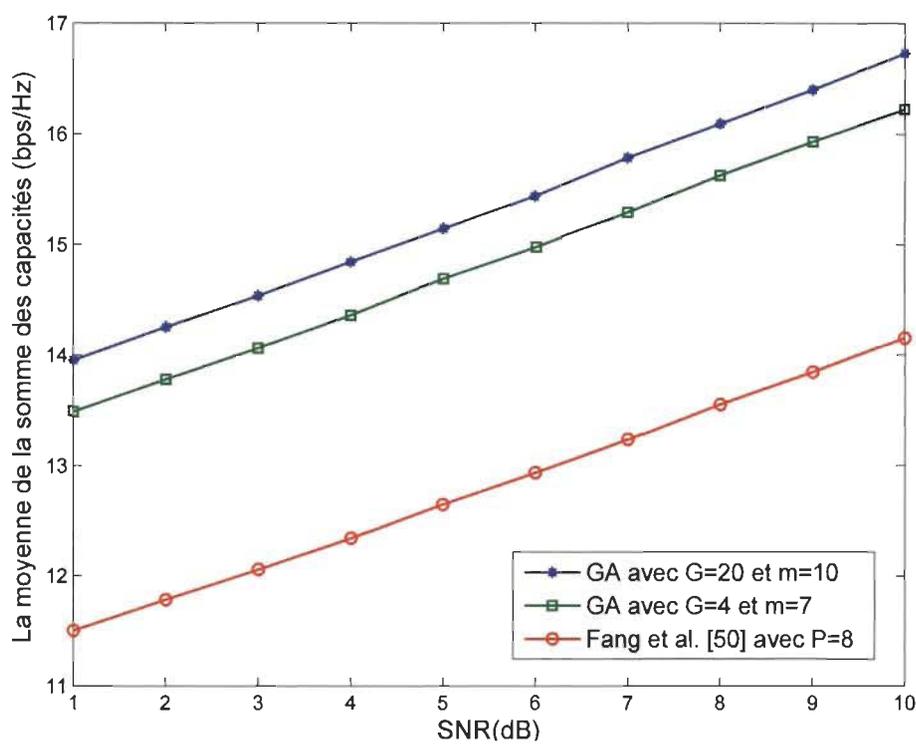


Figure 4.11. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$ et $N_r = 2$

Nous allons maintenant changer les paramètres de transmission dans le but de voir l'influence des MUI et de la complexité de calcul sur notre méthode de précodage. Ainsi, nous considérons un système MU-MIMO avec $N_t = 4$, $N_r = 4$ et $K = 4$. En ce qui concerne la méthode de référence, un *codebook* GLP de taille 16 est considéré.

La figure 4.12 présente la CDF de la somme des capacités pour un SNR de 5 dB. Selon cette figure, la somme des capacités croît, même pour un nombre d'utilisateurs important. Ainsi, nous enregistrons des capacités de 20 bps/Hz et 14 bps/Hz pour respectivement la méthode proposée (cas 50 individus) et celle de Fang *et al.*, ce qui

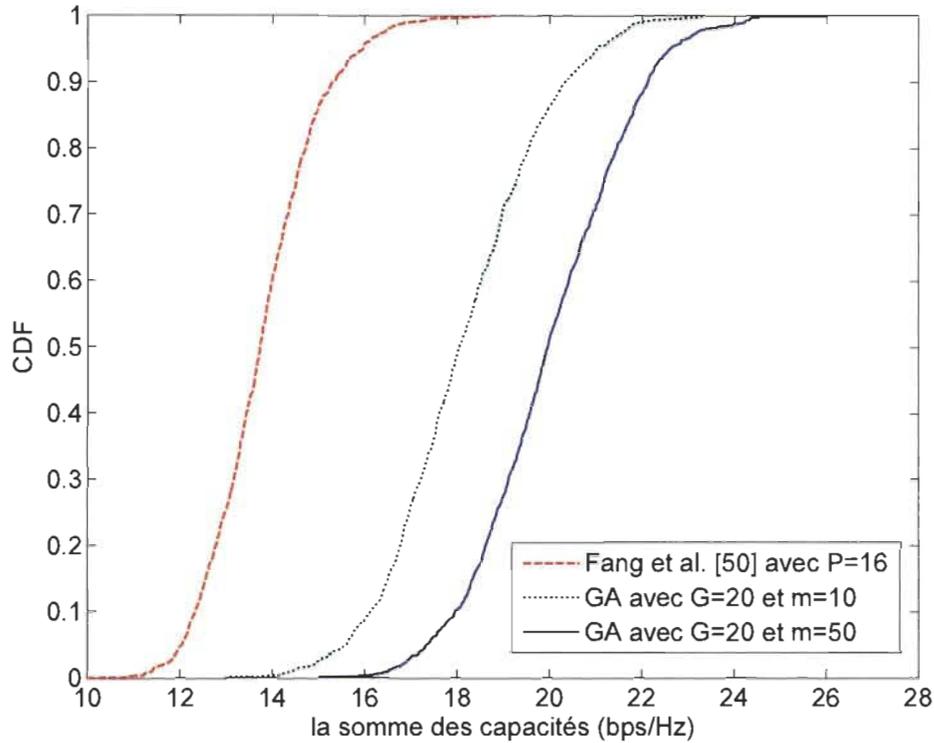


Figure 4.12. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] pour un système MU-MIMO avec $K = 4$, $N_t = 4$ et $N_r = 4$.

correspond à un gain en capacité de l'ordre de 6 bps/Hz.

La supériorité en termes de performances est justifiée par le nombre de *codewords* considéré qui est supérieur par rapport à la méthode de référence. D'où la supériorité en termes de performances. En effet, dans le GA, le nombre de *codewords* exploité est 2^n , où $n = 2KN_t$. En quelque sorte, pour notre proposition, $P = 2^n$. Bien entendu notre méthode ne nécessite pas le stockage des *codebooks*, c'est en guise de comparaison seulement. Il est primordial de noter qu'il est très difficile, voire impossible de se mettre dans les mêmes conditions de simulation que la méthode de

référence.

De plus, les résultats de performances prouvent que pour une complexité réduite, les performances de notre proposition sont supérieures par rapport à la méthode de référence.

4.2.3 Analyse de complexité

Dans cette section, la complexité des méthodes de précodages à base de GA et celle de Fang *et al.* sont évaluées et confrontées. Étant donné que les étapes de croisement et de mutation ne nécessitent pas des ressources matérielles considérables par rapport aux étapes d'évaluation et de sélection, nous avons jugé que l'analyse de complexité est considérée seulement sur ces dernières étapes. Donc, dans un premier temps, nous évaluons la complexité de notre méthode en termes de nombre de SINR à calculer pour l'ensemble des usagers, du moment que dans la fonction sélective ce paramètre constitue l'élément le plus gourmand en ressources matérielles.

Le tableau 4.3 illustre le nombre de SINR nécessaire pour chaque méthode afin d'accomplir le précodage. Rappelons que $L = \frac{P!}{K!(P-K)!}$.

Nous évaluons, dans un second temps, la complexité de notre approche en termes d'opérations arithmétiques indispensables pour le processus de précodage. Toutefois, il est important de signaler que les équations (2.15 à 2.18) et (4.2 à 4.4) sont considérées dans le calcul de la complexité. Par contre, la méthode de Fang *et al.* [50] fait intervenir seulement les équations (2.15 à 2.19). Afin de simplifier la compa-

Table 4.3. Comparaison du nombre de SINR à calculer entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50].

Nombre de SINR à calculer	Algorithmes	
	Fang <i>et al.</i> [50]	GA
Cas général	$K \times L$	$K \times G \times m$
$K = 2, P = 8, G = 4, m = 7$	56	56
$K = 4, P = 16, G = 20, m = 10$	7280	800
$K = 4, P = 64, G = 20, m = 50$	2541504	4000

Table 4.4. Comparaison de la complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] en termes d'opérations arithmétiques pour $K = N_t = N_r$.

Opération	Algorithmes	
	Fang <i>et al.</i> [50]	GA
\times	$L(12K^4 + 8K^3 + 11K^2 - 4K)$	$G[m(8K^4 + 3K^2 + 4K) + 1]$
$+$	$L(13K^4 + K^3 - 4K^2 + 4K)$	$G[m(13K^4 + K^3 - 4K^2 + 6K + 2) - 1]$
\div	KL	$K(Gm + 1)$
$\sqrt{\mathbb{R}}$	$2KL$	$2KGm$
\mathbf{A}^{-1}	KL	KGm
$\log(\cdot)$	KL	KGm

raison de la complexité de mise en œuvre en technologie VLSI, nous supposons que $K = N_t = N_r$. Par conséquent, le nombre d'opérations arithmétiques nécessaire pour chaque méthode de précodage sera donné par le tableau 4.4.

D'après les tableaux 4.3 et 4.4, nous pouvons avancer que notre méthode permet de réduire la complexité du précodeur, notamment si le nombre d'utilisateurs, K , et la taille du *codebook*, P , sont importantes. De plus, vu que les matrices de précodage produites par notre approche sont constituées d'éléments tels que : $\{1, -1, j, -j\}$, ce qui permet de sauver $G[4K^2m(K^2 + 2K - 1) - 1]$ multiplications dans le processus de précodage. Par ailleurs, considérant les limites pratiques du nombre d'utilisateurs, K ,

nous pouvons constater que le rapport de complexité est

$$\frac{\text{Methode de Fang et al.}}{\text{Notre methode}} \cong \frac{3L}{2Gm} = \frac{3P!}{2K!(P-K)!Gm} \quad (4.5)$$

La figure 4.13 montre l'évolution du rapport de complexité donné par l'équation (4.5) en fonction de la taille du *codebook*. Cette simulation a été réalisée suivant une variation du nombre d'utilisateurs et pour un produit $G \times m$ qui vaut 100. D'après les différentes allures de la figure 4.13, nous voyons bien que pour un *codebook* de taille 16, notre approche permet de réduire énormément la complexité de mise en œuvre en technologie VLSI du moment que nous enregistrons un facteur de réduction de 2.1, 30 et 200 pour 2, 4 et 8 utilisateurs respectivement.

La figure 4.14 présente toujours l'évolution du rapport de complexité entre les deux méthodes, mais cette fois-ci en fonction des utilisateurs qui communiquent simultanément avec la BS. La présente simulation a été obtenue pour une variation de la taille du *codebook* et pour un produit $G \times m$ qui vaut 100. D'après les allures de la figure 4.14, nous pouvons constater d'une part que notre approche est intéressante pour un *codebook* de taille 12 et au-delà, et d'autre part que le rapport de complexité maximal est observé pour un nombre d'utilisateurs qui vaut quasiment la moitié de la taille du *codebook*. Par conséquent, nous observons des facteurs de réduction maximaux de 12 et 300 pour des *codebooks* de tailles 12 et 16 respectivement.

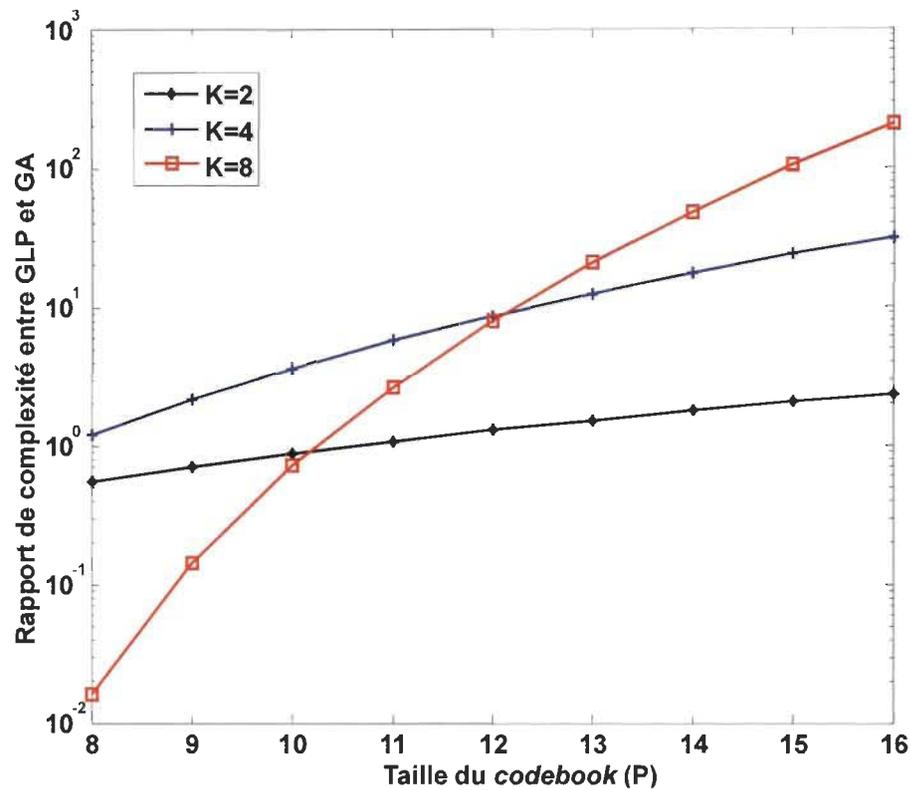


Figure 4.13. Rapport de complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] en fonction de la taille du *codebook*.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le cas où l'émetteur dispose d'une parfaite connaissance du canal. Afin de réduire le traitement lors de la sélection des *codewords* au niveau de l'émetteur; Nous avons proposé, dans un premier temps, d'utiliser le critère de maximisation du SJNR comme critère de sélection au lieu de la maximisation de la somme des capacités. Ensuite, nous avons proposé une nouvelle approche de précodage basée sur les GA où les éléments qui constituent les *codewords* sont fa-

