



**HAL**  
open science

# Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multi-utilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques

Antoine Rozé

► **To cite this version:**

Antoine Rozé. Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multi-utilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques. Electronique. INSA de Rennes, 2016. Français. NNT : 2016ISAR0014 . tel-01496719

**HAL Id: tel-01496719**

**<https://theses.hal.science/tel-01496719>**

Submitted on 27 Mar 2017

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Thèse

UNIVERSITE  
BRETAGNE  
LOIRE

**THESE INSA Rennes**  
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire  
pour obtenir le titre de  
DOCTEUR DE L'INSA RENNES  
Spécialité : Electronique et Télécommunications

présentée par

**Antoine ROZÉ**

ECOLE DOCTORALE : *MATISSE*

LABORATOIRE : *IETR*

**Massive MIMO, une  
approche angulaire  
pour les futurs systèmes  
multi-utilisateurs aux  
longueurs d'onde  
millimétriques**

**Rodolphe Legouable**

Chef de projet, b<>com, Cesson Sévigné / Invité

**Thèse soutenue le 17.10.2016  
devant le jury composé de :**

**Jean-Pierre Cances**

Professeur des universités, ENSIL, Limoges / Président

**Michel Terré**

Professeur des universités, CNAM, Paris / Rapporteur

**Geneviève Baudoin**

Professeur ESIEE, Paris / Rapporteur

**José Radzik**

Enseignant chercheur, ISAE-SUPAERO, Toulouse / Examineur

**Maryline Hélard**

Professeur des universités, INSA, Rennes / Directrice de thèse

**Matthieu Crussière**

Maître de conférence, INSA, Rennes / Co-Encadrant

**Charlotte Langlais**

Maître de conférence, Télécom Bretagne, Brest / Co-Encadrant

Massive MIMO, une approche angulaire  
pour les futurs systèmes multi- utilisateurs  
aux longueurs d'onde millimétriques

Antoine Rozé



En partenariat avec

**b com**

# Remerciements

Je souhaite dans un premier temps remercier chaleureusement Maryline Hélard, Matthieu Cruss iere et Charlotte Langlais, mes encadrant durant ces 3 années de thèse. La pédagogie dont ils ont fait preuve, et la confiance qu'ils m'ont donn e en me laissant autonome sur la recherche et la mise en  oeuvre de mes idées, a permis à ce mémoire d'être un réel reflet de mes compétences de recherche.

Je souhaite également remercier profondément Jean-Pierre Cances d'avoir accept e la présidence du jury ainsi que Michel Terré et Geneviève Baudoin pour leur rôle de rapporteur. J'associe également à ces remerciements José Radzik, pour avoir examin e ces travaux, et Rodolphe Legouable pour y avoir contribué en y apportant la vision de l'entreprise.

Un remerciement est également de rigueur pour l'ensemble des salariés et mis-à-disposition que j'ai eu le plaisir de côtoyer pendant ces trois années, particuli ement les membres du laboratoire Network Interfaces avec lesquels j'ai eu le plaisir d'évoluer au sein du projet RS-COM. Je me dois de citer particuli ement Florian Lebeau, tout d'abord pour qu'il puisse à présent se vanter de faire partie des remerciements de travaux de thèse, et aussi parce qu'il le mérite.

Je me dois aussi d'exprimer ma gratitude à l'entreprise b<>com d'une manière générale, dont j'ai été un des premiers doctorants. Le dynamisme souhait e, quant à la mise en  oeuvre de nouvelles manières de penser et de nouveaux fonctionnement de travailler, ont permis à cette première expérience d'être faite sur mesure et donc d'optimiser l'efficacité de ceux qui choisissent d'en bénéficier. Je considère donc avoir été très chanceux de faire partie de cette expérience extrêmement enrichissante.

Mon dernier remerciement est évidemment destin e à ma famille et mes amis, et tout particuli ement   Andrey Fedosov, Killian Hamon et Thomas

Legros avec qui je partage une expérience artistique qui m'est très chère et dont la confiance qu'il me portent est un pilier sur lequel repose mon énergie et ma bonne humeur.

# Sommaire

<b>Remerciements</b>	<b>3</b>
<b>Table des figures</b>	<b>8</b>
<b>Notations Mathématiques</b>	<b>12</b>
<b>Glossaire</b>	<b>16</b>
<b>Introduction</b>	<b>17</b>
<b>1 Les systèmes à grand nombre d’antennes dans le contexte 5G</b>	<b>23</b>
1.1 Définition d’un système Massive MIMO multi-utilisateurs . . . . .	24
1.2 Architectures réseau et techniques multicellulaires coopératives	25
1.2.1 Réseaux hétérogènes (HetNets) . . . . .	26
1.2.2 Small Cells . . . . .	26
1.2.3 ICIC (Inter Cell Interference Coordination) . . . . .	28
1.2.4 CoMP (Coordinated Multi-Point) . . . . .	28
1.2.5 Résumé des points forts des architectures hétérogènes .	30
1.3 Longueurs d’onde millimétriques (mmWave) . . . . .	31
1.3.1 Généralités . . . . .	31
1.3.2 Application aux systèmes Massive MIMO . . . . .	32
1.4 Principales limitations d’un système Massive MIMO . . . . .	34
1.4.1 Imperfections matérielles . . . . .	34
1.4.2 Estimation du canal et contamination de pilotes . . . . .	36
1.5 Autres techniques à grand nombre d’antennes . . . . .	40
1.5.1 Spatial Modulation MIMO (SM-MIMO) . . . . .	41
1.5.2 Wireless Backhaul . . . . .	42
1.5.3 Multibeam satellite . . . . .	42
1.6 Conclusion . . . . .	42

<b>2</b>	<b>Caractéristiques générales des systèmes Massive MIMO</b>	<b>45</b>
2.1	Canal de propagation et notations . . . . .	46
2.1.1	Diversité d'un système . . . . .	46
2.1.2	Notations . . . . .	48
2.2	Antennes et propagation . . . . .	50
2.2.1	Réseaux d'antennes . . . . .	50
2.2.2	Smart antennas et beamforming . . . . .	55
2.3	Précodage et Beamforming . . . . .	59
2.3.1	Les différents précodeurs linéaires . . . . .	60
2.3.2	Précodeurs normalisés en MISO . . . . .	71
2.4	Capacité . . . . .	72
2.4.1	Formule générale . . . . .	73
2.4.2	MU-MIMO versus MIMO point-à-point . . . . .	73
2.4.3	Particularité d'un système Massive MIMO . . . . .	77
2.4.4	Impact du précodage sur la capacité . . . . .	78
2.5	Conclusion . . . . .	79
<b>3</b>	<b>Précodage et ondes millimétriques</b>	<b>83</b>
3.1	Modélisation du canal . . . . .	84
3.1.1	Représentation géométrique . . . . .	85
3.1.2	Scénarios 1-Ray et 3-Rays . . . . .	86
3.1.3	Simulation du canal par tracé de rayons . . . . .	86
3.1.4	Normalisation en puissance du canal . . . . .	89
3.1.5	Modélisation angulaire . . . . .	90
3.2	Précodage à connaissance de canal . . . . .	96
3.2.1	Impact de la structure du réseau d'antennes en scénario LOS . . . . .	96
3.2.2	Métrique de comparaison . . . . .	98
3.2.3	CB versus ZF . . . . .	99
3.2.4	Précodage avec H ou G . . . . .	104
3.3	Précodage et directions d'arrivée . . . . .	106
3.3.1	Estimation des angles . . . . .	106
3.3.2	Précodage angulaire et performances . . . . .	109
3.3.3	Erreur d'estimation d'angles . . . . .	111
3.4	Conclusion . . . . .	113
<b>4</b>	<b>Allocation de puissance à contrôle d'effet de fuite</b>	<b>115</b>
4.1	Leakage - Effet de fuite . . . . .	116
4.1.1	Précodage et interférences inter-utilisateurs . . . . .	116
4.1.2	Leakage causé par le précodeur DBS . . . . .	118
4.2	Allocation de puissance basée sur le Leakage . . . . .	118

4.2.1	Généralités . . . . .	118
4.2.2	Simplification de l'allocation . . . . .	121
4.2.3	Performances des différentes allocations . . . . .	124
4.3	Sélection d'utilisateurs en imposant un seuil de nuisance . . .	126
4.4	Conclusion . . . . .	129
<b>5</b>	<b>Massive MIMO versus Hybride Numérique et Analogique</b>	<b>131</b>
5.1	Beamforming Hybride Numérique et Analogique . . . . .	133
5.1.1	Modèle du système . . . . .	133
5.1.2	Performances d'un système hybride . . . . .	137
5.2	Massive MIMO avec terminaux directifs . . . . .	139
5.2.1	Description . . . . .	139
5.2.2	Calcul de la DoA vue du terminal et dépointage . . . .	140
5.2.3	Généralisation à tous réseaux d'antennes 3D . . . . .	142
5.3	Comparaison entre systèmes Hybride et Massive MIMO avec terminaux directifs . . . . .	144
5.4	Conclusion . . . . .	145
	<b>Conclusion et Perspectives</b>	<b>149</b>
	<b>Publications</b>	<b>153</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>155</b>

# Table des figures

1.1	Système Massive MIMO en transmission multi-utilisateurs. . .	24
1.2	Réseau hétérogène composé d'une macro cellule (plus ses relais et RRH) et de plusieurs small cells permettant de soulager le trafic de données de la macro cellule. . . . .	27
1.3	Transmission Conjointe . . . . .	29
1.4	Coordinated Beamforming / Coordinated Scheduling . . . . .	30
1.5	Exemple de deux structures de puces CPMA [1]. . . . .	33
1.6	Positionnement de symboles pilotes dans une trame . . . . .	37
1.7	Structure simplifiée d'un slot temporel . . . . .	38
1.8	Contamination de pilotes . . . . .	39
1.9	Architecture du multiuser SM-MIMO et du Massive MIMO . .	41
1.10	Multibeam satellite . . . . .	43
2.1	Notation et représentation des canaux en MIMO point-à-point et multi-utilisateurs . . . . .	48
2.2	Structure d'un réseau d'antennes, chaque chaîne RF subissant un déphasage et/ou une atténuation nécessaire à l'obtention du diagramme de rayonnement désiré. Si un contrôle dynamique est implémenté (blocs bleu), on appelle ces systèmes des Smart Antennas. . . . .	51
2.3	Facteur d'un réseau linéaire uniforme comprenant 4 (Fig. a) et 8 (Fig. b) antennes . . . . .	53
2.4	Illustration du diagramme de rayonnement résultant du produit de 2 diagrammes, celui du facteur de réseau et celui de l'élément rayonnant individuel . . . . .	54
2.5	Impact du couplage sur les performances des réseaux d'antennes	55
2.6	Beamforming analogique . . . . .	56
2.7	Technique d'accès SDMA - beamforming multi-utilisateur - MU-MIMO . . . . .	57
2.8	Impact du Beamforming sur les interférences inter-utilisateurs	58
2.9	Structure d'un réseau d'antennes avec précodage. . . . .	60

2.10	Précodeur Zero-Forcing. . . . .	66
2.11	Représentation du système en coordonnées sphériques. . . . .	69
2.12	Déphasages provoqués par l'inclinaison de l'onde plane par rapport au réseau d'antennes. . . . .	70
2.13	Perte de directivité liée au dépointage d'un faisceau en beam-steering. . . . .	70
2.14	Illustration du rayonnement d'un système point-à-point et d'un système multi-utilisateurs. . . . .	74
2.15	Illustration de l'impact du précodeur sur le rayonnement du réseau d'antenne. . . . .	76
2.16	Impact du digramme de rayonnement sur les performances de chaque utilisateur dans un exemple de canal purement LOS. . . . .	79
3.1	Topographie des small cells considérées . . . . .	85
3.2	Génération du canal équivalent au temps symbole du système . . . . .	88
3.3	Représentation géométrique du canal. . . . .	91
3.4	Modélisation du canal faisant apparaître ses caractéristiques géométriques. . . . .	92
3.5	Temps de cohérence en fonction de la mobilité et de la fréquence porteuse. . . . .	94
3.6	Ouverture à $-3\text{dB}$ d'un faisceau. . . . .	95
3.7	Illustration de l'environnement servant au calcul du temps de cohérence angulaire. . . . .	95
3.8	Légende des simulations. . . . .	101
3.9	Performances moyennes du scénario <i>1-Ray</i> avec un réseau à 16 et 36 antennes de structure carrée ou rectangulaire. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est fixée à 3 m. Les courbes noires correspondent au performances du ZF et les bleues au CB. . . . .	101
3.10	Performances moyennes du scénario <i>3-Rays</i> avec un réseau à 16 et 36 antennes de structure carrée ou rectangulaire. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est fixée à 3 m. Les courbes noires correspondent au performances du ZF et les bleues au CB. . . . .	102
3.11	Performances moyennes des scénarios <i>1-Ray</i> et <i>3-Rays</i> avec 36 antennes et les 2 structures d'antennes, carrée et rectangulaire. La distance entre les utilisateurs est réduite à 1 m. . . . .	103
3.12	Capacité totale de la cellule des scénarios <i>1-Ray</i> et <i>3-Rays</i> avec 16 antennes pour les structures carrées et rectangulaires. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est de 3 m. . . . .	104