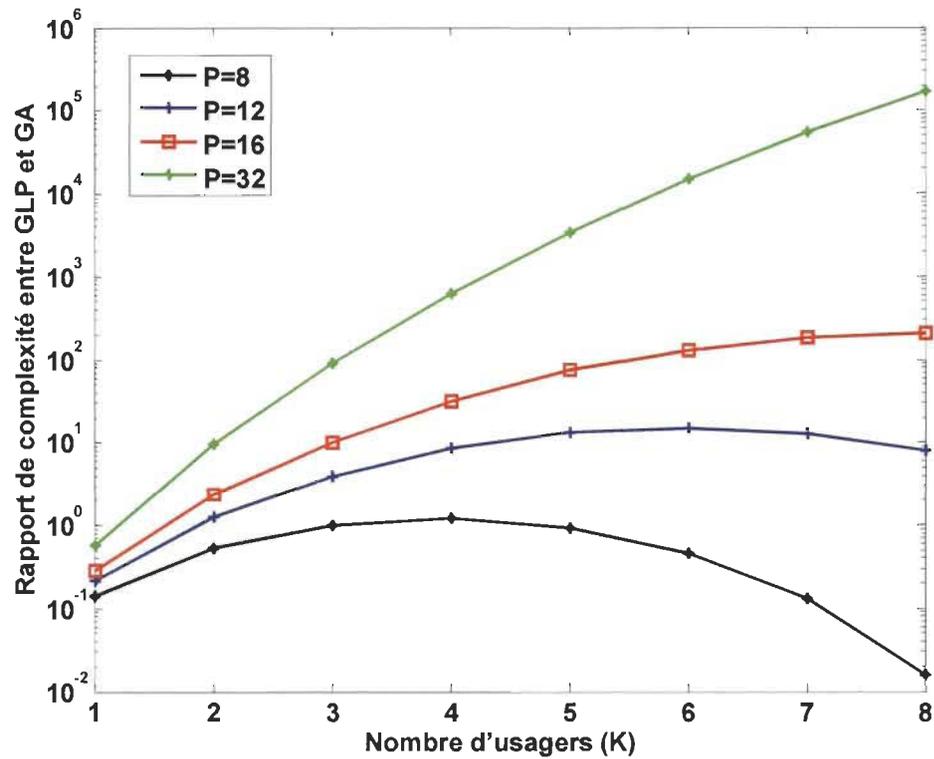


Figure 4.14. Rapport de complexité entre le précodage à base de GA et la méthode de Fang *et al.* [50] en fonction du nombre d'utilisateurs.

vorable à une mise en pratique. Cette dernière proposition a pour but de réduire à la fois la recherche exhaustive et la charge de calculs lors de la sélection des *codewords*. Les résultats de comparaison avec la méthode de Fang *et al.* [50] en termes de performances ainsi qu'en ressources matérielles ont démontré que les deux propositions de ce chapitre permettent d'atteindre à la fois de bonnes performances et une réduction de complexité, ce qui rend nos propositions plus attrayantes en vue d'une réalisation pratique.

Chapitre 5

CORRECTION DES CHOIX DES *CODEWORDS*

Dans l'approche de précodage unitaire, l'utilisation d'un *codebook* en commun dans toutes les MS pourrait réduire la dimensions spatiales, ou mathématiquement parlant, pourrait provoquer une déficience du rang dans la matrice canal, vu qu'il y a une probabilité non nulle que deux ou plusieurs usagers choisissent le même vecteur de quantification ou bien de précodage.

Dans cette partie de la thèse, nous nous intéressons à proposer des solutions pratiques pour remédier à ce problème. En effet, la littérature témoigne d'un manque de travaux sur ce sujet, étant donné que la majorité des articles proposent que chaque usager utilise un *codebook* distinct dont la conception est réalisée de façon indépendante (par exemple, voir [8]) ce qui n'est pas jugé faisable dans la pratique, car la BS doit stocker en mémoire et accéder aux *codebooks* de tous les usagers qui sont en mesure de communiquer avec elle. Dans Ding *et al.* [14], les auteurs ont proposé de modifier le *codebook* de chaque usager par une rotation du *codebook* général, en utilisant une matrice unitaire aléatoire *a priori* connue au niveau de la BS. Il est vrai que cette solution est plus attractive par rapport à la première proposition, car elle réduit davantage l'utilisation de ressources mémoire. Cependant, elle reste toujours non souhaitable

dans la pratique, parce que la BS doit impérativement connaître toutes les matrices unitaires. Par ailleurs, cette proposition engendre une complexité supplémentaire causée à la fois par la transformation du *codebook* et le stockage de la matrice de transformation, résultant ainsi une signalisation de contrôle additionnel entre la BS et chaque MS. Dans Egan *et al.* [84], ce problème a été surmonté tout en permettant à chaque usager de garder le même *codebook*. En effet, les auteurs ont proposé une conception de *codebook* basée sur les sous-espaces de Grassmann. Néanmoins, le *codebook* proposé donne de meilleurs résultats uniquement pour une taille de *codebook* qui correspond à une quantité de feedback de 9 bits et au-delà, ce qui est contraignant en pratique car les longueurs sont pour la plupart en deçà de 8 bit de feedback.

Dans ce chapitre, en vue de remédier à ce problème, nous allons introduire le concept de correction et éventuellement proposer plusieurs stratégies qui visent à corriger le choix des meilleurs *codewords*. Dans un premier temps, nous présentons une stratégie qui consiste à procéder par une correction par le deuxième meilleur choix. Ensuite, nous exposons une deuxième stratégie moins gourmande en quantité de feedback dont la particularité est qu'elle s'opère aux deux extrémités de la liaison sans fil. De plus, elle est optimale dans le sens où elle procure une correction totale. Enfin, dans le but de réduire la complexité du traitement au niveau de la BS, engendrée par la deuxième stratégie, nous proposons une solution basée sur l'optimisation par les GA.

5.1 Correction par le deuxième meilleur choix

5.1.1 Description de l'algorithme

La correction des choix consiste à refaire la sélection de nouveaux *codewords* lorsqu'au moins deux vecteurs de précodage sont identiques. Dans cette section, nous proposons une première solution, nommée BSC (*Best Second Codeword*), qui a pour but de corriger le choix des *codewords* au niveau des MS, tout en partageant le même *codebook* entre les différents usagers. En effet, dans ce cas de figure, la correction repose sur la retransmission des nouveaux choix en tenant compte de la valeur du CQI. Les différentes étapes de cette proposition sont données comme suit :

1. Après avoir obtenue la CSIR, chaque MS calcul le CQI, tel que :

$$cqi_k = \|\mathbf{H}_k \mathbf{c}_p\|_2^2, \quad p = 1, \dots, P. \quad (5.1)$$

2. Afin de sélectionner le meilleur *codeword*, chaque MS cherche le *codeword* qui maximise le CQI :

$$\{\mathbf{w}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{\mathbf{c}_p \in \mathcal{C}} \{cqi_k \mid p = 1, \dots, P\}. \quad (5.2)$$

3. Après avoir obtenu le meilleur *codeword*, les différentes MS transmettent à la BS les positions des *codewords* et les CQI associés.

4. La BS récupère les CQI et les positions des *codewords*.
5. Si deux ou plusieurs *codewords* sont identiques, la BS demande aux usagers avec faible valeur de CQI de retransmettre leurs CQI maximales ainsi que la position du *codeword* respectif, excluant le premier choix.
6. Sinon, le précodeur combine le signal du k^{ieme} usager avec le \mathbf{w}_k sélectionné.

5.1.2 Évaluation des performances

Dans cette section, nous comparons les résultats en performance de notre solution par rapport aux deux méthodes références nommées Fang *et al.* [72] et Ding *et al.* [14]. Pour ce faire, nous considérons un système MU-MIMO avec feedback limité tel qu'il est décrit par l'article [72]. En d'autres termes, nous considérons deux antennes de transmission ($N_t = 2$) avec lesquelles la BS communique simultanément avec deux usagers ($K = 2$), équipés chacun de deux antennes de réception ($N_r = 2$). Nous considérons également un *codebook* GLP de taille 8, c.-à-d., chaque MS communique à la BS 3 bits de feedback. Toutefois, il est important de souligner que nous n'avons pas tenu en compte de la sélection des usagers, afin d'éviter l'influence de l'ordonnancement sur les performances du système. De plus, dans un tel contexte, nous entendons par la méthode de Ding *et al.* [14], la transformation des *codebooks* seulement.

Les résultats de la figure 5.1 montrent une comparaison des performances en

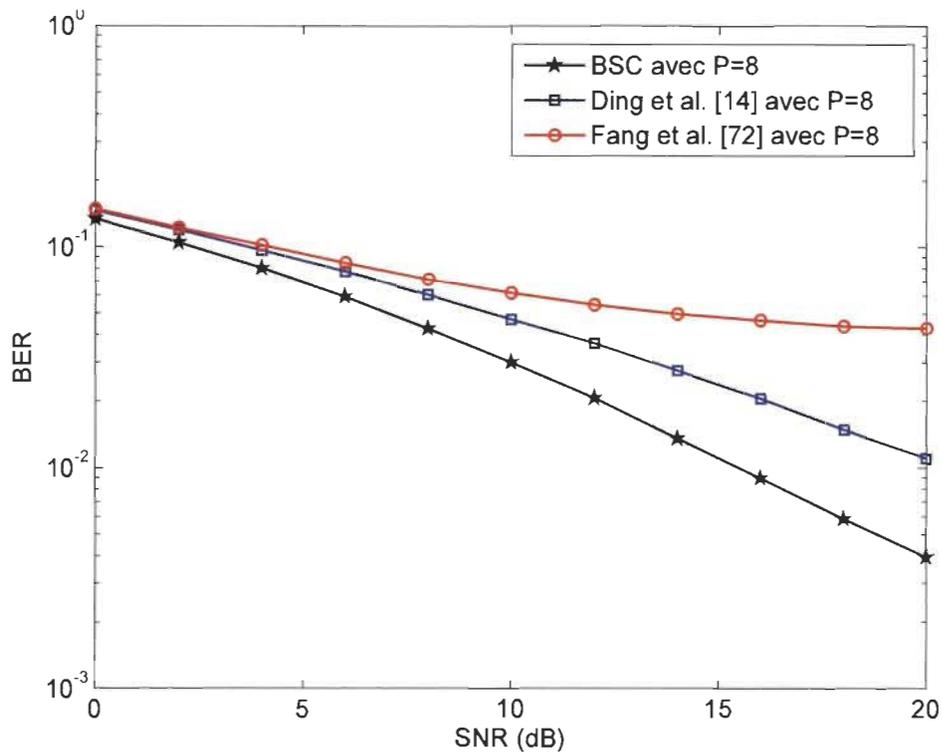


Figure 5.1. Comparaison en BER entre le BSC, la méthode de Fang *et al.* [72] et la méthode de Ding *et al.* [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 3$ bits.

termes de BER en fonction du SNR. Selon cette figure, nous pouvons voir clairement que notre proposition a de meilleures performances par rapport aux deux méthodes de références. Dès lors, par rapport à [72], un gain de 2 dB est mesuré à 10^{-1} de BER. De plus, par rapport à [14], des gains de 1.5 dB et 4 dB sont observés respectivement pour des BER de 10^{-1} et 10^{-2} .

La figure 5.2 illustre la CDF de la somme des capacités toujours pour les trois méthodes. Cette figure montre que notre proposition surpasse légèrement les méthodes [72] et [14]. Il convient de noter que les deux courbes sont tracées pour un fort niveau

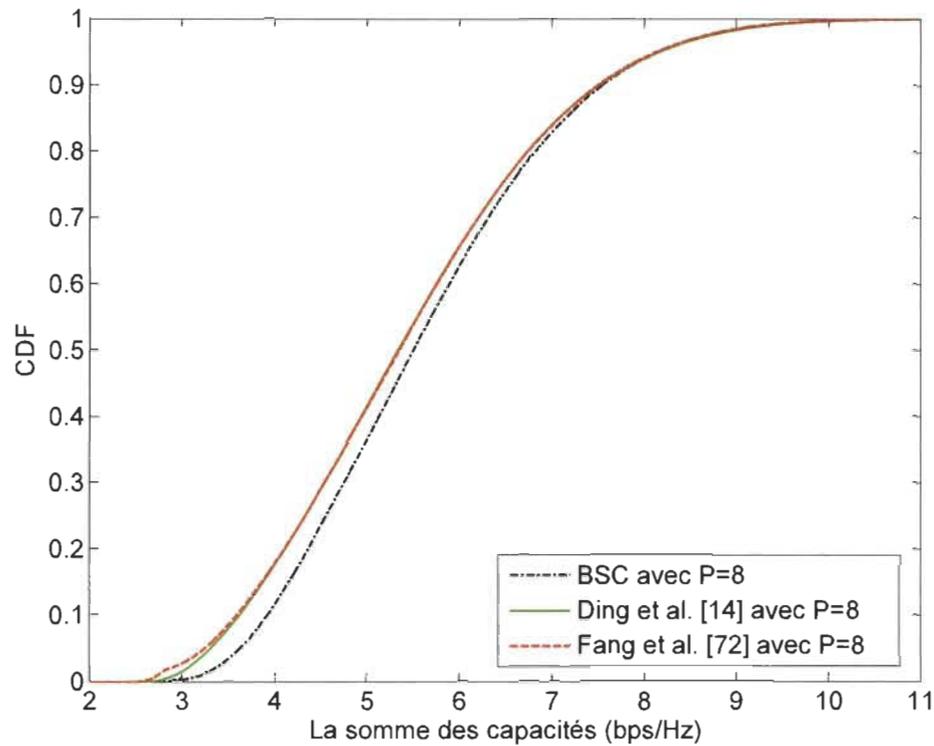


Figure 5.2. Comparaison de la CDF de la somme des capacités entre le BSC, la méthode de Fang *et al.* [72] et la méthode de Ding *et al.* [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits.

de bruit, ce qui correspond à un SNR de 5 dB.

La comparaison entre la moyenne de la somme des capacités par rapport au SNR est représentée par la figure 5.3. Cette dernière confirme que les performances de notre proposition sont supérieures à celles des méthodes de références, et ceci, quel que soit le niveau du SNR. Selon la même figure, des gains de 1 dB et 2 dB sont observés pour respectivement un faible et un fort SNR.