3.13	Capacité totale de la cellule avec le CB et ZF construits avec la matrice de canal normalisée $\mathbf{H}$ et la matrice de canal complète généralisée $\mathbf{G}$ . . . . .	105
3.14	Étapes d'une estimation de DoA selon [2]. . . . .	107
3.15	Capacité totale de la cellule après implémentation du CB (courbes bleues), du ZF (courbes noires) avec $\mathbf{G}$ et du DBS (courbes vertes) pour les scénarios <i>1-Ray</i> (courbes pleines) et <i>3-Rays</i> (courbes pointillées) avec $M = 36$ ( $M_H = M_V = 6$ ) antennes. La puissance émise $P_e$ est constante. . . . .	110
3.16	Impact d'une erreur sur l'estimation de la DoA d'un utilisateur sur les performances du DBS dans le scénario <i>1-Ray</i> . Le nombre d'utilisateurs est $K = 15$ et le nombre d'antennes de la Mass-BS est $M = 36$ avec une structure carrée. $\Delta\theta_{-3dB} = 16.9^\circ$	112
4.1	Représentation du <i>Leakage</i> généré par la formation d'un faisceau pointant vers l'UE 1 sur un autre utilisateur de la cellule. L'illustration correspond à un scénario <i>1-Ray</i> . . . . .	117
4.2	Illustration de la quantité d'information disponible au niveau de la Mass-BS, concernant un UE parmi les $K$ terminaux de la cellule, pour le calcul de la puissance à allouer. . . . .	122
4.3	Capacité totale du système implémentant le CB, le ZF et le DBS avec une allocation de puissance uniforme et le CB et le DBS avec une allocation de puissance basée sur le <i>Leakage</i> dans un environnement <i>3-Rays</i> . . . . .	125
4.4	Nombre d'utilisateur en accès SDMA, avec un précodage de type DBS, en fonction du nombre total d'UE dans la cellule. La Mass-BS possède $M = 16$ antennes et le critère de sélection d'un UE $k$ est $\mathcal{G}_{F_k,i} < \alpha_{th} \times M, \forall i \in [1, K]$ . . . . .	128
4.5	Capacité totale de la cellule avec un précodage de type DBS. Le nombre d'utilisateurs étant adressé via un accès SDMA est illustré sur la Figure 4.4. La Mass-BS possède $M = 16$ antennes et le critère de sélection d'un UE $k$ est $\mathcal{G}_{F_k,i} < \alpha_{th} \times M, \forall i \in [1, K]$ . . . . .	129
5.1	Système Hybride Numérique et Analogique. $N_D$ est le nombre de chaînes RF et $N_A$ est le nombre d'antennes de chaque réseau d'antennes post chaîne RF, chaque antenne étant contrôlée en phase via un déphaseur analogique. . . . .	134
5.2	Ouverture à $-3dB$ d'un faisceau. . . . .	136
5.3	Configuration de la cellule. . . . .	137

5.4	Comparaison des performances entre un système hybride à $N_A = 1$ , $N_A = 4$ et $N_A = 16$ antennes par étage analogique rattaché à chaque chaîne RF. Les UE sont des terminaux à antenne unique et la Mass-BS possède $N_D = 16$ chaînes RF. Les résultats proviennent d'une moyenne sur 600 positions aléatoires des UE dans la cellule. . . . .	138
5.5	Paramètres d'inclinaison d'un terminal. . . . .	140
5.6	Représentation géométrique du système incluant l'angle d'inclinaison de la Mass-BS $\alpha$ , avec $(\theta, \varphi)$ la DoA utilisée pour dépointer son faisceau vers l'UE, et le couple d'angles $(\theta_0, \phi_0)$ correspondant à la DoA vue de l'UE lorsqu'il fait face au mur sur lequel est fixé la Mass-BS. . . . .	141
5.7	Coordonnées des antennes d'un réseau d'antennes plan. . . . .	142
5.8	Structure d'un réseau d'antennes multi-couches. . . . .	143
5.9	Réseau d'antennes multi-couches en perspective. . . . .	144
5.10	Comparaison à même nombre de chaînes RF ( $N_D = 16$ ) entre un système Massive MIMO ( $N_A = 1 - N_{UE} = 1$ ), un système hybride ( $N_A = 16 - N_{UE} = 1$ ) et un système Massive MIMO avec des terminaux directifs ( $N_A = 1 - N_{UE} = 16$ ). Deux précodeurs sont observés : le Conjugate Beamforming (CB) construit à partir de la réponse en fréquence du canal ( $\mathbf{H}$ ) et le Digital Beamsteering (DBS) construit à partir des DoA ( $\mathbf{A}$ ). $N_{UE}$ est le nombre d'antennes au niveau du terminal et le nombre de chaîne RF est fixé à 16 à la Mass-BS et 1 par terminal. . . . .	146

# Notations Mathématiques

## Nomenclature

$X$	: Coefficient fréquentiel
$\mathbf{x}$	: Vecteur
$\mathbf{X}$	: Matrice
$\mathbf{X}^T$	: Matrice transposée
$\mathbf{X}^*$	: Matrice conjuguée
$\mathbf{X}^H$	: Matrice transconjuguée
$\text{rk}(\mathbf{X})$	: Rang de la matrice $\mathbf{X}$
$\text{Tr}(\mathbf{X})$	: Trace de la matrice $\mathbf{X}$
$\otimes$	: Produit de Kronecker
$\odot$	: Produit matriciel de Hadamard

## Notations utilisées

$f_c$	: Fréquence porteuse
$\lambda$	: Longueur d'onde
$T_c$	: Temps de cohérence du système
$B_c$	: Bande de cohérence du système
$\tau_{max}$	: Étalement maximal des retards
$\sigma^2$	: Variance du bruit
$P_e$	: Puissance totale émise par la station de base

$T_s$	: Temps symbole
$M$	: Nombre d'antennes de la station de base Massive MIMO
$K$	: Nombre de terminaux utilisateurs
$N_A$	: Nombre d'antennes de l'étage analogique d'un système hybride
$N_D$	: Nombre de chaînes RF du système
$n_{UE}$	: Nombre d'antennes d'un terminal utilisateur
$N_t$	: Nombre d'antennes à l'émission en point à point
$N_r$	: Nombre d'antennes à la réception en point à point
$N_{FFT}$	: Nombre de sous-porteuses du système
$\mathbf{s}$	: Signal discret (pré-précodage) contenant les symboles utiles
$\mathbf{x}$	: Signal discret émis (post-précodage) $\in \mathbb{C}^{M \times 1}$
$\mathbf{a}$	: Steering vector $\in \mathbb{C}^{M \times 1}$
$\mathbf{A}$	: Steering matrix $\in \mathbb{C}^{K \times M}$
$\mathbf{r}$	: Signal discret reçu $\in \mathbb{C}^{K \times 1}$
$\mathbf{n}$	: Bruit additif discret reçu par le système
$\mathbf{h}$	: Réponse impulsionnelle discrète du canal
$\mathbf{H}$	: Matrice de canal normalisée $\in \mathbb{C}^{K \times M}$
$\mathbf{G}$	: Matrice de canal $\in \mathbb{C}^{K \times M}$
$\mathbf{W}$	: Matrice de précodage $\in \mathbb{C}^{M \times K}$
$\eta$	: Coefficient de normalisation de puissance appliqué au précodage
$\gamma_k$	: Puissance allouée à l'utilisateur $k$
$\mathbf{D}_\gamma$	: Matrice d'allocation de puissance $\in \mathbb{C}^{K \times K}$
$\beta_k$	: Atténuation de l'onde entre la station de base et l'utilisateur $k$
$\mathbf{D}_\beta$	: Matrice des pertes en espace libre $\in \mathbb{C}^{K \times K}$
$\mathcal{G}_k$	: Gain de beamforming de l'utilisateur $k$
$I_k$	: Interférence inter-utilisateur subie par l'utilisateur $k$
$\Gamma_k$	: Leakage généré par l'utilisateur $k$
$B$	: Bande passante allouée à la transmission

# Glossaire

3GPP 3rd Generation Partnership Project

CB Conjugate Beamforming

CB Coordinated Beamforming

CoMP Coordinated Multi-Point

CS Coordinated Scheduling

DAC Digital to Analog Converter

DBS Digital Beamsteering

DoA Direction of Arrival

DoF Degrees of Freedom

EGT Equal Gain Transmission

eICIC enhanced Inter Cell Interference Coordination

eNodeB Evolved Node B

FDD Frequency Division Duplex

FFT Fast Fourier Transform

ICIC Inter Cell Interference Coordination

IMU Inertial Measurement Unit

LB-PA Leakage Based Power Allocation

LOS Line of Sight

LSAS	Large Scale Antenna Systems
LTE	Long Term Evolution
Mass-BS	Massive MIMO Base Station
METIS	Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
mmWave	millimeter Wave
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSTBC	Orthogonal Space Time Block Code
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RAT	Radio Access Technology
RF	Radio Frequency / Radio Fréquence
RRH	Remote Radio Head
SB	Station de Base
SC	Small Cell
SDMA	Spatial Division Multiple Access
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio
SM	Spatial Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
TDD	Time Division Duplex
U-PA	Uniform Power Allocation
UC	Unité Centrale

UE User Equipment

ULA Uniform Linear Array

ZF Zero-Forcing

# Introduction

De nos jours le nombre de terminaux à desservir est en train d'explorer et cela va de même pour la demande en débit. De nouveaux systèmes doivent être développés afin de proposer une solution aux nouveaux usages qui vont naître de cette évolution. L'aspect énergétique revient généralement au premier plan pour le développement de ces futurs réseaux intelligents.

Les systèmes Multiple Input Multiple Output (MIMO), maintenant largement répandus dans de nombreux standards (e.g. releases 8-11 du standard Long Term Evolution (LTE), WiFi 802.11n, etc...) permettent d'améliorer considérablement la qualité des transmission grâce à l'exploitation de la dimension spatiale.

Le terme *Massive MIMO*, apparu en 2011, est né d'observations sur les avantages qu'apporte une forte augmentation du nombre d'antennes sur les performances de systèmes MIMO [3]. Il est apparu, aux travers de théories sur les grandes matrices aléatoires, que nombre de comportements aléatoires tendent vers des comportements déterministes lorsque leurs dimensions tendent vers l'infini [4] et de nombreuses études ont depuis été menées afin de déterminer à partir de quel nombre fini d'antennes on peut se trouver dans une telle situation.

En raison de son potentiel à focaliser l'énergie, un tel système est très souvent étudié pour des transmissions multi-utilisateurs car un grand nombre d'antennes est nécessaire à la mise en œuvre de telles transmissions qui permettent aux utilisateurs de bénéficier de la totalité de la bande passante à tout instant. Une mise en œuvre point-à-point peut également grandement bénéficier d'un accroissement du nombre d'éléments rayonnants. Nous allons en revanche concentrer les travaux de cette thèse autour des transmissions multi-utilisateurs.

Les systèmes Massive MIMO suscitent un certain engouement depuis que les objectifs 5G en terme de débit ont été introduits [5]. Il devient clair que l'on converge vers un réseau dense et hétérogène [6] et, parmi les nombreux systèmes qui le composent, on considère comme un bon candidat un système fonctionnant à des longueurs d'onde millimétriques [7] pour adresser un be-

soin de très hauts débits sur de petites zones ciblées. On parle de systèmes mmWave et leurs fréquences de transmission sont considérées  $> 10$  GHz. De plus, la focalisation d'énergie permet d'obtenir des transmissions plus efficaces énergétiquement [8], la faible consommation d'énergie des réseaux mobiles [9, 10, 11, 12] étant un point d'intérêt non négligeable des futurs réseaux.

Afin d'estimer la viabilité d'un tel système pour les différents scénarios existants ou émergents, de nombreux aspects doivent être étudiés. Les travaux de cette thèse vont permettre de mettre en lumière plusieurs comportements de solutions multi-utilisateurs pour des transmissions à hautes fréquences. Nous avons pour cela procédé à la modélisation, puis à la simulation, d'une petite cellule représentative d'un scénario typique *small cell*. Dans un tel environnement, les canaux possèdent généralement une composante Line-of-Sight (LOS) forte, ce qui se traduit par la présence d'un trajet direct de l'onde entre la station de base et l'utilisateur. Cette étude reste d'ordre théorique car, à de telles fréquences, de nombreux problèmes se posent, comme par exemple la conception de ces réseaux d'antennes [13, 1] et les problématiques de coût et de défaillance hardware associées [14].

Cette composante LOS des canaux considérés impacte de manière significative les performances des différents traitements appliqués en amont des antennes. En particulier, l'opération de précodage, qui est l'élément central des systèmes Massive MIMO, permet de former un faisceau adapté à la réponse en fréquence (ou en temps) du canal pour, par exemple, acheminer le maximum d'énergie utile à un utilisateur. La majorité des études sur les systèmes Massive MIMO multi-utilisateurs considère un canal multi-trajets à forte diversité. Celles-ci reposent généralement sur le potentiel qu'ont les différents précodeurs à exploiter cette diversité pour focaliser précisément l'énergie sur chaque utilisateur. Nous allons montrer qu'en présence d'un trajet direct et peu de trajets réfléchis détectés, ce qui découle des fortes pertes en espace libre subies par une onde en mmWave, la hiérarchie et l'efficacité de ces précodeurs, construits à partir d'une estimation du canal de transmission, est modifiée. De plus, nous allons montrer qu'à partir de la connaissance des angles régissant la direction de ce trajet direct, un précodeur, dont le rôle est de former un faisceau vers chaque utilisateur, peut être implémenté.

A de telles fréquences, il devient de plus en plus intéressant de décrire le canal en faisant apparaître ses caractéristiques géométriques. En effet, à chaque trajet de chaque lien *station de base - utilisateur* est associé un couple d'angles (dans le cas d'une modélisation sphérique par exemple), un déphasage et une atténuation de l'onde. Les travaux de cette thèse vont donc permettre d'éclaircir ce que rend possible l'estimation et l'exploitation de ces

paramètres.

## Objectifs et contributions de la thèse

Le but de ce travail de thèse est de prouver l'intérêt d'utiliser uniquement les informations angulaires relatives aux positions des utilisateurs pour effectuer les traitements d'allocation de puissance et de précodage d'un système Massive MIMO, dans le cas de scénarios LOS à faible mobilité. En effet, réaliser une estimation d'angles ou de canal n'implique pas la même quantité d'informations à estimer ni la même périodicité d'estimation que les approches plus classiques. Plus précisément, la périodicité d'estimation d'un canal de transmission (en fréquence ou en temps) dépend intrinsèquement de la fréquence (effet Doppler) alors que l'estimation des directions ne dépend que du mouvement de chaque utilisateur. En d'autres termes, plus la fréquence augmente, plus il faut souvent estimer le canal de transmission pour permettre à la station de base de conserver une bonne focalisation de l'énergie utile.

Afin d'illustrer l'impact d'une solution géométrique, nous avons tout d'abord étudié le comportement des précodeurs les plus souvent utilisés et comparés en Massive MIMO, lorsque l'on se place dans un scénario LOS en mmWave. Cette étude a mené à :

- ▷ la publication d'un article de conférence en mai 2015 intitulé "*Linear Precoder Performance for Massive MIMO Systems in near LOS Environments : Application to mmWave Transmission*" [15].

Ensuite, nous avons proposé un précodeur n'ayant besoin que du couple d'angles, positionnant chaque utilisateur dans l'espace du point de vue de la station de base. Les performances d'un tel précodeur ont été comparées à celles des précodeurs construits à partir de la réponse en fréquence du canal de transmission. Cette étude a mené à :

- ▷ la publication d'un article de conférence, en octobre 2015, intitulé "*Millimeter-Wave Digital Beamsteering in Highly Line-of-Sight Environments for Massive MIMO Systems*" [16].

Les travaux de cette thèse prenant l'hypothèse d'un canal LOS, il est utile de pouvoir exprimer l'interférence que va générer l'envoi de données à un utilisateur sur tous les autres utilisateurs de la cellule afin de quantifier l'impact négatif de cette transmission. Un second objectif a donc été, à la fois, d'exprimer cette interférence en fonction des informations angulaires disponibles au niveau de la station de base, mais surtout d'exploiter cette

information pour le processus d'allocation de puissance. Ce travail a fait l'objet de :

- ▷ un dépôt de brevet en juin 2016, intitulé "*Procédé de formation d'une pluralité de faisceaux pointant respectivement vers une pluralité d'équipements terminaux, équipement émetteur et programme d'ordinateur associés*" [17];
- ▷ la préparation d'un article de journal intitulé "*Leakage Based Power Allocation in a Multi-User Millimeter-Wave Massive MIMO System*".

Enfin, le dernier objectif a été de positionner un tel système Massive MIMO, à connaissance géométrique du canal, par rapport aux systèmes Hybrides Numériques et Analogiques dont l'étage analogique requiert également cette information d'angles. L'aboutissement de cette étude a mené :

- ▷ au dépôt d'un brevet en décembre 2015, intitulé "*Procédé de formation d'un faisceau pointant d'un terminal vers un émetteur, à partir d'au moins un réseau d'antennes du terminal, terminal et programme d'ordinateur correspondant.*" [18];
- ▷ à la publication d'un article de conférence en septembre 2016, intitulé "*Comparison between a Hybrid Digital and Analog Beamforming System and a Fully Digital Massive MIMO System with Adaptive Beamsteering Receivers*" [19].

## Organisation de la thèse

Dans un premier temps, le chapitre 1 couvre toutes les notions et techniques fondamentales des systèmes Massive MIMO, en décrivant le contexte 5G dans lequel il s'inscrit afin de permettre d'appréhender les problématiques soulevées par la suite. Les caractéristiques des transmissions mmWave sont introduites et les principales limitations de ces systèmes énumérées.

Le second chapitre traite ensuite des bases en communications numériques, utiles à nos études, en introduisant la modélisation du canal de propagation ainsi que les principes fondamentaux des réseaux d'antennes. Ceux-ci vont alors permettre d'appréhender l'impact du précodage sur la manière dont est formé le faisceau en terme de diagramme de rayonnement. Les systèmes point-à-point et multi-utilisateurs sont alors définis et comparés en faisant intervenir la notion de capacité.

Le troisième chapitre décrit la modélisation déterministe du canal de propagation pour le scénario sélectionné, qui servira à l'obtention des résultats

dont découlent les analyses présentées par la suite. Une modélisation géométrique est introduite et les performances des précodeurs usuels pour des systèmes Massive MIMO sont comparées aux longueurs d'onde millimétriques. Une méthode permettant d'estimer la totalité des directions des utilisateurs est alors présentée et les performances d'un précodeur, construit uniquement à partir de ces directions, sont alors étudiées et comparées à deux précodeurs de référence. Cette comparaison permet ainsi d'illustrer le potentiel important de telles solutions pour des scénarios de petites cellules à faible mobilité, celles-ci offrant un compromis *performances/complexité d'implémentation* très intéressant.

Le quatrième chapitre permet d'introduire le principal facteur perturbateur d'une transmission multi-utilisateurs, qui est l'interférence qu'une transmission vers un utilisateur va générer sur les autres (effet de fuite). Il est alors décrit une manière de modéliser cet effet à l'aide des informations géométriques du canal puis une méthode est définie, permettant d'exploiter cette information pour allouer la puissance à chacun des utilisateurs de la cellule, de sorte que chacun ne soit autorisé à générer qu'une certaine quantité d'interférence. Les performances d'une telle allocation de puissance sont étudiées et l'impact d'imposer un seuil sur cette interférence est observé.

Enfin, le cinquième chapitre introduit les systèmes Hybrides Numériques et Analogiques permettant de conserver un grand nombre d'antennes tout en réduisant la complexité du système. Une méthode permettant à un terminal à multiples antennes de dépointer son faisceau en temps réel vers la station de base est ensuite présentée puis une solution entièrement numérique à même complexité que le système hybride est décrite. Les performances de ces deux solutions sont finalement comparées.

Les conclusions sont alors tirées puis les perspectives qu'ouvrent ces travaux sont présentées en listant succinctement plusieurs scénarios potentiels qui bénéficieraient d'une telle modélisation géométrique.



# Chapitre 1

## Les systèmes à grand nombre d'antennes dans le contexte 5G

---

<b>1.1</b>	<b>Définition d'un système Massive MIMO multi-utilisateurs . . . . .</b>	<b>24</b>
<b>1.2</b>	<b>Architectures réseau et techniques multicellulaires coopératives . . . . .</b>	<b>25</b>
1.2.1	Réseaux hétérogènes (HetNets) . . . . .	26
1.2.2	Small Cells . . . . .	26
1.2.3	ICIC (Inter Cell Interference Coordination) . . . . .	28
1.2.4	CoMP (Coordinated Multi-Point) . . . . .	28
1.2.5	Résumé des points forts des architectures hétérogènes	30
<b>1.3</b>	<b>Longueurs d'onde millimétriques (mmWave) . . .</b>	<b>31</b>
1.3.1	Généralités . . . . .	31
1.3.2	Application aux systèmes Massive MIMO . . . . .	32
<b>1.4</b>	<b>Principales limitations d'un système Massive MIMO</b>	<b>34</b>
1.4.1	Imperfections matérielles . . . . .	34
1.4.2	Estimation du canal et contamination de pilotes . . . . .	36
<b>1.5</b>	<b>Autres techniques à grand nombre d'antennes . .</b>	<b>40</b>
1.5.1	Spatial Modulation MIMO (SM-MIMO) . . . . .	41
1.5.2	Wireless Backhaul . . . . .	42
1.5.3	Multibeam satellite . . . . .	42
<b>1.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>42</b>

---

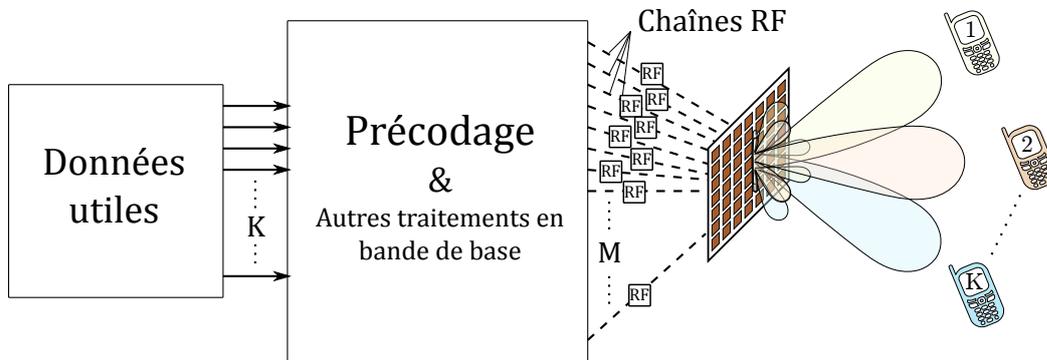


FIGURE 1.1 – Système Massive MIMO en transmission multi-utilisateurs.

Ce chapitre vise à décrire le contexte actuel des communications numériques pour permettre de comprendre l'intérêt porté au concept de Massive MIMO et son impact dans les futures communications de 5<sup>e</sup> génération (5G).

Pour cela une première définition de ce qu'un tel système représente sera donnée, suivie d'une description des architectures réseaux plus susceptibles d'atteindre les performances visées par les objectifs 5G.

La densification des réseaux étant considérée comme inévitable, une approche des communications aux longueurs d'onde millimétriques suivra pour déboucher sur une description des principales limitations auxquelles sont confrontés les systèmes Massive MIMO.

Enfin une liste succincte de systèmes proches ou identiques appliqués à d'autres applications sera fournie pour permettre de conclure sur la direction prise par cette étude.

## 1.1 Définition d'un système Massive MIMO multi-utilisateurs

Un système *Massive MIMO*<sup>1</sup>, illustré sur la Figure 1.1, est un système comprenant un **nombre d'antennes  $M$  relativement élevé** ( $M > 10$ ) au niveau de la station de base [4, 20, 21, 22, 23]. Ce grand nombre d'éléments

1. Aussi désigné par *Large Scale Antenna Systems (LSAS)*, *Hyper MIMO* ou encore *Very Large MIMO*

rayonnants, chacun contrôlé numériquement, va permettre un contrôle fin du rayonnement global de la station de base.

Bien que tout à fait adaptée à des transmissions point-à-point, cette particularité fait que cette solution est souvent associée à des **techniques multi-utilisateurs** (cf. 2.4.2) en raison de son potentiel à focaliser l'énergie vers plusieurs positions particulières de l'espace. Cette caractéristique est mise en œuvre par le processus de *précodage*, dont le rôle est d'exploiter une certaine connaissance du canal de propagation pour cibler plusieurs utilisateurs et les servir simultanément. Chacun d'entre eux peut alors bénéficier de la totalité de la bande passante et obtenir un débit très élevé. Notons que bon nombre d'études considèrent des terminaux à antenne unique [24, 25, 4] car tous les traitements sont réalisés au niveau de la station de base, l'utilisateur n'ayant pas les informations nécessaires à effectuer de traitements de postcodage.

A cette focalisation d'énergie est souvent associé le terme d'efficacité énergétique qui contribue à en faire une solution d'avenir très appropriée [8, 26]. En effet, cette focalisation se traduit par un gain plus fort lié au précodage sans augmentation de la puissance de transmission. En d'autres termes, un système Massive MIMO permet théoriquement de diviser la puissance radio nécessaire à l'obtention d'une même qualité de service qu'un système SISO par un facteur proportionnel au nombre d'antennes du système ( $\propto M$ ) [4]. Attention, la puissance consommée par chaque tronçon hardware positionné en amont de chaque antenne, qu'on appelle couramment chaîne RF (chaîne Radio-Fréquence), est non négligeable et doit être prise en compte.

**Remarque :** Dans la suite du document nous allons désigner les stations de base Massive MIMO par Mass-BS. On va également considérer par défaut une transmission en voie descendante (les traitements sont identiques en voie montante).

## 1.2 Architectures réseau et techniques multicellulaires coopératives

Cette section va permettre d'introduire les architectures des futurs réseaux pour lesquels un système Massive MIMO peut avoir un impact fort. En effet il existe de nombreuses architectures répondant à des objectifs 5G similaires et nous avons ciblé celles qui présentent le plus gros potentiel en terme de haut débit et d'efficacité énergétique. La première partie introduit la notion de réseau hétérogène puis on décrit plus en détail ces petites cellules qu'on appelle couramment small, pico ou femto cells (dans un souci de clarté nous n'utiliserons que le terme de small cells). Enfin certaines tech-

niques usant de coordination inter-cellules sont abordées, différenciant celles annulant les interférences de celles permettant aux stations de base d'émettre conjointement.

### 1.2.1 Réseaux hétérogènes (HetNets)

Un réseau hétérogène, ou réseau multi-RAT<sup>2</sup>, est constitué de plusieurs technologies fonctionnant simultanément sur des bandes de fréquences pouvant différer (cf. Figure 1.2). Le terme Remote Radio Head (RRH) désigne une station de base secondaire permettant d'étendre ou de renforcer la couverture de la macro cellule. A la différence d'un relais, un tel système est relié au système central via une fibre optique. Un tel réseau va nécessiter une grande flexibilité de la part des récepteurs afin qu'ils puissent, dans un premier temps, commuter rapidement d'une bande à une autre et, dans un second temps, utiliser toutes les bandes en parallèle et ainsi accroître considérablement le débit utilisateur [27].