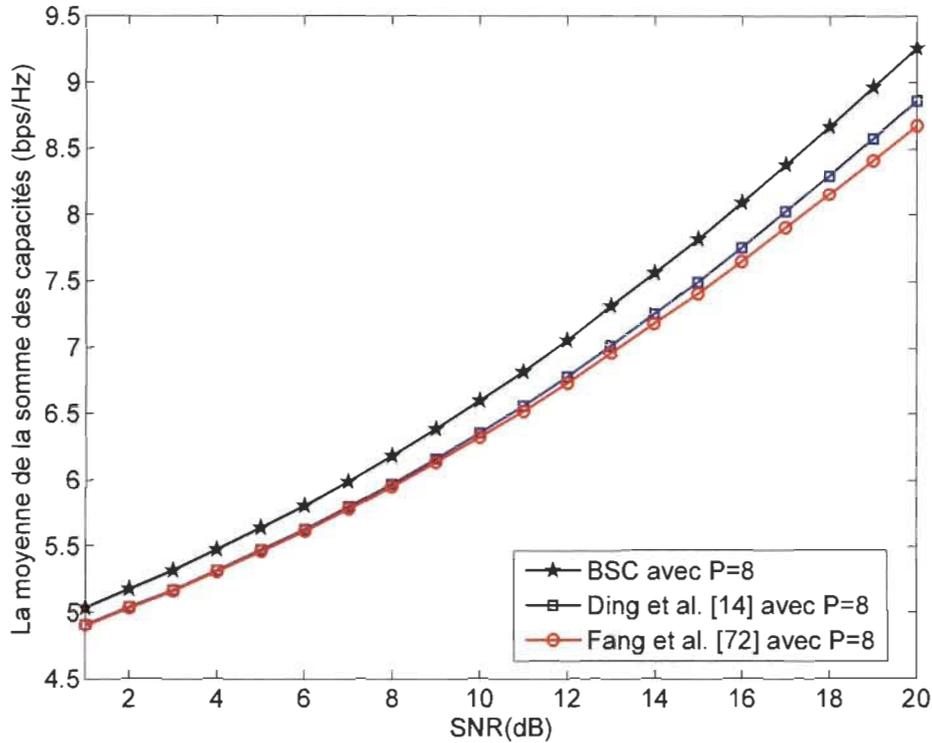


Figure 5.3. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BSC, la méthode de Fang *et al.* [72] et la méthode de Ding *et al.* [14] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits.

5.2 Correction par force brute

Dans l'étude précédente, nous avons proposé la procédure de précodage BSC qui permet de corriger le choix des meilleurs *codewords* par la retransmission du deuxième meilleur choix. Pour cela, en plus de la position des *codewords*, la BS nécessite également une information additionnelle sur le CQI ¹. De plus, lors de la correction,

¹ La notion de CQI a été introduite dans le système HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) pour permettre aux usagers une allocation intelligente des ressources [85]. Cette quantité pourrait être utilisée, entre autres, pour faire la sélection des usagers, le contrôle de puissance, la modulation adaptative, etc. Sachant que cette notion est employée dans la plupart des standards, l'ampleur de feedback dans ce cas de figure n'est pas si importante.

le processus de transmission du feedback pourrait se faire en plusieurs cycles. En effet, pour un nombre d'utilisateurs supérieur à deux, il se pourrait qu'après une première correction, un autre conflit dans les choix pourrait se produire avec la nouvelle sélection, ce qui engendre un autre cycle de feedback. Par conséquent, cela conduirait à un supplément en feedback.

Afin de pallier à ce problème, nous proposons de transmettre à la BS la quantification du canal seulement. Ensuite, au niveau de la BS, nous appliquons une nouvelle sélection des *codewords* en se basant sur la qualité de la CSIT.

5.2.1 Description de l'algorithme

Lorsqu'une sélection des *codewords* est faite au niveau de la BS, la connaissance partielle des différents canaux dont dispose cette dernière peut être mise à profit pour éviter de choisir le même *codeword* pour plus d'un usager. En outre, dans un tel contexte, nous pouvons utiliser un autre critère de sélection à cet effet afin d'améliorer davantage les performances du système. Ainsi, nous avons adopté un critère basé sur la maximisation de la somme des capacités.

Tout d'abord, chaque usager quantifie son propre canal de transmission en bits B bits, en utilisant un *codebook*, \mathcal{C} , composé de 2^B *codewords* tel que : $\mathcal{C} \triangleq \{\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{2^B}\}$. Il est important de rappeler que, dans notre proposition, nous utilisons le même *codebook* à la fois à l'émetteur et au récepteur.

Pour la quantification du canal, nous considérons un critère de sélection basé sur

la minimisation de l'angle entre le canal et les *codewords* du *codebook* \mathcal{C} , soit

$$\{\hat{\mathbf{h}}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \min_{i=1, \dots, 2^B} \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \mathbf{c}_i)). \quad (5.3)$$

L'équation (5.3) peut être réécrite comme suit

$$\{\hat{\mathbf{h}}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{i=1, \dots, 2^B} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{c}_i|. \quad (5.4)$$

Ensuite, la BS est informée de la décision de quantification par le biais de B bits de feedback par usager. Basée sur cette information, la BS sélectionne les meilleurs vecteurs de précodage qui maximisent la somme des capacités. Pour ce faire, dans un premier temps, la BS doit calculer le SINR pour chaque usager, $k = 1, 2, \dots, K$, en utilisant la quantification de canal, tel que :

$$\text{sinr}_k(\hat{\mathbf{h}}_k, \mathbf{w}_k) = \frac{\frac{P}{N_t} |\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \neq k}^K \frac{P}{N_t} |\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + 1}. \quad (5.5)$$

Par la suite, selon tous les arrangements des différentes valeurs possibles des *codewords* \mathbf{c}_i tels que $i = 1, \dots, 2^B$, la BS choisit les meilleurs vecteurs de précodage qui maximisent la somme des capacités

$$\{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K\} = \arg \max_{f=1, \dots, F} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \text{sinr}_k(\hat{\mathbf{h}}_k, \mathbf{w}_f) \right), \quad (5.6)$$

où F désigne le nombre total d'arrangements qui est défini comme

$$F = A_{2^B}^K = \frac{2^B!}{(2^B - K)!}. \quad (5.7)$$

Dans cette stratégie, lors de la recherche des meilleurs *codewords*, la BS parcourt toutes les possibilités de vecteurs. Ainsi, nous avons nommé cette méthode BFS (*Brute Force Search*).

5.2.2 Évaluation des performances

Dans cette section, nous présentons une comparaison de performances en termes de somme des capacités, obtenue avec la méthode optimale, DPC, notre proposition (BFS) et le ZFBF avec à la fois parfaite CSIT et feedback limité. Comme méthode de référence, le ZFBF avec feedback limité est la méthode tel qu'elle a été proposée par Jindal [8], c.-à-d., chaque usager à son propre *codebook*, généré aléatoirement et indépendamment des autres *codebooks*. Par ailleurs, il est à noter que tous les résultats ont été obtenus par des simulations de Monte-Carlo pour un système MU-MIMO où le nombre d'antennes de transmission, le nombre d'utilisateurs et les bits de feedback ont été diversifiés afin d'évaluer les performances du système pour divers scénarios. De plus, nous supposons qu'aucun algorithme de sélection pour les utilisateurs n'a été employé. Par souci de simplicité, nous considérons que le nombre d'utilisateurs est égal au nombre d'antennes d'émission. Par conséquent, la BS envoie simultanément un seul flux de données à chaque utilisateur. Il est intéressant de noter que nous considérons un *codebook* commun de type RVQ afin d'accomplir le précodage avec la méthode

BFS.

Dans un premier temps, nous considérons un système MU-MIMO avec une BS équipée de deux antennes d'émission ($N_t = 2$) qui communique simultanément avec deux usagers ($K = 2$), chacun équipé d'une seule antenne de réception ($N_r = 1$). Dans la présente simulation, nous faisons varier la quantité de bits en feedback. La figure 5.4 montre une comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS et le ZFBF avec à la fois la parfaite CSIT et le feedback limité. À partir de la figure, nous pouvons observer que notre proposition est plus performante par rapport au ZFBF, et cela, quel que soit le niveau du SNR. Basé sur le travail de Jindal [8], par rapport au ZFBF avec feedback limité, la pente des courbes est la même, puisque nous utilisons la même quantité d'informations en feedback. Toutefois, à 2 bps/Hz, nous constatons un décalage de presque 2 dB au niveau du SNR.

La figure 5.5 montre la même comparaison que la figure précédente. Cependant, cette fois-ci, la quantité de feedback vaut 6 bits au lieu de 8 bits. Selon la figure 5.5, à faible SNR, nous pouvons voir que notre proposition surpasse toujours les deux méthodes à base du ZFBF. Par contre, à SNR élevé, nous devrions nous attendre à ce que les méthodes avec feedback limité perdent en performances. Ceci s'explique par le fait que l'interférence engendrée par l'erreur de quantification conduit à une convergence des performances vers une limite supérieure [8]. D'ailleurs, nous pouvons le constater en regardant l'écart entre le ZFBF avec parfaite et imparfaite CSIT. Cet

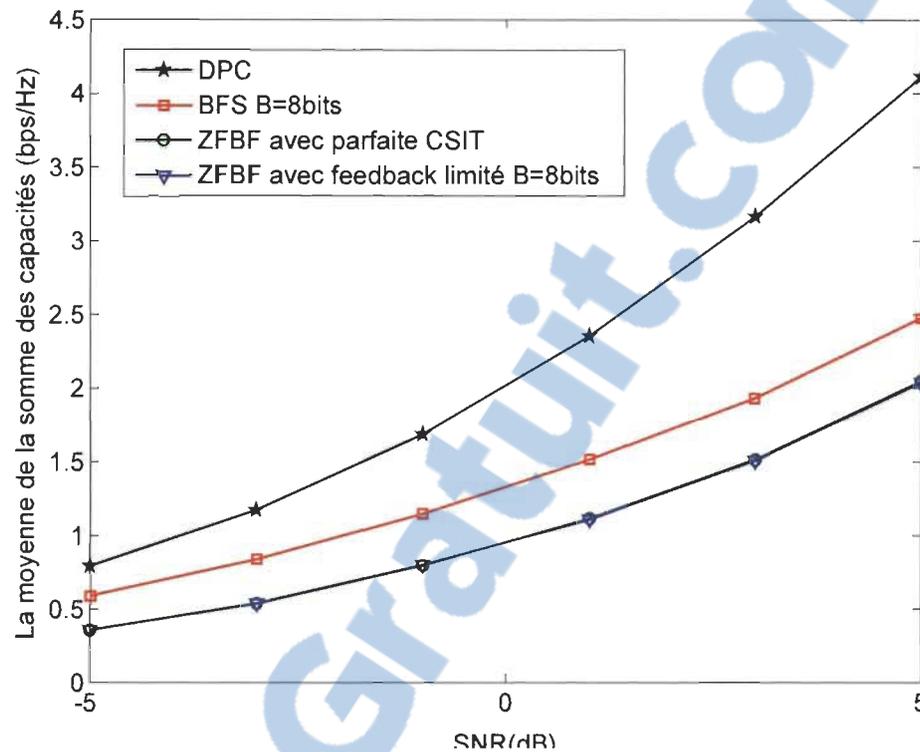


Figure 5.4. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits.

écart prend de l'ampleur lorsque le nombre de bits en feedback diminue.

La figure 5.6 met en évidence une comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités, lorsque le système prend en charge trois antennes d'émission ($N_t = 3$) et trois usagers ($K = 3$). Dans cette simulation, chaque usager retourne sa propre quantification du canal en 8 bits de feedback. D'après la figure 5.6, nous pouvons constater les mêmes observations que le cas de deux usagers, car notre proposition surpasse le ZFBF avec parfaite et partielle CSIT. Ainsi, nous enregistrons pour 2 bps/Hz, plus de 3 dB d'écart entre le BFS et le ZFBF avec feedback limité.

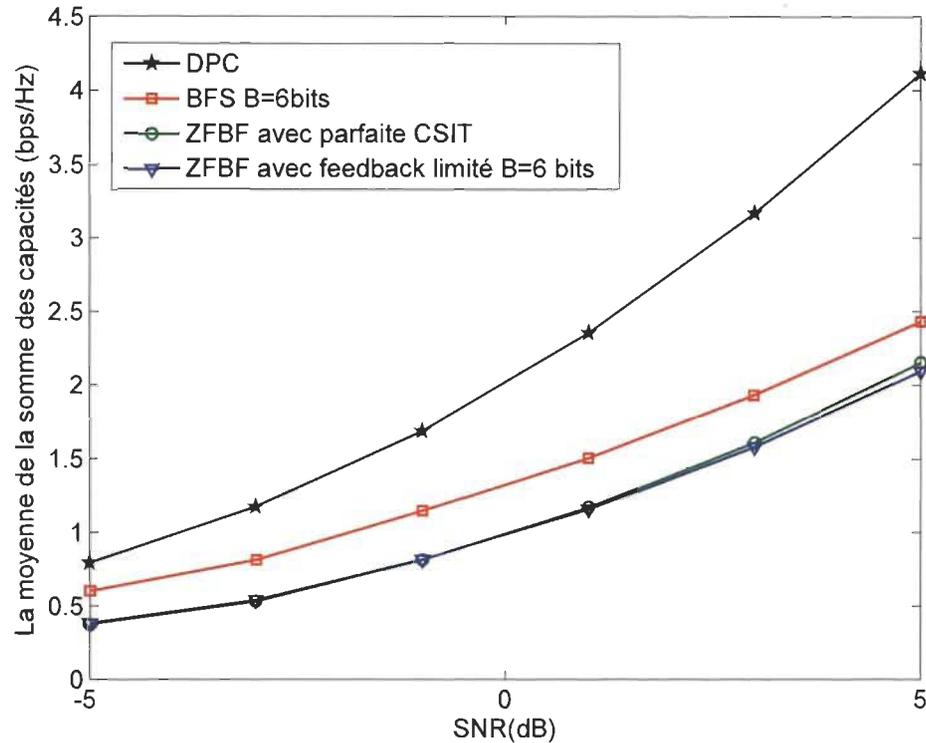


Figure 5.5. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 6$ bits.