*Exemple de récepteur flexible* : un téléphone mobile compatible LTE-Advanced (ou 4G+) peut agréger 2 bandes et ainsi doubler la bande passante effective de l'utilisateur (débit doublé).

Dans un réseau dense multicellulaire, de nombreuses interférences inter-cellules vont apparaître, selon le schéma de planification des fréquences. Plusieurs techniques sont envisagées pour, soit y remédier avec des techniques de coordination visant à réduire les interférences intercellules (ICIC<sup>3</sup>, cf. 1.2.3), soit profiter de cette diversité avec des techniques de coopération multicellulaires (CoMP<sup>4</sup>, cf. 1.2.4).

**Remarque** : Les techniques ICIC sont en réalité des techniques CoMP, ce terme regroupant toutes les techniques mettant en œuvre de la coordination inter-cellules. Il est cependant fréquent de les voir désignées comme deux techniques indépendantes (ce qu'on entend couramment par CoMP est explicité dans la partie 1.2.4).

### 1.2.2 Small Cells

De nos jours, un réseau hétérogène est souvent associé aux cellules dites *small cells* [27]. Une telle cellule a la particularité de posséder un rayon de couverture réduit et d'offrir ainsi un débit élevé à ses utilisateurs, découlant directement du fait que moins de terminaux se partagent la ressource

---

2. multiple Radio Access Technologies  
3. Inter Cell Interference Coordination  
4. Coordinated Multi-Point

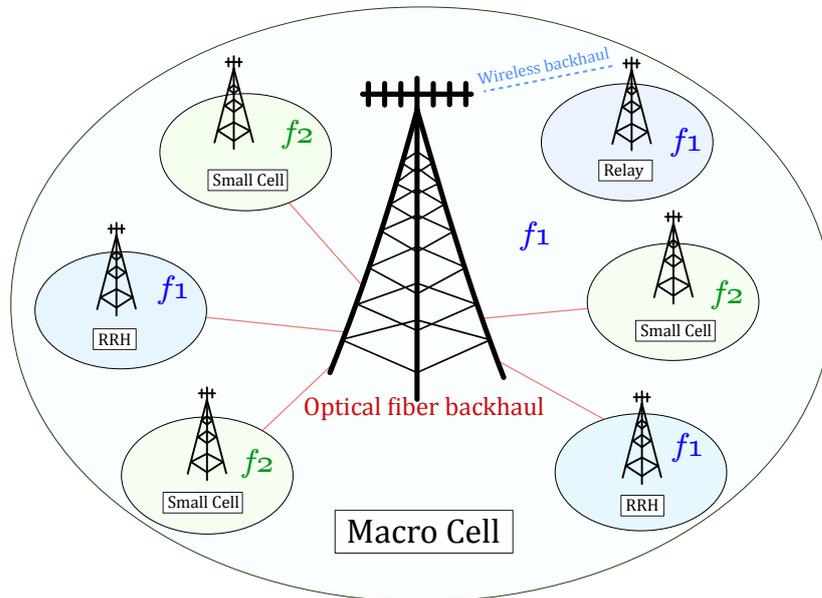


FIGURE 1.2 – Réseau hétérogène composé d’une macro cellule (plus ses relais et RRH) et de plusieurs small cells permettant de soulager le trafic de données de la macro cellule.

temps/fréquence. Elle peut alors aisément être complémentaire d’une cellule à plus large couverture mais au débit moindre (macro cell). On parle d’ailleurs d’offloading des données lorsque la transmission d’information est attribuée à la small cell au lieu de la macro cell. La densification des réseaux avec ces small cells rentre pleinement dans les problématiques 5G, tant pour améliorer l’efficacité énergétique (grâce au simple fait de diminuer la taille des cellules [10]) que pour supporter les futurs besoins en débit [6].

Une telle densification va également nécessiter un backhaul<sup>5</sup> pouvant supporter ces forts débits, ces liens étant illustrés sur la Figure 1.2 entre la macro cell et les small cells, RRH et relais. L’utilisation du Massive MIMO comme backhaul sans fil (en anglais *Wireless Backhaul*, cf. 1.5.2) est une solution attrayante [28]. Ainsi, à terme, la Station de Base (SB) de la macro cell pourra ne consacrer son activité qu’au signaling<sup>6</sup> et au backhaul avec le transfert de données effectué par les small cells. Tout cela est plus amplement décrit dans [27], document résumant les directions prises par le 3GPP pour la release 12 de la norme LTE.

5. Lien (câble, fibre optique ou radio) acheminant les données aux stations de base.

6. Ce terme décrit les échanges de données de contrôle telles que, par exemple, la position des utilisateurs, les indices de qualité des transmissions, etc...

Un autre aspect très prometteur des small cells est la mise en place d'un **mode veille** contrôlé par une macro cell qui serait capable d'activer ou de désactiver la transmission au sein des small cells en fonction des besoins ponctuels en débit [29]. Par exemple, on pourrait désactiver de nombreuses SB la nuit lorsque les besoins en débit sont très faibles.

Une solution Massive MIMO utilisée dans des small cells fonctionnant à des fréquences très élevées devrait donc permettre d'améliorer considérablement l'efficacité énergétique du réseau ainsi que le débit en zone urbaine dense. De plus, sa capacité de formation de faisceaux (voir 2.2.2) permettrait de couvrir des zones plus larges si le besoin s'en fait sentir.

### 1.2.3 ICIC (Inter Cell Interference Coordination)

Les techniques ICIC, définies dans les releases 8 et 9 de la norme LTE, visent à réduire les interférences inter-cellules afin de faciliter le handover. On parle de coordination car un échange d'information est effectué entre l'utilisateur et les deux SB concernées [30]. Ainsi lors de la gestion du handover, les SB adaptent leur puissance d'émission en fonction des indicateurs reçus pour interférer le moins possible avec l'autre SB et ainsi faciliter la commutation d'une cellule à l'autre pour l'utilisateur concerné.

Soulignons cependant que ces techniques ne couvrent pas les scénarios de réseaux hétérogènes vers lesquels nous nous orientons et de nouvelles méthodes, appelées eICIC pour « enhanced ICIC », ont été définies dans les releases 10 et 11 de la norme LTE Advanced pour y remédier. Elles sont classées en 3 catégories : celles liées au domaine temporel, au domaine fréquentiel et au contrôle de puissance [31]. Ces dernières sont efficaces mais ne permettent pas de supprimer complètement les interférences ou de profiter de la multiplicité des cellules pour accroître la capacité globale d'une zone. C'est en cela qu'interviennent les techniques CoMP.

### 1.2.4 CoMP (Coordinated Multi-Point)

Il s'agit d'un ensemble de techniques visant à tirer parti d'une communication entre plusieurs SB afin de réduire ou de s'affranchir des interférences intercellules tout en augmentant considérablement la capacité et l'efficacité énergétique du système [32, 33, 34, 35, 36].

Deux catégories de CoMP sont identifiées :

- **Joint Processing** (Figure 1.3) : cette technique vise à faire coopérer les SB pour :

- soit exploiter des cellules adjacentes afin de transmettre conjointement les informations à un même utilisateur ;
- soit sélectionner dynamiquement la SB la plus apte à transmettre les données à un utilisateur en fonction de sa position (handover immédiat).

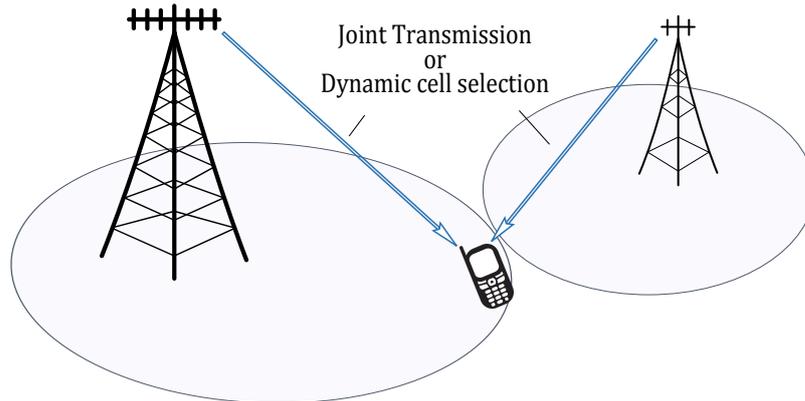


FIGURE 1.3 – Transmission Conjointe

- **CB / CS** (Figure 1.4) : le Coordinated Beamforming / Coordinated Scheduling permet, au travers de cette communication inter-cellules, la modification du diagramme de rayonnement de chaque SB pour créer un nul de rayonnement vers l'utilisateur profitant des mêmes ressources (temporelles/fréquentielles) dans la (les) cellule(s) adjacente(s), tout en offrant un maximum de rayonnement vers l'utilisateur visé.

Une technique CoMP nécessite donc de pouvoir centraliser tous les calculs, ce qui soulève plusieurs problèmes. Par exemple une transmission conjointe va avoir besoin d'une **synchronisation fine** et donc les backhauils reliant chaque small cell ne doivent générer que très peu de latence. De plus, le coût d'un tel déploiement ne sera pas négligeable si l'on considère l'ensemble des liens fibres à mettre en place (cf. Figure 1.2). Sur ce point, l'utilisation d'un système Massive MIMO en tant que Wireless backhaul est digne d'intérêt, comme détaillé dans 1.5.2.

Les systèmes Massive MIMO bénéficieraient beaucoup des techniques CoMP en raison de leur forte vulnérabilité aux interférences inter-cellules, phénomène décrit plus amplement dans la section 1.4.2.2. Une implémentation réaliste vise à considérer des clusters de cellules formés autour d'unités de calculs centralisées [37, 38, 39], les interférences inter-clusters pouvant être en revanche très problématiques pour des utilisateurs en bord de cluster.

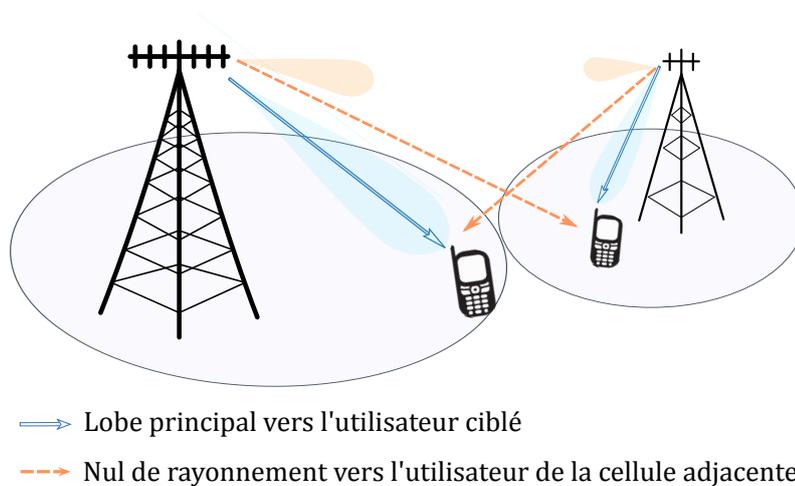


FIGURE 1.4 – Coordinated Beamforming / Coordinated Scheduling

### 1.2.5 Résumé des points forts des architectures hétérogènes

Résumons succinctement les points forts des architectures hétérogènes :

- *Small Cells*
  - Capacité accrue
  - Relâchement du trafic géré par la macro cell (*offloading*)
  - Meilleure efficacité énergétique (encore plus importante avec la mise en place d'un mode veille)
  - Extension de couverture possible
- *ICIC*
  - Capacité accrue
  - Communications plus robustes grâce à la gestion des interférences
- *CoMP*
  - Capacité accrue
  - Meilleure efficacité énergétique
  - Handover facilité ou inexistant (à part en dehors du *cluster* de cellules que va gérer l'unité centralisée de calculs, plus aucune zone intercellulaire ne va poser problème)

*Le principal atout d'une telle densification des réseaux, au-delà de l'accroissement conséquent de la capacité, réside dans la possibilité d'améliorer fortement leur efficacité énergétique par la réduction de la taille des cellules [10, 40].*

## 1.3 Longueurs d'onde millimétriques (mmWave)

La réduction de la taille des cellules provoquée par la densification des réseaux (cf. 1.2.2) permet d'envisager d'exploiter des systèmes à très haute fréquence ( $> 6$  GHz) pour de futures communications. En effet, couvrir une large zone n'est plus possible en raison de fortes pertes en espace libre à ces fréquences (voir l'équation (1.1)), mais de très larges bandes de fréquences peuvent être utilisées et ainsi permettre de décupler le débit.

La première partie va traiter des aspects généraux liés aux longueurs d'onde millimétriques, couramment appelées mmWave, et la deuxième comprendra une approche orientée Massive MIMO et une description des avantages et inconvénients découlant de l'exploitation de telles fréquences.

### 1.3.1 Généralités

*La ressource spectrale est de plus en plus rare !*

En effet, le spectre alloué aux applications grand public<sup>7</sup> est étroit et son exploitation doit donc se faire de la manière la plus efficace possible, et ce d'autant plus que le nombre de terminaux croît de nos jours fortement. Il semble ainsi très difficile d'atteindre les objectifs en termes de débits visés pour la 5G en 2020 [9, 13, 5, 6], objectifs visant 1000 fois plus de volumes de données (10 à 100 fois plus de débit pour 10 à 100 fois plus de terminaux).