Nous changeons le nombre de bits de feedback, B , à 6 bits afin de montrer l'influence de ce dernier sur le gain de multiplexage. Dans la figure 5.7, nous traçons la moyenne de la somme des capacités pour les différentes méthodes de précodage citées auparavant. Par rapport au ZFBF, notre approche a de meilleures performances. Cependant, à un certain moment il y aura une intersection dans les allures, car la pente (le gain de multiplexage) du ZFBF avec parfaite CSIT est différente de la pente de notre proposition. À $SNR = 3$ dB et pour la même quantité de feedback, la somme des capacités du BFS est de 2,3 bps/Hz alors que celle du ZFBF est de

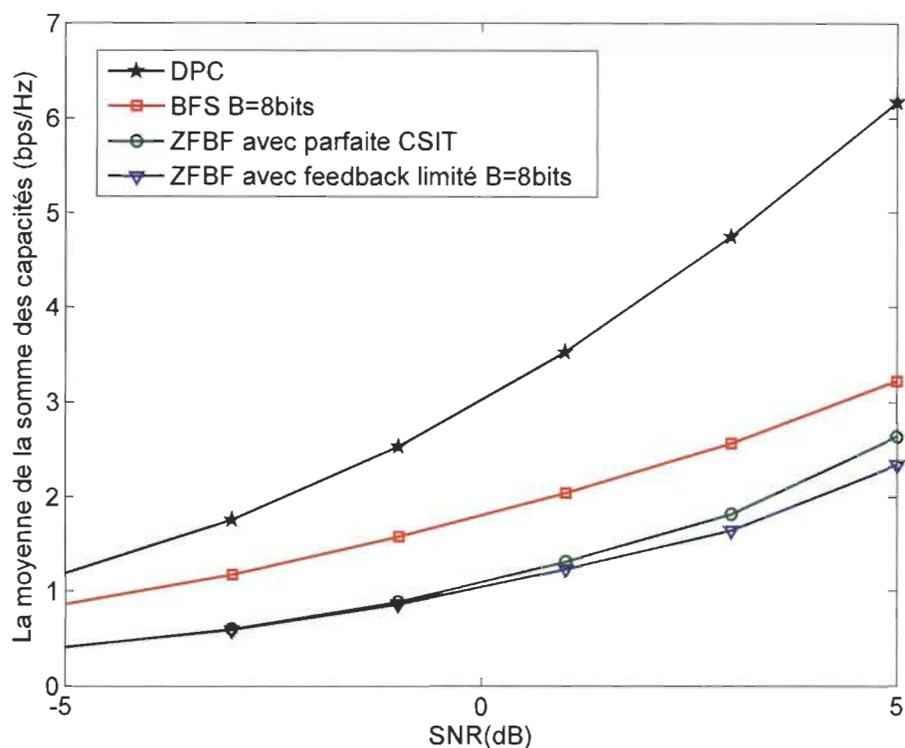


Figure 5.6. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 3$, $N_t = 3$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits.

1,65 bps/Hz. Il est important de noter que ces deux méthodes ont le même gain de multiplexage. Par conséquent, cela prouve que pour atteindre un plein gain de multiplexage, le nombre de bits de feedback devrait évoluer de manière linéaire à la fois avec le SNR en décibels et le nombre d'antennes à l'émission [8].

Il est intéressant de souligner que lorsque le nombre d'utilisateurs et la quantité de feedback augmentent, la quantité F devient importante, ce qui conduit à une recherche exhaustive avec une complexité impraticable.

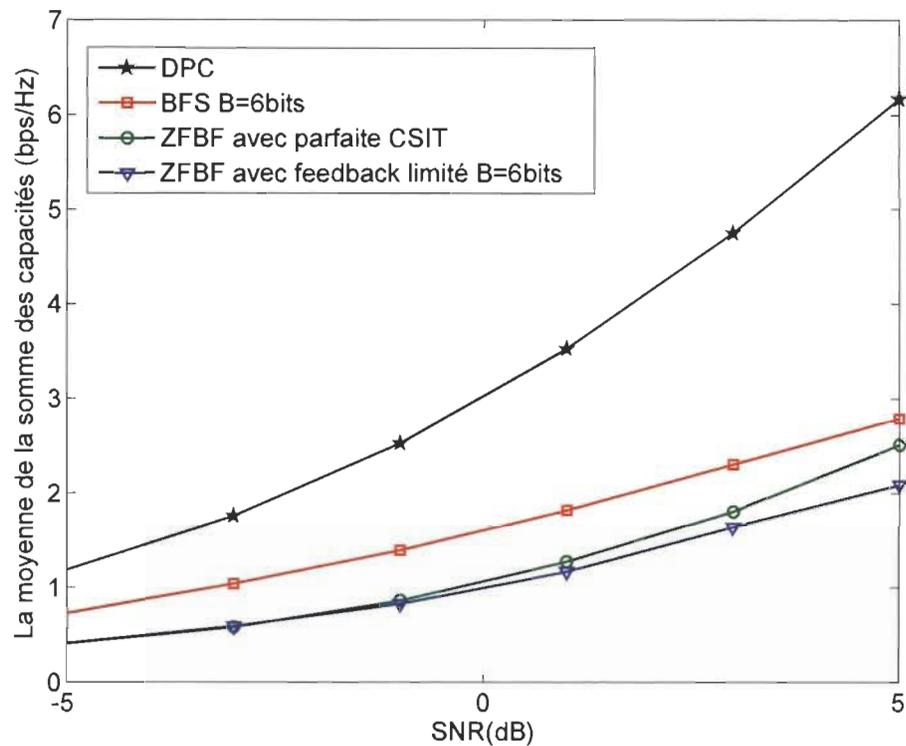


Figure 5.7. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le DPC, le BFS, le ZFBF avec parfaite CSIT et feedback limité [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 3$, $N_t = 3$, $N_r = 1$ et $B = 6$ bits.

5.3 Correction par recherche génétique

Afin de surmonter ce problème, au niveau de la BS, nous adoptons une approche basée sur l'optimisation par les GA. D'où le nom de la troisième méthode, GS (*Genetic Search*). Par conséquent, la recherche des *codewords* qui maximisent la somme des capacités devient moins complexe, ce qui rend notre proposition plus attrayante d'un point de vue pratique.

5.3.1 Description de l'algorithme

Notre objectif est de trouver les *codewords* qui assurent une bonne performance du système tout en réduisant au maximum la recherche exhaustive causée par le BFS. Pour ce faire, nous appliquons les GA au niveau de la BS afin d'optimiser la recherche des meilleurs *codewords*.

Étant donné que l'algorithme proposé ressemble à celui présenté au chapitre 4, nous mettons l'accent seulement sur les étapes qui diffèrent.

A. Construction du chromosome : Dans le GS, la matrice de précodage, \mathbf{W} , est représentée par un chromosome formé d'une chaîne binaire constituée de n gènes (symbole binaire $S \in \{0, 1\}$; comme illustré sur la figure 5.8-a). Ces gènes sont partitionnés en K parties, dans lequel chaque partie représente la position du *codeword* dans le *codebook*. En conséquence, la taille des chromosomes, n , dépend à la fois du nombre d'utilisateurs et des bits de feedback, ainsi $n = KB$. Il convient de noter que le nombre possible de chromosomes est défini comme 2^{KB} .

B. Croisement : Pour effectuer le croisement, nous choisissons aléatoirement deux partenaires (chromosomes), le premier est choisi à partir du groupe de R chromosomes et le seconde à partir du groupe de $(m - R)$ chromosomes restants. Nous devons également choisir, au hasard, K positions, P_k tels que $k = 1, \dots, K$, dont chacune corresponde à une partie du chromosome. L'idée adoptée pour le croisement est

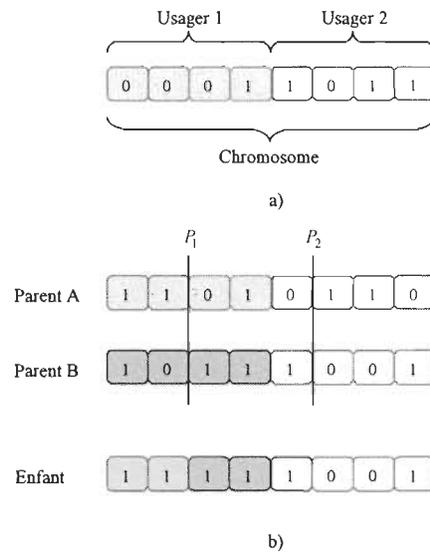


Figure 5.8. Représentation de a) codage du chromosome et b) procédure de croisement pour $K = 2$ et $B = 4$ bits.

montrée dans la figure 5.8-b. Cette dernière illustre un exemple de croisement lorsque le système est équipé de deux usagers ($K = 2$) et communique quatre bits de feedback ($B = 4$).

C. Nouvelle population : À partir des étapes exposées précédemment, nous conservons m chromosomes pour former une nouvelle population Pop^{New} pour la prochaine génération, tout en assurant qu'il n'y a pas de chromosomes qui produisent les mêmes *codewords*.

Les différentes étapes de GA seront répétées, à l'exception de l'initialisation, au cours des G générations. Lorsque ces dernières sont achevées, le choix de la matrice de précodage correspondra au chromosome qui offrira une valeur de somme des capacités

maximale.

5.3.2 *Évaluation des performances*

Dans cette section, nous évaluons la méthode GS qui vise à réduire la recherche exhaustive menée par la deuxième proposition, BFS. Dans cette optique, nous adoptons la même plate-forme de simulation utilisée pour évaluer les performances de la méthode BFS. Dans toutes les simulations, le paramètre R est fixé à 20% de la population afin d'avoir de meilleures performances. Par ailleurs, la taille de la population, m , et le nombre de générations, G , sont variés afin de trouver le bon compromis entre la maximisation des performances et la minimisation de la complexité.

Dans un premier temps, nous considérons un système MU-MIMO avec la configuration suivante : $N_t = 2$, $K = 2$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits. Dans les simulations qui restent, nous considérons seulement le ZFBF avec feedback limité [8] et le BFS comme méthodes de références. La figure 5.9 illustre une comparaison en termes de somme des capacités entre le GS, le BFS, et le ZFBF avec feedback limité. D'après la figure, pour $G = 50$ et $m = 20$, nous pouvons facilement observer que la méthode GS a presque la même performance par rapport à la méthode BFS, avec en plus l'avantage d'être 65 fois moins complexe. En outre, pour $G = 10$ et $m = 10$, soit plus de 650 fois moins complexe, notre proposition (GS) est encore meilleure par rapport au ZFBF. Il est primordial de souligner que, pour la dernière configuration, la complexité supplémentaire de la méthode GS est insignifiante par rapport à la proposition

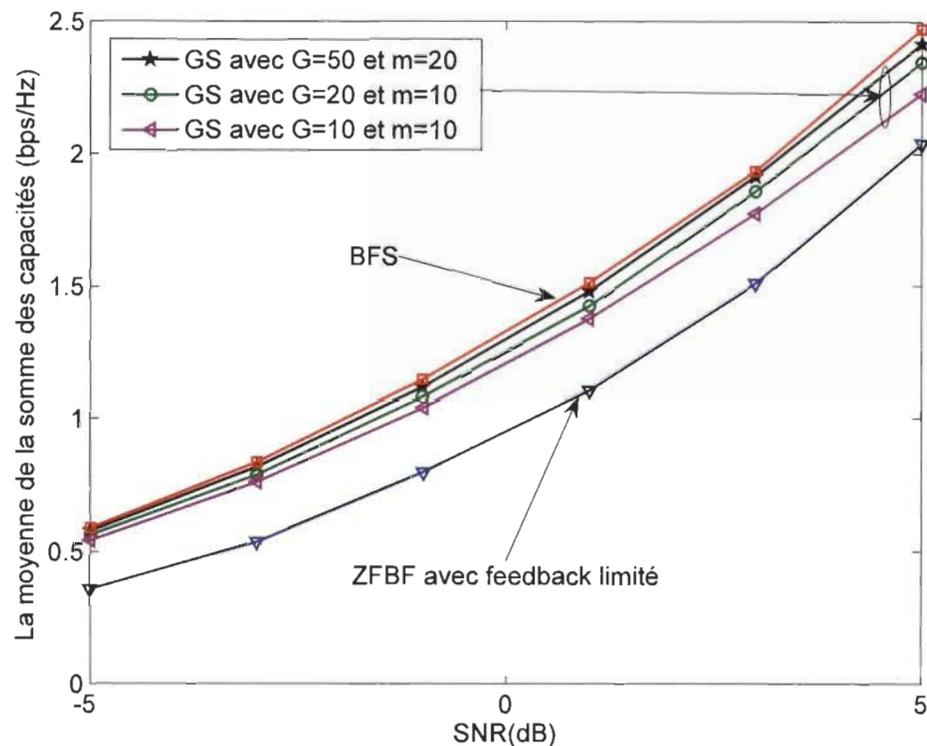


Figure 5.9. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BFS, le ZFBF avec feedback limité [8] et le GS avec ($m = 10, G = 20$; $m = 20, G = 50$ et $m = 50, G = 100$) pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 8$ bits.

de [8]. Dans ce cas de figure, nous observons un gain de 2 dB et 1 dB pour 1 bps/Hz et 2 bps/Hz de capacité, respectivement.