Cette croissance forte du trafic et du nombre d'utilisateurs va également impacter la consommation énergétique des futurs systèmes. C'est un élément primordial à prendre en compte lors de leur conception [41]. Il serait également bénéfique de voir apparaître de nouvelles bandes exploitables, beaucoup plus larges, qui permettraient de supporter cette augmentation [42], comme le prévoit déjà le WRC-2015 [43].

L'exploitation des très hautes fréquences (au-delà de la dizaine de GHz) permet de répondre à bon nombre de ces problématiques. En effet **les bandes utilisables sont beaucoup plus larges** et les fortes pertes en espace libre en font des candidates idéales pour des scénarios de **densification du réseau**

---

7. Bandes allouées à la télévision, la téléphonie ou l'Internet sans fil (TV, bluetooth, WiFi, 2G, 3G, 4G, etc...)

**mobile** avec des cellules de petites tailles. Dans [11], l'étude va même plus loin en affirmant que plus l'on réduit la taille des cellules, plus le réseau est efficace énergétiquement.

Le projet METIS<sup>8</sup> décrit de manière assez générale mais cependant précise l'utilisation actuelle du spectre [44].

### 1.3.2 Application aux systèmes Massive MIMO

Il devient de plus en plus évident que l'obtention de tels débits passera par une nette densification des réseaux [6]. Nous allons lister succinctement les avantages et les inconvénients d'une utilisation de ces larges réseaux d'antennes à très hautes fréquences :

#### Avantages

- *Très faible encombrement* : en effet la taille des antennes est grandement réduite ce qui permet à une Mass-BS de conserver une taille très raisonnable. A titre d'exemple, pour une transmission autour de la fréquence porteuse  $f_c = 60$  GHz, qui correspond à une longueur d'onde de  $\lambda = 5$  mm, en considérant des antennes patchs de largeur  $\frac{\lambda}{2}$  et espacées d'autant, un réseau carré de 100 antennes ( $10 \times 10$ ) mesurerait 2.75 cm de côté ce qui est très discret et facilement déployable, par exemple dans des environnements urbains denses.
- *Très larges bandes* : augmenter la bande passante est un moyen direct pour augmenter la capacité d'une cellule (de 100 à 500 MHz de bande contre un maximum de 20 MHz aujourd'hui sans agrégation).
- *Canaux majoritairement en Line of Sight (LOS)* : la réduction de la taille des cellules va augmenter la probabilité que le terminal soit en visibilité directe de la SB. Cette particularité va permettre l'utilisation de nouvelles techniques, décrites dans les chapitres 3, 4 et 5, basées sur la structure angulaire du canal.

#### Inconvénients

- *Forte sensibilité aux obstructions* : ces fréquences ne pénètrent pas les murs et les communications peuvent subir de fortes dégradations en

---

8. Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society

présence d'obstacles. Cela nécessite d'identifier des scénarios particuliers comme, par exemple, des stades ou des festivals où les obstructions sont très rares et la mobilité est faible.

- *Pertes en espace libre* : on peut écrire l'atténuation et le déphasage que provoque le canal en espace libre de la manière suivante :

$$h = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^\gamma e^{\frac{2i\pi d}{\lambda}} \quad (1.1)$$

avec  $d$  la distance parcourue par l'onde,  $\lambda$  sa longueur d'onde et  $\gamma$  un facteur compris entre 2 et 4 dans l'air (plus ou moins d'absorption selon les éléments météorologiques, les fréquences utilisées etc...).

- *Imperfections et couplage* : en hyperfréquences, plus on monte en fréquence plus les lignes de transmission sont fines et par conséquent plus aptes à rayonner. Cet effet va à contre-sens de la direction prise vers une meilleure efficacité énergétique et il est crucial d'évaluer et de contrôler son ampleur. Le besoin d'intégrer de nombreuses chaînes RF dans un tel système va donc nécessiter une étude approfondie de l'architecture du réseau d'antennes pour réduire le plus possible le couplage entre ces lignes. En effet, il est complexe de mettre en parallèle de nombreuses chaînes RF nécessaires à l'implémentation de tels systèmes mais de nouvelles architectures, comme le cluster CPMA<sup>9</sup> présenté dans [1], commencent à voir le jour pour rendre possible de telles solutions. Ce dernier correspond à une puce intégrant un certain nombre de chaînes RF et antennes selon une structure particulière, cf. Figure 1.5.

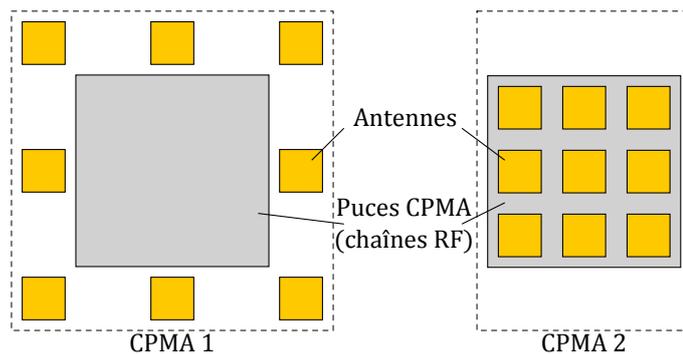


FIGURE 1.5 – Exemple de deux structures de puces CPMA [1].

---

9. Code modulated Path sharing Multi-Antenna

- *Chaînes RF et antennes coûteuses* : la précision nécessaire à la fabrication de tels systèmes les rend onéreux. Il faudra donc opter pour un compromis coût / performances pour rendre le système viable économiquement.
- *Doppler important* : l'écart fréquentiel provoqué par un élément mobile de vitesse  $v$  est appelé fréquence Doppler  $f_d$ . Elle est liée à la fréquence porteuse  $f_c$  et à la vitesse de la lumière dans le vide  $c$  via l'équation

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (1.2)$$

Par exemple en OFDM<sup>10</sup>, un Doppler important peut déporter les informations portées par une sous-porteuse sur une sous-porteuse voisine, brouillant l'information véhiculée par cette dernière. Les systèmes millimétriques sont donc beaucoup plus pertinents dans des environnements à très faible mobilité, ce qui est tout à fait cohérent avec la volonté de densifier le réseau dans les zones urbaines denses (piétonnes Outdoor ou Indoor).

## 1.4 Principales limitations d'un système Massive MIMO

De nombreuses études théoriques traitent des performances des systèmes Massive MIMO [4, 26, 25, 45, 9, 21] et les résultats sont souvent très encourageants de par l'amélioration flagrante de l'efficacité énergétique et de la capacité de la cellule.

Cependant les hypothèses prises sont souvent fortes et nous allons décrire dans cette partie les deux aspects les plus problématiques qui sont souvent négligés et leur impact sur les performances, à savoir les imperfections apportées par les composants hardware et la connaissance imparfaite du canal de propagation.

### 1.4.1 Imperfections matérielles

Un système Massive MIMO est par définition un système comprenant un très grand nombre d'antennes ( $M > 10$ ). Il est donc évident qu'une telle solution va nécessiter des composants faibles coûts (appelés COTS pour Commercial Off-The-Shelf) pour être économiquement viable et l'impact de leurs imperfections dans le cas d'une exploitation massive est étudiée.

---

10. Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Toute action de précodage, permettant la focalisation de l'énergie et donc un accès SDMA <sup>11</sup>, nécessite une certaine connaissance du canal de transmission. C'est pourquoi dans la plupart des études menées autour de ces systèmes [4], **on considère un système fonctionnant en TDD** <sup>12</sup>. En effet, cela permet de reporter toute la complexité des traitements numériques <sup>13</sup> au niveau de la Mass-BS grâce à l'exploitation de la réciprocité du canal de transmission.

Dans un tel système à grand nombre d'antennes et chaînes RF, on ne peut en revanche pas considérer le canal estimé comme réciproque [22]. En effet, bien que le canal de propagation puisse toujours être considéré comme réciproque, le canal de transmission, comprenant le canal de propagation et les étages RF, est celui que l'on estime et utilise pour les différents traitements en bande de base. Malheureusement certains composants ou fonctions constituant la chaîne RF ne sont pas réciproques (comme les PLL) et l'addition de toutes ces petites imperfections (provenant par exemple de l'utilisation de nombreux composants COTS) va invalider l'hypothèse générale de réciprocité du canal de transmission. Une caractérisation et une calibration du système vont donc être nécessaires pour pallier ces défauts et rétablir cette hypothèse. Les études décrites dans [46] prennent directement en compte ces imperfections pour former des faisceaux sans passer par l'étape de calibration, l'intérêt de ces traitements étant de prendre en compte ces imperfections pour pallier les rotations de phases induites par ces défauts.

Dans [14] les simulations montrent qu'un palier apparaît avec un certain niveau d'imperfections matérielles du côté de l'utilisateur limitant ainsi la capacité totale de la cellule. Ce palier ne peut pas être modifié en augmentant le SNR ou le nombre d'antennes de la Mass-BS.

Il est également possible d'effectuer un compromis en attribuant une seule chaîne RF par groupe d'antennes. Par exemple dans [47] il est fait mention d'un patch de 32 antennes avec seulement 4 chaînes RF permettant de bénéficier du gain de beamforming <sup>14</sup> correspondant aux 32 éléments. Bien évidemment le résultat n'est pas aussi performant car le diagramme de rayonnement n'est plus du tout aussi malléable. En effet grouper 8 antennes derrière une chaîne RF va simplement simuler le fonctionnement d'une antenne directive de gain 9 dB dans la direction définie par l'architecture du réseau de 8 antennes (dépointage du faisceau via déphasage entre antennes ou non). En dehors de cette direction, on va rapidement subir de fortes atténuations

---

11. Spatial Division Multiple Access.

12. Time Division Duplex.

13. Estimation du canal et détection ou précodage selon si on considère la réception ou l'émission.

14. Se référer à aux sections 2.2 et 2.3 pour plus de détails sur ces techniques.

si l'on s'en écarte trop (cf 2.2.1.1). Il semblerait cependant qu'un tel système, appelé système hybride numérique et analogique, parvienne à obtenir de bonnes performances. De tels systèmes seront introduits et comparés dans le Chapitre 5.

## 1.4.2 Estimation du canal et contamination de pilotes

L'estimation du canal de transmission est un point clé des communications numériques, permettant d'améliorer considérablement les échanges grâce à la connaissance de celui-ci. En Massive MIMO, cette information est très importante car elle permet d'effectuer les traitements dits de précodage dont le rôle est de former des faisceaux focalisant l'énergie vers, ou autour, des utilisateurs de la cellule. Une mauvaise estimation va donc provoquer une dégradation non négligeable de la capacité d'un tel système à focaliser l'énergie.

On retrouve dans [8] une étude analytique de l'impact d'une mauvaise estimation sur la capacité et l'efficacité énergétique du système.

### 1.4.2.1 Généralités

La notion de temps de cohérence  $T_c$ , décrite plus précisément dans 2.1.1.1, permet de connaître la durée pendant laquelle la réponse du canal ne varie pas de façon significative. Il faut donc estimer le canal avec une fréquence d'au moins  $\frac{1}{T_c}$ . En d'autres termes, plus le canal contient d'éléments mobiles<sup>15</sup>, plus l'estimation de canal devra être réalisée souvent. On parle également de *Channel Aging* pour exprimer la nature instable du canal [48]. Notons également que le temps alloué à cette estimation ( $T_{esti}$ ) augmente proportionnellement avec le nombre d'utilisateurs.

L'estimation du canal peut être faite au niveau des terminaux utilisateurs qui remontent ensuite les informations de leurs canaux vers la Mass-BS ou alors directement au niveau de la Mass-BS, au travers de l'envoi de symboles pilotes des utilisateurs vers la Mass-BS. Par exemple, si l'on prend un système OFDM (e.g. en LTE) les symboles pilotes sont répartis en temps et en fréquence. Sur la figure 1.6, on observe un système à trois utilisateurs où les pilotes sont répartis en temps et en fréquence de sorte à respecter un espacement des pilotes inférieur au temps de cohérence sur l'axe temporel et à la bande de cohérence ( $B_c$ )<sup>16</sup> sur l'axe fréquentiel. Une fois les coefficients de canal estimés, la Mass-BS peut reconstituer celui-ci sur l'ensemble des

---

15. Cette dépendance à la mobilité est mise en valeur dans l'équation (2.1)

16. Voir la définition de la bande de cohérence en 2.1.1.2

sous-porteuses et sur chaque durée symbole grâce à des techniques classiques d'interpolation.

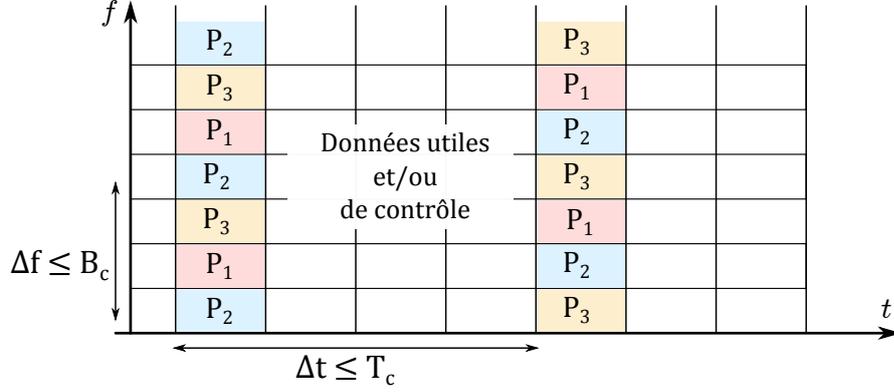


FIGURE 1.6 – Positionnement de symboles pilotes dans une trame

Pour des systèmes multi-utilisateurs, le nombre de canaux à estimer par terminal est proportionnel à  $M$ . Il est alors plus judicieux de réaliser cette opération au niveau de la Mass-BS où la puissance de calcul est disponible. C'est une des raisons pour laquelle un système Massive MIMO n'est actuellement viable qu'avec un mode d'accès **TDD**, mode permettant de bénéficier de l'estimation du canal de la voie montante pour les traitements à appliquer à la voie descendante en exploitant la réciprocité du canal de transmission ( $\mathbf{H}_{uplink} = \mathbf{H}_{downlink}$ ). Parmi ces traitements sont compris le précodage (introduit dans 2.3), permettant de diriger l'énergie d'un réseau d'antennes intelligemment, et l'allocation de puissance introduite dans le chapitre 4.