La figure 5.10 présente toujours la même comparaison. Cependant, cette fois-ci, le nombre d'utilisateurs est de trois au lieu de deux. Par conséquent, la méthode BFS entraîne une grande complexité au niveau de la BS. Selon la figure 5.10, nous pouvons adopter, par exemple le cas où $G = 50$ et $m = 20$, ce qui correspond à un compromis complexité/performance acceptable. En effet, pour 2 bps/Hz, la méthode GS perd

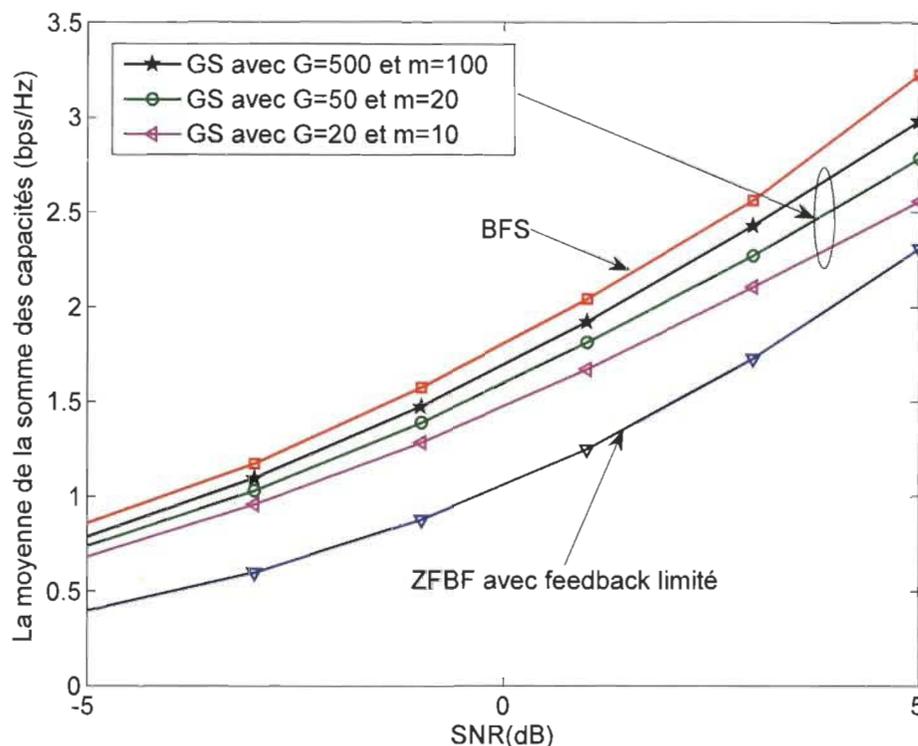


Figure 5.10. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le BFS, le ZFBF avec feedback limité [8] et le GS avec ($m = 10, G = 20$; $m = 20, G = 50$ et $m = 50, G = 100$) pour un système MU-MIMO avec $K = 3, N_t = 3, N_r = 1$ et $B = 8$ bits.

1 dB par rapport à la BFS. En contrepartie, nous observons une double différence de gain entre le GS et le ZFBF avec feedback limité.

L'évolution de la somme des capacités en fonction du nombre de générations pour $m = 10$ est illustrée par la figure 5.11. Dans cette simulation, le système considéré est équipé de $N_t = 2, K = 2$ et $B = 8$ bits de feedback. Nous pouvons constater, selon la figure, qu'au fur et à mesure que le nombre de générations croît, les performances de la méthode GS augmentent et tentent vers les performances du BFS. Il est intéressant

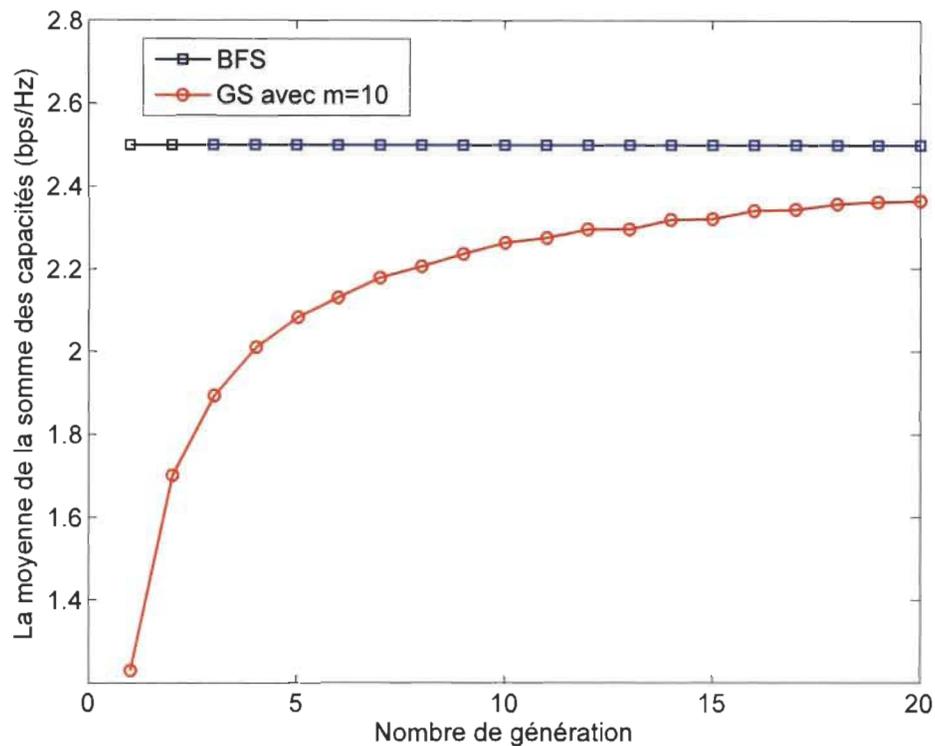


Figure 5.11. Évolution de la somme des capacités en fonction du nombre de génération entre le BS et le GS avec $m = 10$ pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$, $B = 8\text{bits}$ et $SNR = 5\text{dB}$.

de noter que l'algorithme est conçu de telle façon qu'il garde toujours la meilleure valeur de la somme des capacités, ce qui explique la croissance de l'allure de façon continue.

5.3.3 Analyse de complexité

Dans cette section, nous présentons la réduction de la complexité apportée par la méthode GS par rapport à la méthode BFS. Il convient de noter que la complexité de nos propositions est au niveau de la BS. Par ailleurs, dans le processus GA, le croi-

sement et la mutation ne nécessitent pas de ressources matérielles considérables par rapport aux étapes d'évaluation et de sélection. En conséquence, nous avons constaté que l'analyse de la complexité n'est nécessaire que dans les deux étapes dernièrement citées. Ainsi, nous évaluons la complexité de notre approche en termes de nombre de SINR à calculer pour tous les usagers, puisque ce paramètre est considéré comme étant le plus gourmand en calcul dans la fonction sélective. Dans le tableau 5.1, nous avons rapporté le nombre de SINR requis pour chaque méthode pour réaliser le choix des meilleurs vecteurs de précodage, ainsi que le rapport de complexité entre les deux méthodes à comparer. Ce rapport est donné comme suit

$$\rho = \frac{F}{Gm} = \frac{2^B!}{(2^B - K)!Gm}. \quad (5.8)$$

Table 5.1. Comparaison de complexité sur la base du nombre de SINR à calculer pour $B = 8$ bits.

Configurations			BFS	GS	Rapport de complexité
K	G	m	KL	KGm	ρ
2	10	10	130 560	200	653
2	20	10	130 560	400	326
2	50	20	130 560	2 000	65
3	20	10	49 743 360	600	82 905
3	50	20	49 743 360	3 000	16581
3	500	100	49 743 360	150 000	332

D'après le tableau 5.1, nous pouvons conclure que la méthode GS offre une réduction de complexité par rapport à la méthode BFS, notamment lorsque le nombre de bits de feedback et le nombre d'usagers augmente.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept de correction des choix afin de remédier au problème de la perte de rang de la matrice canal, causée par l'adoption du même *codeword* par plus d'un usager. De plus, en vue d'une réalisation pratique, nous avons exposé trois solutions pour réaliser la correction. Les particularités de ces solutions résident dans l'utilisation d'un seul *codebook* pour tous les usagers dans le but de réduire la complexité en termes de ressources matérielles et signaux de contrôle. En effet, dans un premier temps, nous avons proposé une première stratégie de correction, nommée BSC, qui consiste à corriger le choix des meilleurs *codewords* par la retransmission du deuxième meilleur choix. Par rapport aux méthodes de référence, la méthode BSC permet d'avoir de bonnes performances en termes de BER et somme des capacités. Cependant, cette proposition souffre d'un supplément en feedback du principalement au feedback cyclique. Afin de remédier à ce problème, dans un second temps, nous avons proposé une deuxième stratégie, appelée BFS, dont la particularité est qu'elle nécessite comme feedback la quantification du canal seulement. De plus, d'un point de vue correction, la méthode BFS est optimale, puisqu'elle parcourt toutes les possibilités de *codewords* tout en évitant le même choix de vecteur. Toutefois, cette solution devient non souhaitable en pratique, notamment lorsque le nombre d'utilisateurs et la taille du *codebook* augmente. L'adoption des GA, comme troisième stratégie, permet de réduire la recherche exhaustive entraînée par

la méthode BFS, tout en gardant un bon compromis complexité/performance.

Chapitre 6

PRÉCODAGE AVEC FEEDBACK LIMITÉ POUR LES CANAUX SPATIALEMENT CORRÉLÉS

Les problèmes pratiques dans les systèmes MU-MIMO avec feedback limité ont été moins abordés dans la littérature. Par exemple, dans les systèmes de communication sans fil réalistes, le réseau d'antennes rapprochées et l'environnement de propagation des signaux peuvent favoriser la présence de très grands degrés de corrélation dans les canaux de transmission [15]. Par conséquent, l'utilisation de *codebooks* comme celui de GLP, conçu pour des canaux i. i. d. de type Rayleigh, n'est pas très recommandée puisqu'il est très sensible à ce genre de scénario. Il existe des versions modifiées de ce *codebook* [53], spécialement conçues pour les canaux corrélés, cependant, le précodage dans un tel contexte exige des connaissances supplémentaires sur la covariance du canal.

Par ailleurs, la conception de *codebooks* tel que le DFT ne nécessite pas des connaissances sur les statistiques du canal. En effet, ce *codebook* a démontré une performance proche de l'optimale dans le cas des canaux fortement corrélés [64] [86]. Cependant, le *codebook* DFT ne fonctionne pas correctement dans le cas des canaux moyennement corrélés ou non corrélés. D'où la nécessité d'utiliser des *codebooks* hy-

brides, selon le type de canal exposé [63].

Une autre solution pour ce scénario de transmission, consiste à créer des *codebooks* adaptatifs. Dans ce contexte, le *codebook* est ajusté en fonction de la matrice de corrélation du canal [87] [88] [62] [89] [90]. Il est bien connu que le *codebook* adaptatif fournit une bonne performance pour les canaux corrélés. Néanmoins, cela nécessite des connaissances des statistiques d'ordre deux, à la fois au niveau de la BS et aux MS. En outre, la recherche du *codebook* adaptatif et l'ajustement de ce dernier aux deux extrémités de la liaison sans fil, exige plus de complexité en calculs et en signaux de contrôle, car la conception des *codebooks* se fait en ligne.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche de précodage basée sur l'analyse en composantes principales (PCA : *Principal Component Analysis*). Cette nouvelle approche de précodage a pour but de décorrélérer le canal avant la sélection des *codewords*. En effet, notre proposition peut être appliquée à des canaux de transmission avec différents niveaux de corrélation, sans la nécessité d'avoir des connaissances sur les statistiques du canal, ou bien de changer le *codebook* à chaque réalisation de ce dernier, tout en assurant une faible complexité lors du traitement.

6.1 Précodage à base de l'analyse en composantes principales

Dans cette section, nous présentons une approche à faible complexité pour résoudre le problème issu des canaux spatialement corrélés dans un système MU-MIMO. L'approche proposée est basée sur l'application du modèle PCA, qui est considéré

comme une méthode robuste d'analyse de données. En effet, avec l'utilisation du PCA, le choix des vecteurs de précodage se fait avec la considération de la version décorrélée du canal. Par conséquent, contrairement à [87] [88] [62] [89], il n'est pas nécessaire de changer le *codebook* en fonction du type de canal, ou bien d'estimer la matrice de corrélation à chaque réalisation de ce dernier. Ce qui rend notre proposition plus souhaitable d'un point de vue pratique. De plus, notre proposition peut être appliquée pour plusieurs configurations d'antennes à la réception.

6.1.1 Cas d'une seule antenne de réception

Pour le cas d'un système MU-MIMO avec une seule antenne de réception, le canal de transmission peut être spatialement corrélé en émission seulement. En d'autres termes, la matrice de corrélation à la réception est une matrice identité, $\Sigma_r = I_{N_r}$. Pour plus de détails, voir la section 2.4.1. Dans ce cas de figure, l'équation (2.7) devient :

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_k^{(iid)} \Sigma_t^{1/2} \quad (6.1)$$

Lors du processus de précodage, tout d'abord, nous commençons par centrer la CSIR estimée. Le centrage ou bien la soustraction de la moyenne des signaux, représente une partie intégrante du PCA. En effet, dans cette étape, nous enlevons la moyenne de chaque dimension. Par conséquent, le signal résultant, $\bar{\mathbf{h}}_k$, est dit centré ou bien à moyenne nulle.

$$\bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k - \mathbb{E}[\mathbf{h}_k] \quad (6.2)$$

Par la suite, nous devons calculer la matrice d'autocorrélation de la version centrée du canal, notée par Ψ_k , tel que :

$$\Psi_k = \mathbb{E}[\bar{\mathbf{h}}_k \otimes \bar{\mathbf{h}}_k] = \mathbb{E}[\bar{\mathbf{h}}_k \cdot \bar{\mathbf{h}}_k^H] \quad (6.3)$$

Ensuite, nous appliquons à Ψ_k la décomposition en valeurs singulières (SVD : *Singular Value Decomposition*) :

$$\Psi_k = \mathbf{V}_k \Lambda_k \mathbf{U}_k^H \quad (6.4)$$

où Λ_k désigne une matrice diagonale contenant les valeurs singulières de Ψ_k . Les matrices \mathbf{V}_k et \mathbf{U}_k représentent respectivement les matrices singulières de gauche et de droite.

Enfin, contrairement à l'équation (2.10), nous choisissons le *codeword* optimal qui correspond à la version quantifiée du canal non corrélé, notée par $\check{\mathbf{h}} = \mathbf{h}_k \mathbf{U}_k$, tel que :

$$\{\check{\mathbf{h}}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{i=1, \dots, 2^B} |\check{\mathbf{h}}_i| \quad (6.5)$$

6.1.2 Cas de plusieurs antennes de réception

Une particularité de notre approche est qu'elle peut être facilement étendue à un scénario multi-antennes en réception. En d'autres termes, notre proposition peut être utilisée dans le cas où le canal de transmission présente des propriétés de corrélation aux deux extrémités de la liaison sans fil. En effet, pour généraliser l'application de notre approche, le centrage et l'étape de blanchiment peuvent être effectués en utilisant les équations (6.1), (6.2) et (6.3).

Par ailleurs, contrairement à l'équation (6.5), les vecteurs de précodage sélectionnés peuvent être obtenus par la formule suivante :

$$\{\mathbf{w}_k \mid k = 1, \dots, K\} = \arg \max_{i=1, \dots, 2^B} \|\check{\mathbf{H}}\mathbf{c}_i\|_2^2 \quad (6.6)$$

où $\check{\mathbf{H}} = \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{U}_k$ désigne la version non corrélée du canal.

6.2 Évaluation des performances

6.2.1 Cas d'une seule antenne de réception

Dans cette première partie, nous présentons une évaluation des performances en comparant la somme des capacités obtenue par notre proposition, nommée ZFBF-PCA, ainsi que par le ZFBF conventionnel, considéré encore une fois comme une méthode de référence [8]. Pour ce faire, nous considérons un système MU-MIMO en liaison descendante où la BS est équipée par deux antennes d'émission ($N_t = 2$) par lesquelles

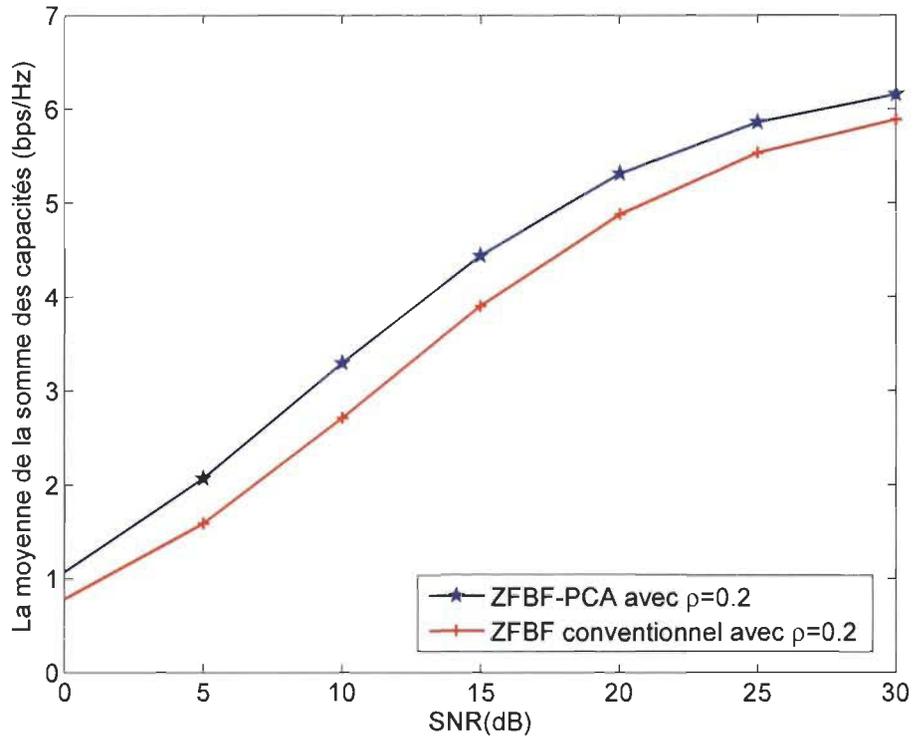


Figure 6.1. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le PCA-ZFBF et le ZFBF conventionnel [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un faible niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.2$.

elle transmet, de façon simultanément et avec une puissance égale, à deux usagers ($K = 2$). Dans ce cas de figure, chaque MS est supposée équipée par une seule antenne de réception ($N_r = 1$). Afin de montrer l'impact de la corrélation sur notre proposition, nous considérons différents niveaux de corrélation, dans lesquels le coefficient de corrélation, ρ , prend des valeurs comme 0, 2 et 0, 8 pour respectivement un fort et un faible niveau de corrélation. Dans toutes les simulations, la quantification des canaux est effectuée par un *codebook* RVQ de taille 16, $P = 16$.

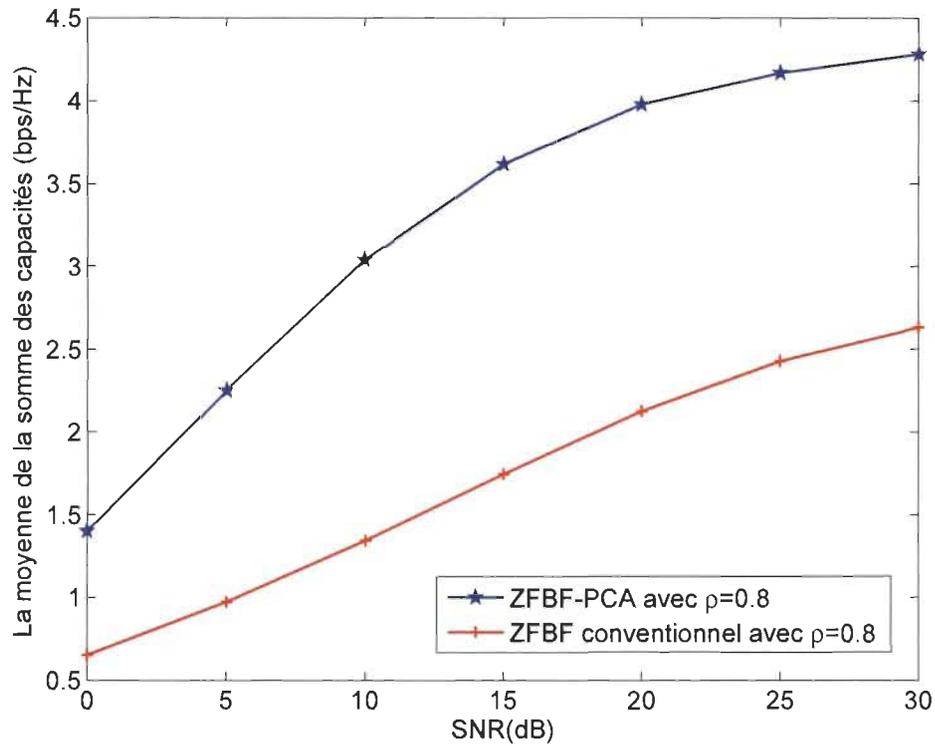


Figure 6.2. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le PCA-ZFBF et le ZFBF conventionnel [8] pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 1$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un fort niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.8$.

La figure 6.1 présente une comparaison entre le ZFBF-PCA et le ZFBF classique en termes de moyenne de la somme des capacités. Dans cette simulation, nous avons considéré le cas de faible niveau de corrélation spatiale, ce qui correspond à $\rho = 0,2$. Pour ce scénario, selon la figure 6.1, nous pouvons constater que notre proposition est plus performante par rapport à la méthode de référence [8]. En effet, à 4 bps/Hz, nous observons un gain de 2,5 dB en termes de SNR.

Pour un canal avec un taux élevé de corrélation spatiale, ce qui correspond à

$\rho = 0,8$ comme coefficient de corrélation, les performances en termes de moyenne de la somme des capacités sont illustrées par la figure 6.2. Selon cette dernière, le niveau de performance atteint par notre approche est beaucoup plus élevé par rapport à la méthode de référence. Ceci s'explique par le fait que, dans notre proposition, nous appliquons la quantification sur un canal déjà décorrélé. D'où, l'optimalité de l'approche proposée.

6.2.2 Cas de plusieurs antennes de réception

Désormais, nous considérons un réseau d'antennes au niveau de chaque MS. Dans ce contexte, il convient de noter qu'encore une fois deux niveaux de corrélation spatiale sont appliqués à la fois pour la BS et les MS, ce qui correspond aux deux coefficients de corrélation $\rho = 0,2$ et $\rho = 0,8$. Dans les simulations suivantes, nous considérons une plate-forme MU-MIMO avec une BS équipée par deux antennes de transmission ($N_t = 2$), et deux MS équipée chacune par deux antennes de réception ($N_r = 2$). Le précodage utilisé dans cette plate-forme correspond à celui exposé à la section 2.5.2.

La figure 6.3 illustre toujours une comparaison en termes de moyenne de la somme des capacités. Cependant, cette fois-ci la comparaison est réalisée entre le précodage avec et sans le PCA. Le résultat de la figure 6.3 renforce notre proposition lorsque nous utilisons un réseau d'antennes à la réception, c.-à-d., le cas où les deux côtés de la liaison sans fil sont exposés à différents niveaux de corrélation spatiale. Dans cette simulation, un faible taux de corrélation spatiale est considéré, $\rho = 0,2$. D'après

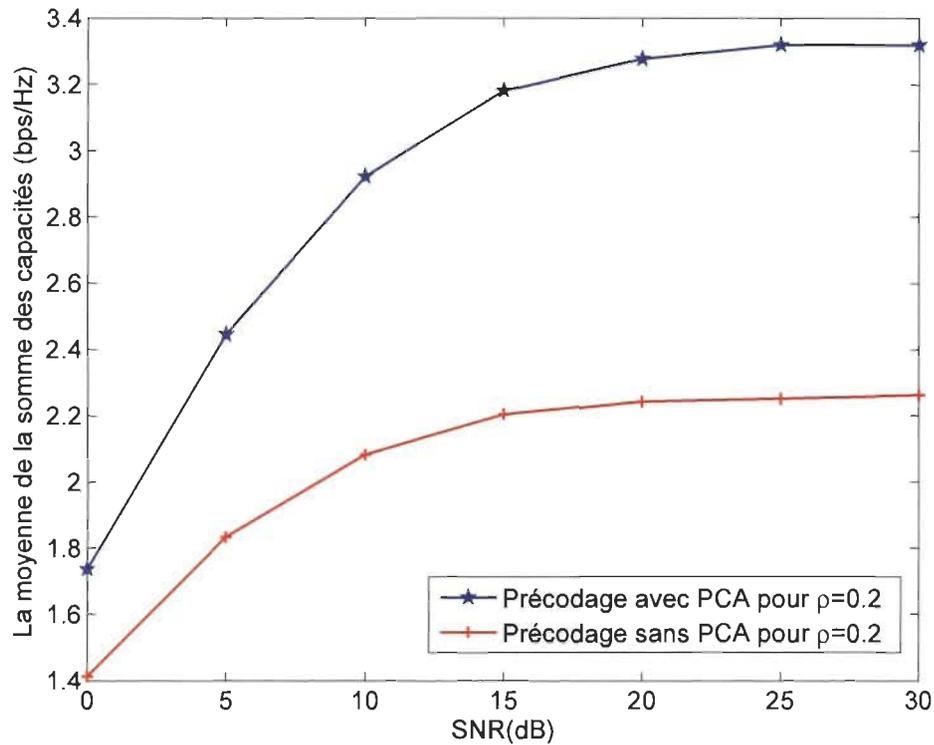


Figure 6.3. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage avec et sans PCA pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un faible niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.2$.

la même figure, nous notons plus de 1 bps/Hz de gain pour un SNR élevé, c.-à-d., lorsque la somme des capacités converge vers la limite de performances.

La comparaison en performance pour un niveau élevé de corrélation ($\rho = 0,8$) est montrée par la figure 6.4. D'après cette dernière, nous constatons que notre approche reste la plus efficace. En effet, nous pouvons prélever de ces deux courbes presque 2 bps/Hz de gain en termes de somme des capacités.

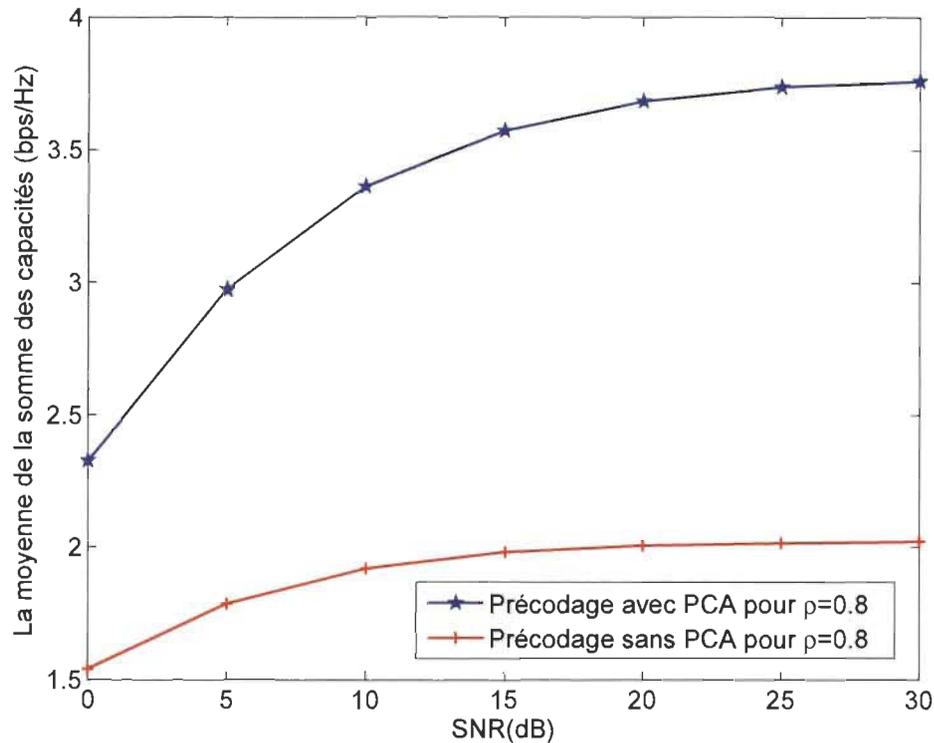


Figure 6.4. Comparaison de la moyenne de la somme des capacités entre le précodage avec et sans PCA pour un système MU-MIMO avec $K = 2$, $N_t = 2$, $N_r = 2$ et $B = 4$ bits, sous un canal corrélé avec un fort niveau de corrélation spatiale, $\rho = 0.8$.