L'étude [3] souligne que pour effectuer cette estimation dans un laps de temps restreint, les séquences pilotes orthogonales, qui permettent à la Mass-BS d'estimer les canaux de tous les utilisateurs simultanément, sont peu nombreuses et sont également réutilisées dans chacune des cellules adjacentes. Cela provoque :

- Une réduction de la capacité causée par la réduction de temps de transmission de données utiles. En effet, plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus le temps alloué à l'estimation des canaux ( $T_{esti}$ ) augmente. La capacité globale de la cellule est alors pondérée par un facteur  $\left(1 - \frac{T_{esti}}{T_{slot}}\right)$  qui peut vite devenir pénalisant pour des canaux à forte mobilité ( $T_c$  faible).  $T_{slot}$ , représenté figure 1.7, correspond au *slot* temporel durant lequel le canal doit être statique, donc respectant  $T_{slot} \leq T_c$ .

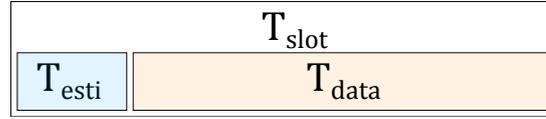


FIGURE 1.7 – Structure simplifiée d'un slot temporel

- *De fortes interférences intercellules.* Ce phénomène appelé **contamination de pilotes** [49] provient de la nécessité de réutiliser les mêmes séquences pilotes dans les cellules adjacentes.

#### 1.4.2.2 Contamination de pilotes

Ce phénomène devient particulièrement problématique en Massive MIMO [50] car il fait apparaître une borne maximale qui limite les performances du système.

En effet, en considérant un nombre d'antennes très élevé à la Mass-BS ( $M \rightarrow \infty$ ), la focalisation spatiale devient suffisamment précise (beam-forming) pour considérer toutes les interférences intra-cellule comme négligeables [4]. En revanche les interférences inter-cellules proviennent de la nature des Mass-BS des cellules adjacentes à également focaliser l'énergie. Ainsi, augmenter leur nombre d'antennes ne fait qu'accroître leur potentiel à interférer. Ce comportement est illustré sur la Figure 1.8.

Posons  $j$  la cellule considérée et  $l \neq j$  les cellules adjacentes exploitant les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Sous l'hypothèse d'un  $M$  très grand ( $M \rightarrow \infty$ ) le SIR<sup>17</sup>, en réception des pilotes au niveau de la Mass-BS, ne dépend plus que du rapport entre les pertes en espace libre de l'utilisateur ciblé, représenté par  $\beta_k^{(j)}$  pour l'utilisateur  $k$  de la cellule  $j$ , et la somme des pertes en espace libre des cellules adjacentes [4] :

$$SIR_k^{(j)} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \frac{\beta_k^{(j)}}{\sum_{l \neq j} \beta_k^{(l)}} \quad (1.3)$$

En effet la Mass-BS de la cellule  $j$  va recevoir une somme de pilotes identiques (figure 1.8), chacun pondéré par sa propre atténuation en espace libre. Le précodage permettant la focalisation du faisceau vers l'utilisateur va alors percevoir l'utilisateur comme étant à plusieurs endroits différents et va répartir l'énergie vers l'ensemble. Cela a pour conséquence directe une perte d'énergie utile et la création d'interférences au niveau des utilisateurs des cellules adjacentes.

17. Rapport Signal sur Interférences

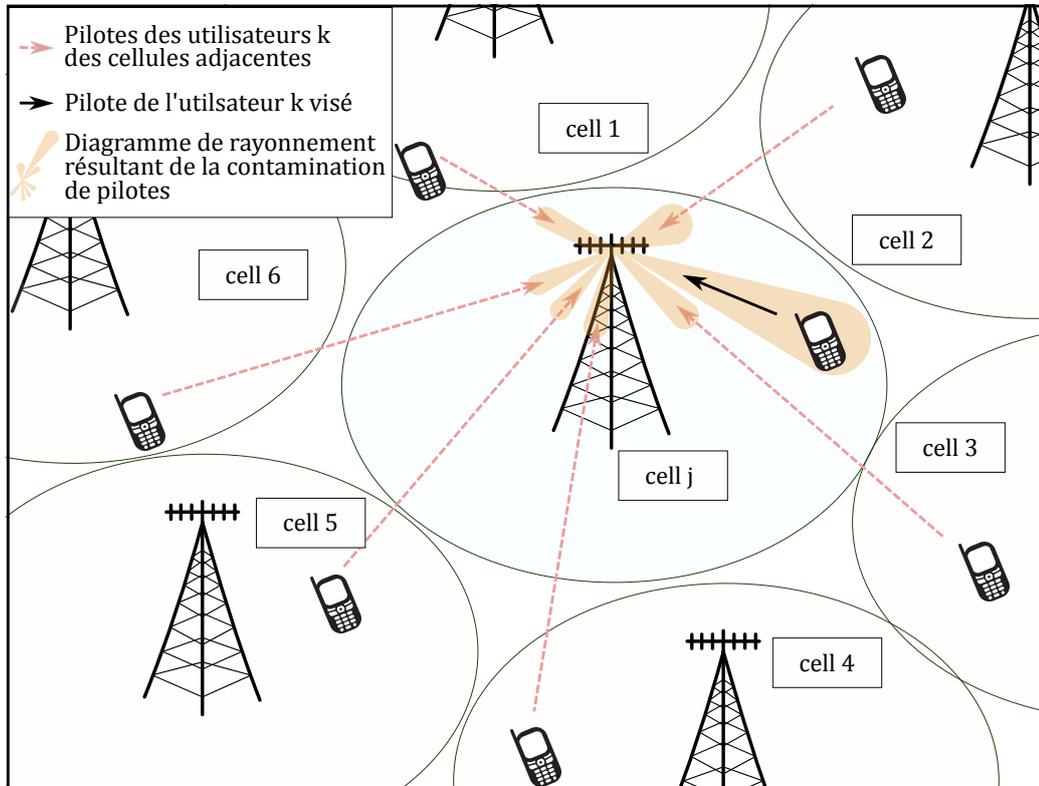


FIGURE 1.8 – Contamination de pilotes

Lorsque le nombre d'antennes à la Mass-BS est supérieur au nombre d'utilisateurs ( $M > K$ ), [9] montre que le nombre de degrés de liberté (DoF<sup>18</sup>) du système n'augmente pas avec  $M$  mais avec le nombre d'antennes en réception (plus d'énergie captée). En revanche cela décuplerait la complexité d'un système Massive MIMO<sup>19</sup>.

Une analyse complémentaire est effectuée dans [22] où il est considéré intéressant de visualiser ces DoF comme directement liés au nombre d'antennes. L'exploitation de  $K$  parmi  $M$  DoF permettrait d'effectuer la transmission et laisserait les  $(M - K)$  degrés restant pour être exploités à des fins énergétiques et autres besoins dépendant des scénarios.

Une étude intéressante sur l'impact du nombre de degrés de liberté nécessaires à un utilisateur pour atteindre un pourcentage des performances théoriques maximales, dans certains scénarios particuliers, a été menée dans

18. Degrees of Freedom

19.  $M \times (K \cdot n_{UE})$  canaux sont à estimer en prenant  $n_{UE}$  le nombre d'antennes au niveau du terminal

[51]. Les auteurs montrent que le nombre d'antennes requis pour dépasser un certain seuil dépend du type de précodeur utilisé. En effet, les précodeurs linéaires simples de type *Matched Filter* (cf. CB<sup>20</sup>, EGT<sup>21</sup> et DBS<sup>22</sup> dans 2.3.1) requièrent plus d'antennes que des précodeurs à inversion matricielle, plus complexes (cf. ZF<sup>23</sup> et MMSE<sup>24</sup>). Il y est également montré que plus la contamination de pilotes est forte, moins les précodeurs complexes sont efficaces par rapport aux précodeurs simples, ce qui rend l'utilisation de ces *Matched Filters* plus intéressante dans ce genre de scénario.

### 1.4.2.3 En résumé

Des études sont actuellement menées sur la réduction du temps consacré à l'estimation du canal [52], sur de la décontamination de pilotes [53], sur la comparaison des précodages en prenant en compte cette contamination [54], et sur d'autres propositions permettant d'atténuer ce phénomène très limitant.

Dans un contexte dense avec de très petites cellules, la plupart des communications peuvent se faire en **visibilité directe de la Mass-BS**. Les solutions basées sur les directions des utilisateurs, décrites dans la suite de la thèse, vont donc répondre au besoin qu'ont les futures Mass-BS small cells à effectuer un traitement rapide et suffisamment flexible offrant un bon compromis entre complexité et performances.

De plus, en mmWave, les pertes en espace libre sont très élevées et donc le phénomène de contamination de pilote devient moins important. Cela est d'autant plus vrai que le système fait partie d'un réseau hétérogène qui permet aux différentes small cells d'être suffisamment éloignées les unes des autres, leurs couvertures respectives ne se superposant donc pas.

## 1.5 Autres techniques à grand nombre d'antennes

Dans cette partie quelques techniques à grand nombre d'antennes sont décrites. Bien que leur liste ne soit pas exhaustive, ces techniques illustrent les axes majeurs pris par les différents acteurs travaillant sur cette technologie. Dans un premier temps nous allons parler des techniques de modulation

---

20. Conjugate Beamforming

21. Equal Gain Transmission

22. Digital BeamSteering

23. Zero-Forcing

24. Minimum Mean Square Error

spatiale dont le fonctionnement diffère quelque peu des systèmes Massive MIMO et, dans un second temps, nous présenterons deux applications pour des systèmes Massive MIMO aux performances prometteuses.

### 1.5.1 Spatial Modulation MIMO (SM-MIMO)

Il s'agit d'une solution proche d'un système Massive MIMO (car un très grand nombre d'antennes est considéré) qu'on appelle Multiuser SM-MIMO. Ce système consiste par exemple à avoir, non pas une unique antenne au niveau de l'UE, mais  $n_{UE}$  antennes, chacune reliée à une **unique chaîne RF** (voir Figure 1.9). Le rôle de la SB est de focaliser de l'énergie vers chaque antenne de l'UE et l'indice de l'antenne va porter une information supplémentaire, augmentant donc le débit de  $\log_2 n_{UE}$ . De plus, ce système peut être implémenté en émission et en réception. Dans le premier cas, le récepteur doit être capable de déterminer l'antenne utilisé par l'émetteur pour bénéficier du débit supplémentaire. Dans le deuxième cas, le récepteur doit déterminer l'antenne recevant le plus de puissance pour en déduire qu'elle est bien celle visée par l'émetteur.

Notons également que cette technique n'empêche en rien l'utilisation de modulations classiques. Par exemple, si le terminal possède  $n_{UE} = 4$  antennes, l'indice de chacune d'elles peut porter deux bits (en rouge sur la Figure 1.9 a) et permet donc de transmettre avec une modulation 4-QAM le même nombre de bits qu'en utilisant une modulation 16-QAM avec du Massive MIMO. Cela explique la meilleure qualité du lien radio, l'ordre de modulation étant bien moindre [55] [56].

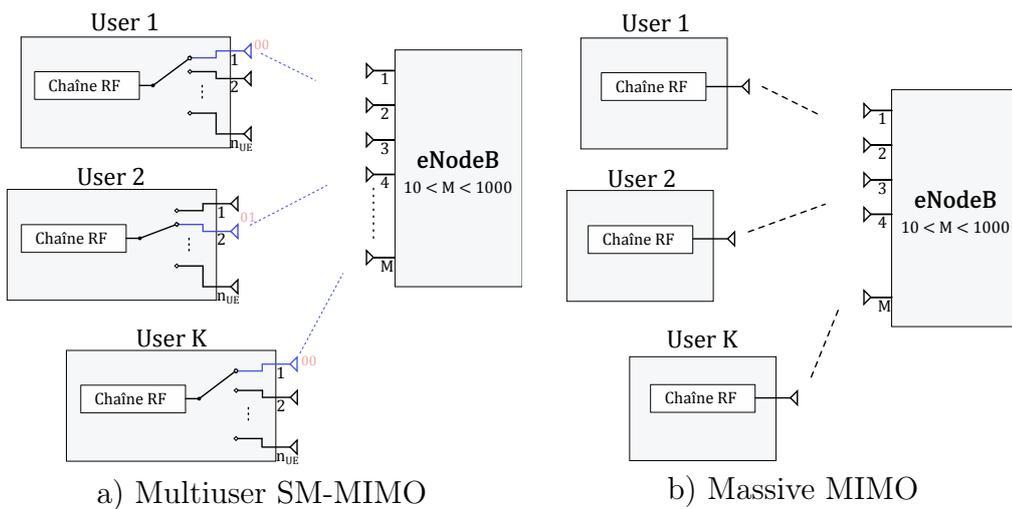


FIGURE 1.9 – Architecture du multiuser SM-MIMO et du Massive MIMO

Il ne faut en revanche pas perdre de vue qu'un frein majeur à l'utilisation de ces technologies à très grand nombre d'antennes est l'estimation de canal, devenant de plus en plus problématique lorsque la mobilité du canal augmente. Il faut donc estimer  $n_{UE}$  fois plus de canaux en SM-MIMO et cela va limiter considérablement le nombre d'utilisateurs qu'une cellule va pouvoir gérer.