6.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au contexte de transmission MU-MIMO sous des canaux spatialement corrélés. En effet, nous avons proposé une nouvelle approche de précodage avec feedback limité, basée sur l'analyse en composantes principales. La proposition permet d'accomplir le précodage dans ce scénario de transmission sans la nécessité de connaissances sur les statistiques du canal. De plus, aucune modification n'est apportée au niveau des *codebooks*. Par conséquent,

ceci offre à notre approche un avantage pour les systèmes de communication sans fil réalistes. Les résultats de simulations en performances pour plusieurs configurations d'antennes à la réception ainsi que pour différents niveaux de corrélation spatiale ont démontré l'efficacité de notre proposition.

Chapitre 7

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le système MU-MIMO est considéré comme étant une solution prometteuse pour les futurs réseaux de communication sans fil. D'ailleurs, ce système a été adopté dans plusieurs applications et standards, tels que : IEEE 802.16e/m, LTE et LTE-Advanced. En effet, l'utilisation de plusieurs antennes en émission dans un mode multi-utilisateur permet d'atteindre de hautes efficacités spectrales qui augmentent linéairement avec le nombre d'antennes d'émission seulement. Toutefois, ces performances dépendent essentiellement du type de précodage utilisé et de la qualité de la connaissance du canal disponible au niveau de l'émetteur. Pour un bon compromis performance/complexité, le précodage linéaire est le plus approprié. Par ailleurs, pour ce qui est de l'obtention de la CSIT, l'adoption du *codebook* connu sous le nom du précodage unitaire ou bien avec feedback limité reste l'approche de précodage la plus accommodée en mode de transmission FDD. Toutefois, cette approche de précodage souffre de plusieurs inconvénients à la fois d'un point de vue performance et complexité.

Les travaux menés par la présente thèse visent à proposer des solutions pour le précodage dans un contexte de transmission MU-MIMO, sous les hypothèses de la

parfaite CSIT et feedback limité, pour lesquelles les performances doivent être acceptables par rapport aux méthodes de références tout en ayant une faible complexité d'un point de vue ressources matérielles.

Comme évoqué dans le chapitre 1, pour ce faire, il en ressort quatre sous-objectifs distincts atteints :

1. Proposer et concevoir une famille de *codebooks* en vue d'une réalisation matérielle (chapitre 3). Les *codebooks* à présenter doivent avoir des propriétés favorables à une réduction de complexité et ceci d'un point de vue opérations arithmétiques et quantités de mémoire ;
2. Réduire la complexité et la recherche exhaustive lors du précodage au niveau de l'émetteur (chapitre 4), par la proposition d'un critère de sélection et l'adoption d'une approche métaheuristique ;
3. Proposer des solutions afin d'éviter ou bien de réduire le choix du même *code-word* par deux ou plusieurs usagers (chapitre 5) ;
4. Proposer une approche de précodage simple et efficace pour des canaux multi-utilisateurs spatialement corrélés en émission et en réception (chapitre 6).

Après l'exposition des différents sous-objectifs, il est évident que les chapitres 3, 4, 5 et 6 ont été dédiés à l'atteinte des quatre sous-objectifs de notre sujet de thèse.

Par ailleurs, le chapitre 2 vise à présenter les éléments de base nécessaires à la bonne compréhension de ce qui en suit.

7.1 Contributions algorithmiques

Les contributions algorithmiques apportées par ce sujet de recherche visent l'atteinte des quatre sous-objectifs de la thèse. Ces contributions ont été répertoriées dans quatre chapitres :

- Dans le troisième chapitre, la proposition du *codebook* de Kerdock pour un contexte de transmission MU-MIMO permet d'exploiter les gains de précodage et de diversité multi-utilisateur. Les simulations de performances en termes de BER et somme des capacités ainsi qu'une analyse détaillée de complexité, ont démontré que le précodage à base du *codebook* proposé surpasse le précodage à base du *codebook* GLP tout en offrant une réduction en ressources matérielles, notamment en nombre de multiplications. Toutefois, le *codebook* de Kerdock présente l'inconvénient d'avoir une taille qui dépend du nombre d'antennes d'émission. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté le nouveau concept : *codebook* virtuel, qui permet d'exécuter le précodage unitaire sans la nécessité de stocker les *codebooks*. De plus, les éléments des *codebooks* générés présentent une flexibilité de choix ainsi que des propriétés favorables à une réduction de complexité de calcul. En effet, l'originalité de cette approche réside dans le fait que la quantité de feedback représente le *codeword* en ques-

tion et non pas sa position dans un *codebook*. Les résultats de performances en termes de somme des capacités, comparés par rapport à différents types de *codebooks*, ont démontré la supériorité des *codebooks* virtuels. En outre, une comparaison en termes de ressources matérielles a établi que cette approche est propice à une réalisation pratique.

Ce chapitre a fait l'objet des publications suivantes :

- M. Benmimoune and D. Massicotte, “Multi-User MIMO Precoding with Kerdock Codebook,” *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 71-75, York, United Kingdom, 19-22 September, 2010.
 - M. Benmimoune and D. Massicotte, “Virtual Codebook for MIMO Broadcast Channels,” The journal paper will be submitted after the lifting of confidentiality.
- L'intérêt de réduire la complexité du traitement au niveau de l'émetteur est présenté dans le quatrième chapitre. Dans la première partie de ce dernier, nous avons proposé la maximisation du SJNR comme critère de sélection pour le choix des meilleurs *codewords*. Le critère proposé permet d'avoir une bonne performance par rapport au critère de la maximisation de la somme des capacités à la faveur d'une réduction de complexité en termes d'opérations arithmétiques, notamment les opérations complexes. Néanmoins, ce critère est intéressant seulement pour les modes de transmission en TDD. Pour ce qui est de la recherche exhaustive, toujours lors de la sélection des *codewords*, nous avons

proposé une nouvelle approche de précodage basée sur l'optimisation par les GA. L'approche proposée permet une réduction à la fois en recherche et en complexité de calcul, puisque les éléments des *codewords* sont conçus spécialement pour éviter les multiplications. Par rapport à la méthode de référence [50], notre proposition offre de remarquables performances tout en réduisant la complexité du traitement. Cependant, l'algorithme nécessite encore quelques améliorations dans le but d'accélérer la convergence et par conséquent de réduire davantage la complexité du précodeur.

Ce chapitre a fait l'objet des publications suivantes :

- M. Benmimoune and D. Massicotte, "Grassmannian Precoding for Multi-User MIMO System Based on the Maximal SJNR Criterion," *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 471-475, York, United Kingdom, 19-22 September, 2010.
 - M. Benmimoune and D. Massicotte, "Multi-User MIMO Precoder Design Via Genetic Search," *IEEE 74th Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1-5, San Francisco, USA, 5-8 September, 2011.
- Le concept de correction des choix a été introduit, dans le cinquième chapitre, afin de faire face à la perte de rang dans la matrice de canal. Cette perte, appelée également réduction de la dimension spatiale, est causée par le choix du même *codeword* par plusieurs usagers. En effet, trois stratégies de correction ont été proposées à cet effet. Dans la première proposition, nous avons adopté une correction au niveau des MS, basée sur le deuxième meilleur choix. Il est

clair que cette solution offre une correction acceptable, résultant ainsi un gain en performance par rapport aux méthodes de références, elle souffre, cependant, d'un supplément en matière de feedback causé principalement par le feedback par cycle. Pour remédier à ce problème, une deuxième stratégie a été proposée, nécessitant une quantification du canal seulement. De plus, la sélection des *codewords* est effectuée au niveau de la BS. Par conséquent, cette solution permet à la fois d'éviter le feedback par cycle et d'adopter un autre critère de sélection tout en évitant le même choix par plus d'un usager, ce qui renforce davantage les performances du système. Malgré que, cette stratégie de correction est optimale dans le sens où la correction des choix est totale. Néanmoins, elle devient impraticable lorsque le nombre d'utilisateurs et la taille du *codebook* augmente, car elle entraîne une recherche exhaustive lors de la sélection des *codewords*. Basée sur l'optimisation par les GA, une troisième stratégie a été proposée. Ce schéma de correction bénéficie d'une complexité réduite par rapport à la deuxième solution tout en garantissant un bon compromis performance/complexité.

Ce chapitre a fait l'objet des publications suivantes :

- M. Benmimoune, D. Massicotte and S. Roy, "Codewords Correction in MIMO Broadcast Channels Using Genetic Algorithm," Submitted to *IEEE Transaction on Wireless Communications* 2013.
- M. Benmimoune, D. Massicotte and S. Roy, "Genetic Algorithm Optimization for Codewords Correction in MIMO Broadcast Channels," *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and systems (MWSCAS)*, Boise, Idaho, USA, 5-8 August 2012.
- M. Benmimoune, D. Massicotte and S. Roy, "Second Best Codeword for MIMO Broadcast Channels with Limited Feedback," *International Con-*

ference on Wireless and Mobile Communications, Nice, France, 21-26 July 2013.

- Enfin, dans le sixième chapitre, nous avons considéré un contexte de transmission MU-MIMO avec feedback limité, sous des canaux de transmission spatialement corrélés en émission et en réception. Afin de pallier au problème occasionné par la corrélation des canaux tout en gardant le *codebook* sans aucune modification, nous avons proposé une méthode de précodage à la fois simple et efficace, qui repose sur le modèle PCA. La méthode proposée permet d'éliminer les effets de la corrélation et ceci pour différentes configurations d'antennes à la réception ainsi que pour différents niveaux de corrélation. Les résultats de simulation en termes de somme des capacités ont démontré l'efficacité de notre proposition.

Ce chapitre a fait l'objet de la publication suivante :

- M. Benmimoune, S. Hachemi and D. Massicotte, "PCA Model for Correlated Fading in MIMO Broadcast Channels," The journal paper will be submitted after the lifting of confidentiality.

7.2 Travaux et perspectives futurs

Afin de compléter l'étude sur la correction des choix, nous devons améliorer la convergence de la solution GS en mettant au point des étapes plus élaborées au niveau de

l'algorithme. Bien entendu, ceci s'applique également pour l'algorithme proposé dans le chapitre 4. Par ailleurs, dans notre étude, le modèle de feedback introduit ne considère pas le délai d'acquisition de la CSIT. Dans la pratique, ce délai est inévitable et il devrait être pris en considération dans les travaux futurs.

Pour les canaux spatialement corrélés, il pourrait être utile d'étudier le concept du *codebook* virtuel dans ce contexte de transmission, en supposant par exemple une forme adaptative de ce genre de *codebook*. En effet, puisque le *codebook* virtuel est composé principalement d'un nombre restreint d'éléments, l'utilisation de cette approche devrait être avantageuse lors de la mise à jour des *codebooks* des deux cotés de la liaison sans fil, car seuls quelques symboles vont être échangés entre la BS et les MS. Par ailleurs, l'adoption de l'approche émergente nommée acquisition comprimée (CS - *Compressive Sensing*) est fortement recommandée, puisque l'application de l'approche CS sur la CSIR permettrait à la fois de réduire la quantité de feedback et de remédier au problème provoqué par la corrélation des canaux. En effet, à la base, le CS est une approche de compression des données, ce qui engendre la réduction de feedback. De plus, étant donné que dans le processus du CS, un pré-traitement est nécessaire basé sur le principe de la décorrélation de la CSIR avant compression, ce qui rendrait cette approche plus souhaitable à ce contexte de transmission. L'application de la CS pour des canaux MU-MIMO spatialement corrélés a fait l'objet d'un stage d'été [91]. Dans un premier temps, nous avons évalué notre proposition pour un scénario non corrélé, dont le but a été d'illustrer les performances et le comportement

de cette approche dans un contexte MU-MIMO. Les résultats de simulations ont montré que l'utilisation du CS pourrait être bénéfique, puisque les performances du ZFBF-CS étaient meilleures par rapport au ZFBF conventionnel. De plus, le schéma proposé nécessite une faible quantité de feedback ainsi que de ressources matérielles dans le processus de la recherche en ligne. Par ailleurs, les résultats de simulations dans un scénario corrélé, même si elles sont incomplètes, ont montré un intérêt pour l'application de l'approche CS. Toutefois, il est important de mentionner que tous ces résultats ont été obtenus avec l'utilisation d'un pré-traitement à base de l'approche optimale KLT (*Karhunen-Loève Transform*), dont l'usage en pratique n'est pas très recommandé, car elle repose sur des hypothèses irréalisables. Une version modifiée de la conception KLT a été proposée, visant des hypothèses plus pratiques. Les résultats préliminaires, avec le nouveau concept, ont montré une convergence de l'erreur de quantification lorsque $|\rho|$ augmente. Cependant, les performances présentées n'ont pas été comme attendues. Ainsi, une évaluation et une analyse plus profonde sont nécessaires afin de résoudre ce problème. Dans les travaux futurs, nous envisageons de poursuivre l'étude par une analyse analytique afin de justifier les gains montrés par les résultats en performances. En outre, nous pensons qu'une analyse de complexité demeure essentielle pour démontrer les gains en ressources matérielles.

De manière générale, nous devons tenir compte des différentes causes d'incertitudes de la connaissance de l'état du canal, à savoir celles dues aux erreurs d'estimations du canal, à l'effet de la quantification, au bruit additif et aux évanouissements de la

voie de contrôle.

Enfin, il serait intéressant d'étendre les différentes études et les concepts proposés dans cette thèse à un scénario multi-cellule. Ce schéma de transmission est plus réaliste dans le sens où il tient compte d'une autre forme d'interférence, à savoir l'interférence multi-cellule.