### 1.5.2 Wireless Backhaul

Comme mentionné précédemment (dans 1.2.2 et 1.2.4) les systèmes Massive MIMO sont également considérés pour une utilisation en tant que backbone radio. En effet la densification des réseaux [6] va nécessiter de nombreux déploiements de fibre optique pour relier toutes les SB de small cells. De plus, de faibles latences sont de rigueur si des techniques CoMP doivent être employées. Une première approche d'une telle utilisation est détaillée dans [28].

**Remarque :** la macro cell (Massive MIMO) et les small cells (cf. 1.2.2) sont fixes dans l'espace et donc exploiter des techniques basées sur les angles, comme décrit la suite de cette thèse, permettrait de s'affranchir de toute étape d'estimation de canal. De telles conditions sont très intéressantes car un des plus gros facteurs limitant la capacité d'un système Massive MIMO est le temps passé à estimer le canal (cf. 1.4.2) et cela fait de ce système une solution très attractive et des études sur la capacité de tels liens et leur latence seraient pertinentes.

### 1.5.3 Multibeam satellite

Une application prometteuse du Massive MIMO multi-utilisateurs se trouve être le satellite multi-faisceaux représenté figure 1.10 [45]. En effet il s'agit d'un système reconfigurable permettant d'adapter la couverture terrestre au besoin. Une description plus approfondie des performances d'un tel système est disponible dans [57].

**Remarque :** on retrouve dans ce système un scénario très similaire à celui qui va nous intéresser dans le sens où il s'agit également d'un système multi-utilisateur avec visibilité directe et où les interférences proviendront des lobes secondaires du diagramme de rayonnement (voir chapitre 2).

## 1.6 Conclusion

Le futur des télécommunications comprendra indéniablement de nombreux systèmes à grand nombre d'antennes et de nombreuses études sont en

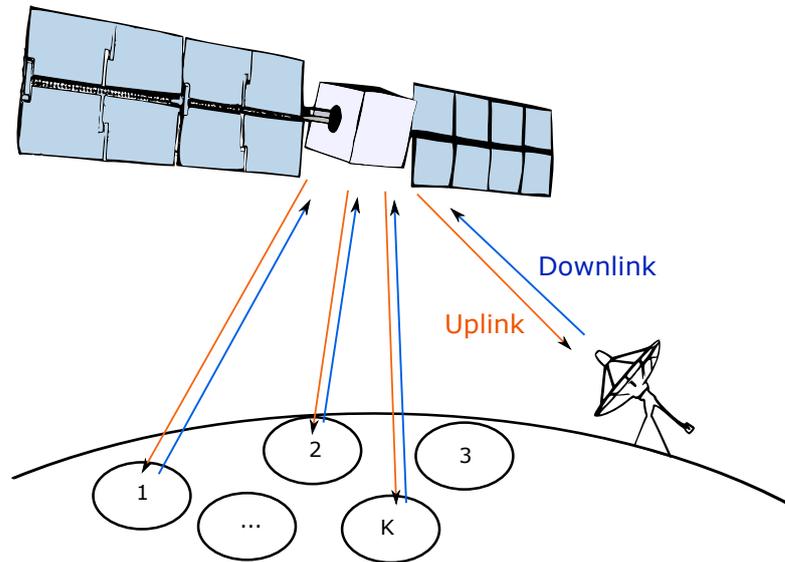


FIGURE 1.10 – Multibeam satellite

cours visant à répondre au mieux aux objectifs fixés pour atteindre les performances attendues pour 2020. Ce chapitre a ciblé les différents éléments, scénarios et certains aspects fondamentaux, autour desquels gravite le terme de Massive MIMO afin d'avoir une vision globale des possibilités qu'un tel système peut offrir. De plus il est important de différencier les études déjà réalisées des études à mener afin de choisir la direction à prendre pour la suite de la thèse.

Nous avons vu qu'il est efficace énergétiquement de déployer un réseau dense de stations de base ce qui permet dans un second temps d'envisager des cellules coordonnées regroupées autour d'unités centrales (UC) de calculs. Il reste de nombreuses études à réaliser concernant la latence des liaisons entre Mass-BS et UC afin de connaître l'aire maximale que peut couvrir un cluster de cellules coopératives.

L'utilisation de systèmes mmWave semble être un cheminement logique permettant d'accroître les bandes de transmission et donc la capacité dans un réseau dense, sa principale limitation étant les pertes en espace libre subies par l'onde. La taille des réseaux d'antennes est également largement réduite et cela facilitera grandement son intégration dans les futures structures de réseaux mobiles, l'ergonomie des systèmes étant un aspect à ne pas oublier.



# Chapitre 2

## Caractéristiques générales des systèmes Massive MIMO

---

<b>2.1</b>	<b>Canal de propagation et notations . . . . .</b>	<b>46</b>
2.1.1	Diversité d'un système . . . . .	46
2.1.2	Notations . . . . .	48
<b>2.2</b>	<b>Antennes et propagation . . . . .</b>	<b>50</b>
2.2.1	Réseaux d'antennes . . . . .	50
2.2.2	Smart antennas et beamforming . . . . .	55
<b>2.3</b>	<b>Précodage et Beamforming . . . . .</b>	<b>59</b>
2.3.1	Les différents précodeurs linéaires . . . . .	60
2.3.2	Précodeurs normalisés en MISO . . . . .	71
<b>2.4</b>	<b>Capacité . . . . .</b>	<b>72</b>
2.4.1	Formule générale . . . . .	73
2.4.2	MU-MIMO versus MIMO point-à-point . . . . .	73
2.4.3	Particularité d'un système Massive MIMO . . . . .	77
2.4.4	Impact du précodage sur la capacité . . . . .	78
<b>2.5</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>79</b>

---

Ce chapitre va permettre d'établir les principes fondamentaux théoriques nécessaires à la compréhension des choix effectués pour la suite de la thèse.

Nous commencerons donc par décrire le canal et les éléments qui le composent puis l'on développera les aspects rayonnement d'antennes et propagation pour comprendre les avantages et inconvénients résultant de l'association de plusieurs antennes.

Ensuite le terme de précodage sera défini et son impact sur les communications évalué. Nous terminerons par une description de deux grandes familles MIMO, à savoir les systèmes MIMO point-à-point et multi-utilisateurs, en les comparant à l'aide des formules de capacité.

## 2.1 Canal de propagation et notations

**Définition :** Le canal de propagation décrit la manière dont se propage l'onde entre une antenne d'émission et une antenne de réception.

La modélisation de celui-ci est donc très importante afin de permettre au système de s'adapter aux éléments qui l'entourent, allant du passage d'un piéton ou d'une voiture entre un émetteur et un récepteur à l'atténuation du signal électromagnétique provoqué par l'absorption de l'oxygène dans l'air<sup>1</sup>.

### 2.1.1 Diversité d'un système

On parle d'exploitation de la diversité du canal lorsqu'on se sert de la nature dispersive du canal pour envoyer plusieurs répliques d'un même signal au récepteur. En effet, plus ce dernier reçoit de répliques moins il y a de chances que toutes aient subi une forte atténuation et l'on améliore ainsi la qualité du lien radio.

*L'exploitation de la diversité du canal ne sert que lorsque le canal subit de fortes atténuations car dans le cas contraire, exploiter cette diversité ne fera qu'utiliser de la ressource spectrale, temporelle ou spatiale, ressources toutes aussi rares et précieuses, pour un gain presque inexistant. La sélectivité du canal doit donc être étudiée au préalable.*

**Cette étude se base sur l'hypothèse d'un canal sélectif en temps et en fréquence dès lors que des trajets réfléchis sont pris en compte.** Celui ci sera modélisé finement au chapitre 3.

---

1. Une des raisons pour laquelle la bande des 60GHz est libre (cf. 1.3) est qu'elle correspond au pic d'absorption de l'oxygène ce qui rend cette bande sous optimale pour de très nombreuses applications.

### 2.1.1.1 Diversité temporelle

Exploiter la diversité temporelle du canal consiste à envoyer plusieurs fois le même signal à des instants différents. Cela revient à répartir les données utiles dans le temps, par exemple à l'aide de codage de canal et d'entrelaceur temporel, afin de pouvoir recombinaison en réception les différentes instances et reconstruire le signal utile.

*Restriction* : pour exploiter au mieux la diversité temporelle, il est nécessaire que deux instances du même signal soient espacées d'au moins le temps de cohérence du canal  $T_{coh}$ , temps pendant lequel le canal est considéré comme statique.

$$T_{coh} \propto \frac{1}{f_{dmax}} = \frac{c}{v_{max} \cdot f_c} \quad (2.1)$$

où  $v_{max}$  est la vitesse maximale pouvant être atteinte par n'importe quel élément de l'environnement,  $f_{dmax}$  est la fréquence Doppler générée par cet élément,  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $f_c$  est la fréquence porteuse.

### 2.1.1.2 Diversité fréquentielle

En présence d'un canal sélectif en fréquence, l'exploitation de la diversité fréquentielle consiste par exemple à émettre le même signal sur deux porteuses différentes au même instant.

*Restriction* : pour exploiter au mieux la diversité fréquentielle, l'écart entre deux porteuses, ou deux bandes de fréquences, doit excéder la bande de cohérence  $B_{coh}$  du canal et est inversement proportionnel à l'étalement des retards<sup>2</sup> ( $\tau_{max}$ ). Une évaluation de la bande de cohérence est donnée par :

$$B_{coh} \propto \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2.2)$$

### 2.1.1.3 Diversité spatiale

La diversité spatiale peut être exploitée lorsqu'un signal est émis de plusieurs points distincts de l'espace.

*Restriction* : La distance ( $d$ ) entre chaque antenne d'un même réseau d'antennes doit être d'au moins une demi longueur d'onde pour que la diversité puisse être exploitée (antennes suffisamment décorrélées). Le couplage

---

2. Durée correspondant à  $\tau_L - \tau_1$  où  $L$  est le nombre de trajets mesurés et  $\tau_i$ , avec  $i \in [1, L]$ , est le retard avec lequel arrive le trajet  $i$ .

entre les antennes va également dégrader les performances.

$$d \geq \frac{\lambda}{2} \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Notations

Selon qu'il s'agisse d'un système MIMO point-à-point ou d'un système MIMO multi-utilisateurs (cf. 2.4.2), nous allons utiliser différentes notations, illustrées sur la Figure 2.1, pour identifier le nombre d'antennes afin de conserver les notations des ouvrages constituant l'état de l'art :

- En MIMO point à point, on appellera donc  $N_t$  le nombre d'antennes d'émission et  $N_r$  le nombre d'antennes de réception.
- En MIMO multi-utilisateurs, on posera  $M$  le nombre d'antennes à la SB et  $K$  le nombre d'utilisateurs de la cellule ayant chacun  $n_{UE}$  antennes. On considère  $n_{UE} = 1$  pour la suite de ce document, étant l'hypothèse la plus généralement adoptée en Massive MIMO.  $n_{UE} > 1$  sera étudié dans 5.2.

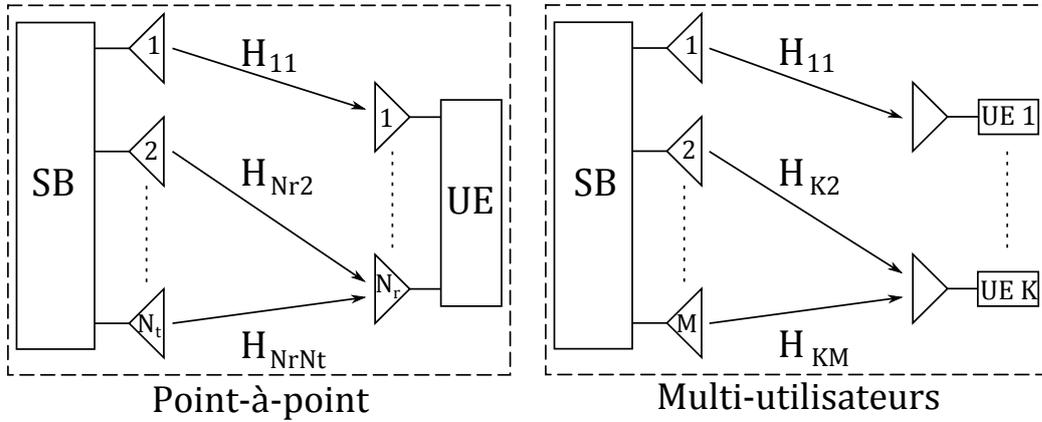


FIGURE 2.1 – Notation et représentation des canaux en MIMO point-à-point et multi-utilisateurs

*Pour toutes les définitions qui vont suivre nous allons utiliser la notation MU-MIMO pour désigner les systèmes MIMO multi-utilisateurs, ceux-ci étant le centre d'intérêt de cette thèse.*

On considère  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{K \times M}$  la matrice contenant les coefficients  $G_{k,m}$  modélisant le canal en voie descendante<sup>3</sup> entre l'utilisateur  $k$  et l'antenne  $m$  de la

3. On parle souvent de *downlink*.

Mass-BS pour un canal plat en fréquence. En OFDM, il y a donc autant de matrices  $\mathbf{G}$  que de sous porteuses et les différents coefficients  $G_{k,m}$  et  $H_{k,m}$ , définis ci-après, sont utilisés par la suite en majuscule pour illustrer leur appartenance au domaine fréquentiel. Cette matrice s'exprime par le produit matriciel de Hadamard, noté  $\odot$ , entre  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$  et  $\mathbf{D}_\beta^{1/2} \in \mathbb{C}^{K \times M}$  :

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \odot \mathbf{H} \quad (2.4)$$

$\mathbf{H}$  est une matrice donc la puissance de chaque lien antenne-utilisateur  $H_{k,m}$  est en moyenne unitaire, i.e.  $\mathbb{E}[|H_{k,m}|^2] = 1$ , et qui contient les variations du canal à petite échelle<sup>4</sup>, et  $\mathbf{D}_\beta$  est la matrice contenant les pertes en espace libre<sup>5</sup>  $\beta_{k,m}$ .