RÉFÉRENCES

- [1] 3GPP TR 25.913 V8.0.0. Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (Release 8). Dec. 2008.
- [2] 3GPP TR 36.913 V8.0.1. Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced) (Release 8). 2009.
- [3] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, “An overview of MIMO Communications A key to gigabit wireless,” *Proc. IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198-218, Feb. 2004.
- [4] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, and P. Smith, “From theory to practice: An overview of space-time coded MIMO wireless systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2003.
- [5] D. Gesbert, M. Kountouris, J. R. W. Heath, C. B. Chae, and T. Salzer, “From Single user to Multiuser Communications: Shifting the MIMO paradigm,” *IEEE Sig. Proc. Magazine*, 2007.
- [6] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An introduction to the multi-user MIMO downlink,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.

- [7] M. L. Honig, *Advances in multiuser detection*, John Wiley, Hoboken, New Jersey, USA, 2009.
- [8] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite rate feedback," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045-5059, Nov. 2006.
- [9] B. Hassibi and M. Sharif, "Fundamental Limits in MIMO Broadcast Channels," *IEEE J. on Sel. areas in comm.*, Sep. 2007.
- [10] M. Vu and A. Paulraj, "MIMO Wireless Linear Precoding," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 86-105, Sept. 2007.
- [11] G. Tsoulos, *MIMO system technology for wireless communications*, CRC, 2006.
- [12] D. Love, R. Heath, W. Santipach, and M. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 54-59, Oct. 2004.
- [13] D. Love, R. Heath, V. Lau, D. Gesbert, B. Rao, and M. Andrews, "An overview of limited feedback in wireless communication systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 26, No. 8, pp. 1341-1365, Oct. 2008.
- [14] P. Ding, D. J. Love, and M. D. Zoltowski, "Multiple antenna broadcast channels with shape feedback and limited feedback," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, pp. 3417-3428, July 2007.

- [15] B. Clerckx, G. Kim and S. J. Kim, "Correlated Fading in Broadcast MIMO Channels: Curse or Blessing?," *IEEE Globecom*, 2008.
- [16] M. Benmimoune and D. Massicotte, "Virtual Codebook for MIMO Broadcast Channels," The journal paper will be submitted after the lifting of confidentiality.
- [17] M. Benmimoune and D. Massicotte, "Multi-user MIMO precoding with Kerdock codebook," *Int. Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 71-75, UK, Sept. 2010.
- [18] M. Benmimoune and D. Massicotte, "Grassmannian precoding for multi-user MIMO system based on the maximal SJNR criterions," *Int. Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 471-475, UK, Sept. 2010.
- [19] M. Benmimoune and D. Massicotte, "Multi-User MIMO Precoder Design Via Genetic Search," *IEEE 74th Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, San Francisco, USA, 5-8 September 2011.
- [20] M. Benmimoune, D. Massicotte and S. Roy, "Second Best Codeword for MIMO Broadcast Channels with Limited Feedback," Submitted to IEEE International Conference on Digital Signal Processing, Santorini, Greece, 1-3 July 2013.
- [21] M. Benmimoune, D. Massicotte and S. Roy, "Genetic Algorithm Optimization for Codewords Correction in MIMO Broadcast Channels," *IEEE International*

- Midwest Symposium on Circuits and systems (MWSCAS)*, pp. 1184-1187, Boise, Idaho, USA, 5-8 August 2012.
- [22] M. Benmimoune and D. Massicotte, "Codewords Correction in MIMO Broadcast Channels Using Genetic Algorithm," Submitted to *IEEE Vehicular Technology Transaction*, 2012.
- [23] M. Benmimoune S. Hachemi, and D. Massicotte, "PCA Model for Correlated Fading in MIMO Broadcast Channels," The journal paper will be submitted after the lifting of confidentiality.
- [24] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [25] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Selec. Areas in Comm.*, vol. 16. no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
- [26] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, 1998.
- [27] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading

- environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [28] I. E. Telatar, “Capacity of multi antenna Gaussian channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, 1999.
- [29] Samsung Electronics, “Downlink MIMO for EUTRA,” 3GPP TSG RAN WG1 N°44/R1-060335, Feb. 2006.
- [30] IEEE 802.16e-2005, “IEEE standard for local and metropolitan area networks - Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems,” Feb. 2006.
- [31] IEEE C802.16m-08/1182r3, “Codebook design for IEEE 802.16m MIMO Schemes,” Sep. 2008.
- [32] H. Holma, A. Toskala, *LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced*. John Wiley and Sons Ltd, 2011.
- [33] G. Caire and S. Shamai (Shitz), “On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, Jul. 2003.
- [34] D. N. C. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.

- [35] A. B. Gershman and N. D. Sidiropoulos, *Space-Time Processing for MIMO Communications*, Chichester, U.K.: Wiley, 2005.
- [36] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29, no.3, pp. 439-441, May 1983.
- [37] N. Jindal and A. Goldsmith, "Dirty-paper coding versus TDMA for MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 5, pp. 1783-1794, May 2005.
- [38] V. Stankovic and M. Haardt, "Successive optimization Tomlinson-Harashima precoding (SO-THP) for multi-user MIMO systems," *IEEE ICASSP*, vol. 3, pp. 18-23, March 2005.
- [39] P. L. Athanasios, "Tomlinson-Harashima precoding with partial channel knowledge," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 53, no.1, pp. 5-9, Jan. 2005.
- [40] C. Peel, B. Hochwald, A. Swindlehurst, "Vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 53, no.1, pp. 195-202, 2005.
- [41] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp.461-471, Feb. 2004.

- [42] W. Xuzhen, N. Kai, H. Zhiqiang, Y. Guangwei and L. Hui, "Robust THP Design with the Presence of Errors in CSIT Acquisition," *Communication China Research Paper*, pp. 87-86, 2010.
- [43] M. Haardt, V. Stankovic, G. Del Galdo, "Efficient multi-user MIMO downlink precoding and scheduling," *Int. Workshop on computational Advances in Multi-Sensor Adaptive processing*, pp. 237-240, 2005.
- [44] V. Stankovic and M. Haardt, "Multi-user MIMO downlink precoding for users with multiple antennas," in *Proc. of the 12-th Meeting of the Wireless World Research Forum (WWRF)*, Toronto, ON, Canada, November 2004.
- [45] A. Narula, M. J. Lopez, M. D. Trott, and G. W. Wornell, "Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no.8, pp. 1423-1436, October 1998.
- [46] E. Visotsky and U. Madhow, "Space-time transmit precoding with imperfect feedback," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, no.6, pp. 2632-2639, Sept. 2001.
- [47] C. C. Kuo, S. H. Tsai, L. Tadjpour, Y. H. Chang, *Precoding Techniques for Digital Communication Systems*, Springer, 2008.
- [48] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications*. Orlando, FL: Academic Press, 2007.

- [49] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 528-541, Mar. 2006.
- [50] S. Fang, L. H. Li, and P. Zhang, "Grassmannian precoding MU-MIMO scheme," *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Elsevier*, vol. 15, no. 3, pp. 105-109, Sept. 2008.
- [51] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On Beamforming with Finite Rate Feedback in Multiple-Antenna Systems," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 49, pp. 2562-2579, Oct. 2003.
- [52] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [53] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., "Grassmannian Beamforming on Correlated MIMO Channels," *Proc. Globecom*, Dallas, 2004.
- [54] P. Xia and G. B. Giannakis, "Design and analysis of transmit beamforming based on limited-rate feedback," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Los Angeles, CA, Sep. 26-29, 2004.

- [55] J. C. Roh and B. Rao, "Transmit beamforming in multiple antenna systems with finite rate feedback: A VQ-based approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, pp. 1101-1112, March 2006.
- [56] S. Lloyd, "Least squares quantization in pcm," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 28, pp. 129-137, Mar. 1982.
- [57] A. Gersho and R. M. Gray. *Vector Quantization and Signal Compression*. Kluwer Academic Publishers, 1992.
- [58] W. Santipach and M. Honig, "Signature optimization for CDMA with limited feedback," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 10, pp. 3475-3492, Oct. 2005.
- [59] W. Santipach and M. Honig, "Asymptotic capacity of beamforming with limited feedback," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, Chicago, IL, p. 290, 2004.
- [60] B. M. Hochwald, T. L. Marzetta, T. L. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1962-1973, Sep. 2000.
- [61] P. Xia, S. K. Yong, H. Niu, J. Oh and C. Ngo, "DFT Structured Codebook Design with Finite Alphabet for High Speed Wireless Communications," *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 10-13, 2009.

- [62] L. Wan, X. Zhong, Y. Zheng and S. Mei, "Adaptive Codebook for Limited Feedback MIMO System," *International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, pp. 1-5, 2009.
- [63] S. Li, H. Jia and J. Kang, "Robust Codebook Design Based on Unitary Rotation of Grassmannian Codebook," *IEEE Vehicular Tech. Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [64] D. Yang, L. L. Yang and L. Hanzo, "DFT-based Beamforming Weight-Vector Codebook Design for Spatially Correlated Channels in the Unitary Precoding Aided Multiuser Downlink," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 1-5, 2010.
- [65] J. Zhu, J. Liu, X. She, L. Chen, "Investigation on Precoding Techniques in E-UTRA and Proposed Adaptive Precoding Scheme for MIMO Systems," *14th Asia-Pacific Conference on Communications*, pp.1-5, 2008.
- [66] D. J. Ryan, I. V. L. Clarkson, I. B. Collings, D. Guo, and M. L. Honig, "QAM codebooks for low-complexity limited feedback MIMO beamforming," in *Proc. IEEE Intl. Conf. on Comm.*, pp. 4162-4167, 2007.
- [67] T. Inoue and R. W. Heath Jr., "Kerdock Codes for Limited Feedback MIMO Systems," in *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 3113-3116, 2008.
- [68] T. Inoue and R. W. Heath, Jr., "Kerdock Codes for Limited Feedback Precoded

- MIMO Systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 9, pp. 3711-3716, Sept. 2009.
- [69] F. Cao, M. Sandell, F. Tosato, “A codebook with low complexity for limited feedback precoding,” *PIMRC*, pp. 1302-1306, 2009.
- [70] R. W. Heath, Jr., T. Strohmer, and A. J. Paulraj, “On quasi-orthogonal signatures for CDMA systems,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 3, pp. 1217-1226, 2006.
- [71] T. Yoo, N. Jindal, and A. Goldsmith, “Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 7, pp. 1478-1491, Sept. 2007.
- [72] S. Fang, G. Wu, and L. H. Li, “Multi-User MIMO Linear Precoding with Grassmannian Codebook,” *International Conference on Communications and Mobile Computing*, pp. 250-255, 2009.
- [73] S. Zhou and B. Li, “BER criterion and codebook construction for finite rate precoded spatial multiplexing with linear receivers,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 5, pp. 1653-1665, May 2006.
- [74] D. J. Love, “Grassmannian subspace packing,” July 2004. [Online]. Available: <https://engineering.purdue.edu/djlove/grass.html>

- [75] K. Huang, J. G. Andrews, R. W. Heath Jr., "Performance of Orthogonal Beamforming for SDMA with Limited Feedback," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 1, pp. 152-164, Jan. 2009.
- [76] S. Fang, G. Wu, and L. H. Li, "Dual Codebook Based Multi-User MIMO Precoding and Scheduling Scheme with Limited Feedback," *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, pp. 19-23, 2009.
- [77] S. Fang, L. H. Li, and P. Zhang, "Non-Unitary Codebook Based Precoding Scheme for Multi-User MIMO with Limited Feedback," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 678-682, 2008.
- [78] S. Fang, G. Wu, and L. H. Li, "Optimal multiuser MIMO linear precoding with LMMSE receiver," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Article ID 197682, pp. 1-10, 2009.
- [79] S. C. Huang, W. H. Fang, H. S. Chen, and Y. T. Chen, "Hybrid genetic algorithm for joint precoding and transmit antenna selection in multiuser MIMO systems with limited feedback," *IEEE 71st Veh. Technol. Conf.*, pp. 1-5, 2010.
- [80] Y. Wu, J. Zhang, M. Xu, S. Zhou, and X. Xu, "Multiuser MIMO downlink precoder design based on the maximal SJNR criterion," in *Proc. IEEE Globecom*, vol. 5, pp. 2694-2698, Nov. 2005.

- [81] M. Sadek, A. Tarighat and A. H. Sayed, "A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user mimo channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1711-1721, 2007.
- [82] J. H. Holland, *Adaptation In Natural And Artificial Systems*, University of Michigan Press, 1975.
- [83] C. Darwin, *On the Origin of Species*, John Murray, U.K., 1859.
- [84] M. Egan, C. K. Sung, and I. B. Collings, "Codebook Design for the Finite Rate MIMO Broadcast Channel with Zero-Forcing Precoding," *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-5, 2011.
- [85] M. Assaad and D. Zeghlache, *TCP Performance over UMTS-HSDPA System*, CRC Press, NY, USA, 2006.
- [86] F. Yuan, S. Han, C. Yang, Y. Zhang, G. Wang and M. Lei, "Weighted DFT Codebook for Multiuser MIMO in Spatially Correlated Channels," *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, 2011.
- [87] R. Samanta, R. W. Heath, "Codebook Adaptation for Quantized MIMO Beamforming Systems," in *Proc. IEEE Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers*, pp. 376-380, 2005.

- [88] K. Amiri, D. Shamsi, B. Aazhang and J. R. Cavallaro, “Adaptive codebook for beamforming in limited feedback MIMO systems,” in *Proc. 42nd Conf. on Inf. Sciences and Systems*, March 2008.
- [89] T. Shuang, T. Koivisto, H.-L.Määttänen, K. Pietikäinen, T. Roman, and M. Enescu, “Design and evaluation of LTE-advanced double codebook,” in *Proc. IEEE VTC*, pp. 1-5, Apr. 2011.
- [90] K. Schober, R. Wichman and T. Koivisto, “MIMO adaptive codebook for closely spaced antenna arrays,” *European Signal Processing Conference*, pp. 106-110, 2011.
- [91] M. Benmimoune, “Compressive Sensing for MIMO Broadcast Channels,” Summer internship report, p. 20, Imperial College London, Summer 2012.