Cela revient à écrire chaque coefficient comme :

$$G_{k,m} = \sqrt{\beta_{k,m}} H_{k,m} \quad (2.5)$$

avec  $\beta_{k,m}$  tel que :

$$\beta_{k,m} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d_{k,m}} \right)^2 \quad (2.6)$$

où  $d_{k,m}$  est la distance entre l'utilisateur  $k$  et l'antenne  $m$ .

On considère également  $\mathbf{n} = [N_1, N_2, \dots, N_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  le vecteur contenant les bruits blancs gaussiens i.i.d. suivant une loi normale de moyenne nulle et de variance  $\mathbb{E}[N_k^* N_k] = \sigma^2, \forall k \in [1, K]$ .

**Hypothèse :** pour la suite de cette thèse nous allons considérer les pertes en espace libre entre un utilisateur et chaque antenne de la Mass-BS identiques, soit  $\beta_{k,m} = \beta_k, \forall m \in [1, M]$ . Il s'agit d'une approximation mais dans des systèmes à focalisation d'énergie, l'espacement  $d$  entre antenne est dépendant de la longueur d'onde<sup>6</sup>, comme l'est l'atténuation d'une onde. En d'autres termes, plus on augmente la fréquence porteuse des transmissions, plus les pertes en espace libre sont fortes mais plus les antennes sont proches. Notons que les pertes en espace libre augmentent plus rapidement ( $\propto f_c^2$  dans le vide) que les antennes se rapprochent ( $\propto f_c$ ), donc au delà d'une certaine fréquence porteuse cette hypothèse devient une approximation trop forte. A 60 GHz, cette hypothèse reste exploitable car la distance entre la Mass-BS et les terminaux de la cellule reste beaucoup plus élevée que le distance entre les antennes et on a donc :

---

4. En anglais *small scale fading*.

5. En anglais *large scale fading*.

6.  $d = \frac{\lambda}{2}$  si l'on souhaite pouvoir dépointer un faisceau jusqu'à  $90^\circ$  sans voir apparaître le phénomène de recouvrement spectral (cf. 2.3).

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H} \quad (2.7)$$

avec  $\mathbf{D}_\beta$  une matrice diagonale  $[K \times K]$  dont chaque élément  $k$  est l'atténuation en espace libre entre la Mass-BS et l'utilisateur  $k$ .

## 2.2 Antennes et propagation

Dans un premier temps nous allons résumer les principes fondamentaux de ces réseaux d'antennes afin de percevoir les possibilités offertes par l'exploitation de très nombreux éléments rayonnants. Dans un second temps on parlera succinctement des réseaux appelés *Smart antennas* pour introduire le terme de beamforming dynamique (formation de faisceau), terme largement exploité dans la littérature et dont le sens diffère selon le domaine d'utilisation.

### 2.2.1 Réseaux d'antennes

#### Définition

On appelle réseau d'antennes un dispositif regroupant plusieurs éléments rayonnants, chaque élément se voyant alimenté différemment en amplitude et en phase (figure 2.2). Un réseau d'antennes classique non reconfigurable possède une architecture fixe qui lui permet d'alimenter chaque antenne avec un certain déphasage (dépendant de la longueur des lignes) et une certaine intensité. La figure 2.2 montre en noir un réseau classique et si un contrôle dynamique est ajouté (bleu) on parle alors de *Smart antennas* (cf 2.2.2).

Les deux principaux objectifs d'une telle association sont :

- Obtenir de meilleures performances radio qu'avec un élément unique en permettant la recombinaison constructive des ondes rayonnées par chaque antenne dans une direction particulière.

**Remarque :** il s'agit d'un échantillonnage spatial qui peut permettre de créer des *nuls de rayonnement*<sup>7</sup> dans certaines direction et d'éviter de créer de l'interférence dans certaines zones peu robustes face à des signaux parasites (par exemple à 60° ou 120° sur les diagramme de la figure 2.3-a)).

---

7. Direction dans laquelle aucune énergie n'est émise.

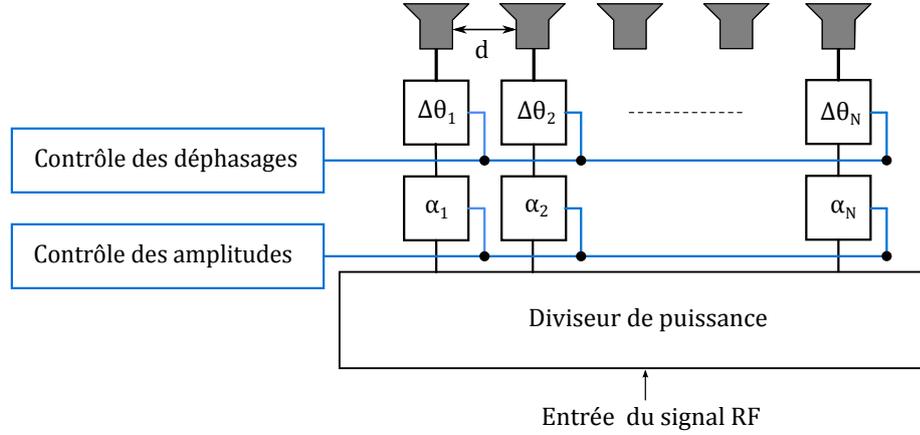


FIGURE 2.2 – Structure d'un réseau d'antennes, chaque chaîne RF subissant un déphasage et/ou une atténuation nécessaire à l'obtention du diagramme de rayonnement désiré. Si un contrôle dynamique est implémenté (blocs bleu), on appelle ces systèmes des Smart Antennas.

- Créer des rayonnements de formes complexes et surtout reconfigurables dans le cas où chaque alimentation est contrôlée indépendamment (en module et en phase).

### 2.2.1.1 Facteur de réseau et diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes est par définition la représentation de son rayonnement électromagnétique dans toutes les directions de l'espace. Il correspond au produit d'un facteur décrivant le gain du réseau d'antennes dans une direction particulière<sup>8</sup>, appelé facteur de réseau  $F$ , et de leur rayonnement propre (e.g. figure 2.4). On peut donc exprimer les champs électrique  $\vec{E}^{res}$  et magnétique  $\vec{H}^{res}$  rayonnés par le réseau, en fonction des rayonnements électriques  $\vec{E}^{ele}$  et magnétiques  $\vec{H}^{ele}$  des éléments rayonnant individuels, de la manière suivante :

$$\vec{E}^{res}(\vec{r}) = F(\theta, \varphi) \cdot \vec{E}^{ele}(\vec{r}) \quad (2.8)$$

$$\vec{H}^{res}(\vec{r}) = F(\theta, \varphi) \cdot \vec{H}^{ele}(\vec{r}) \quad (2.9)$$

avec  $r$ ,  $\theta$  et  $\varphi$  respectivement le rayon, l'angle en élévation et l'angle en azimut.

<sup>8</sup>. Le gain dépend directement de la topologie des éléments constituant le réseau d'antennes.

**Facteur de réseau**  $F$  : ce facteur est calculé à partir des éléments suivants :

- L'amplitude du signal d'alimentation de l'antenne ( $\alpha$ ) ;
- La phase du signal d'alimentation de l'antenne ( $\phi(\theta, \varphi)$ ) ;
- La distance entre 2 antennes ( $d$ ).

Cette distance  $d$  va agir directement sur la directivité du diagramme de rayonnement. Elle doit respecter  $d \geq \frac{\lambda}{2}$  pour permettre au système d'exploiter la diversité spatiale (cf. équation (2.3)) et être la plus élevée possible (plus de directivité) tout en étant suffisamment faible pour éviter le phénomène dit de *recouvrement spectral*. Ce phénomène se traduit par l'apparition de maximums de rayonnement dans des directions différentes de la direction d'intérêt, ce qui provoque donc de fortes interférences et réduit sensiblement l'efficacité énergétique du système. Dans la grande majorité des études sur les systèmes Massive MIMO, la distance entre antennes est fixée à  $d = \frac{\lambda}{2}$  car il s'agit de la valeur permettant d'éviter ce phénomène dès lors que l'on souhaite dépointer le faisceau entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ . Une distance plus élevée<sup>9</sup> serait intéressante pour accroître les performances d'un système Massive MIMO si la Mass-BS doit couvrir un secteur angulaire plus étroit. **Aucun autre paramètre n'intervient dans le calcul du facteur de réseau.**

En prenant l'exemple d'un réseau linéaire uniforme et régulier de  $M$  antennes parallèles au sol, l'angle en élévation n'impacte plus le facteur de réseau ( $F(\theta, \phi) = F(\theta)$ ) et il s'écrit alors :

$$F(\theta) = \sum_{m=1}^M e^{i(m-1)\phi(\theta)} \quad (2.10)$$

avec  $\phi(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta$ .

Soit en module :

$$|F(\theta)| = \left| \frac{\sin \left( M \frac{\phi(\theta)}{2} \right)}{\sin \left( \frac{\phi(\theta)}{2} \right)} \right| \quad (2.11)$$

La figure 2.3 montre l'impact de l'augmentation du nombre d'antennes sur le facteur de réseau. Ce paramètre permet d'illustrer la capacité du réseau à focaliser l'énergie dans une direction particulière. On voit par exemple qu'en doublant le nombre d'antennes, on double également la quantité d'énergie rayonnée dans la direction choisie (ici à la perpendiculaire du réseau). On appelle ce gain le **gain de beamforming**.

---

9.  $d \leq \lambda$ .

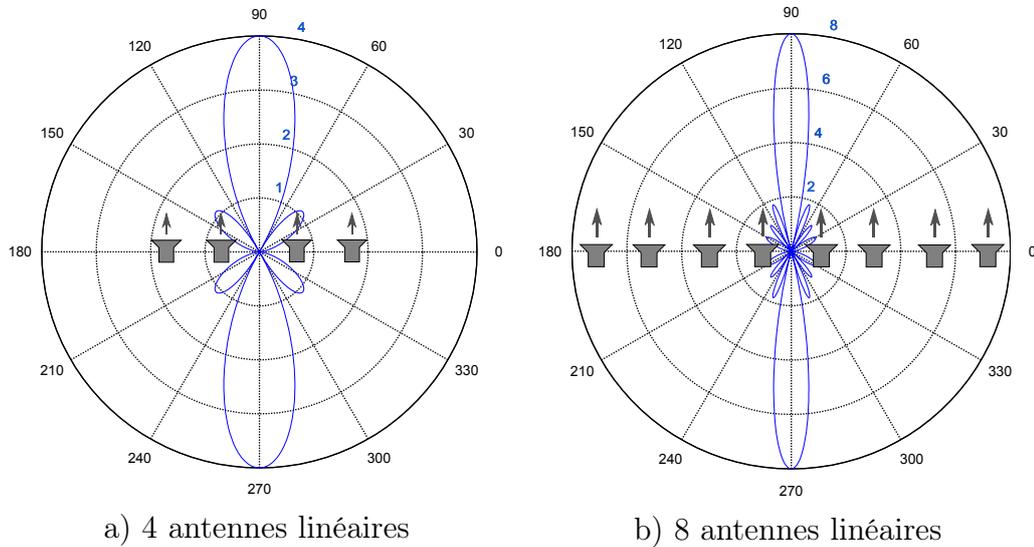


FIGURE 2.3 – Facteur d’un réseau linéaire uniforme comprenant 4 (Fig. a) et 8 (Fig. b) antennes

**Remarque :** la puissance d’émission totale du système ne change pas, ce gain provient du fait que plus il y a d’antennes plus le ‘faisceau’ d’énergie est étroit et moins l’énergie est dispersée dans des directions indésirables.

**Diagramme de rayonnement :** le diagramme de rayonnement d’une antenne est lié à sa technologie et il représente la manière dont un élément va rayonner dans l’espace. De la même manière, on parle de diagramme de rayonnement du réseau d’antennes lorsqu’on considère le rayonnement global correspondant à la somme des rayonnements de chaque élément le constituant.

Par exemple si l’on utilise des antennes isotropes (qui rayonnent uniformément dans toutes les directions de l’espace) disposées de la même manière que dans l’exemple de la Figure 2.3, le diagramme résultant serait identique à celui obtenu en calculant le facteur de réseau. En revanche si l’on sélectionne des éléments directifs tels que des antennes cornets on atténuera fortement le rayonnement parasite généré par la symétrie du plan du réseau (rayonnement vers l’arrière) un gain sera apporté dans la direction à  $90^\circ$ .

Sur la Figure 2.4, la figure de gauche représente le diagramme d’une antenne cornet et la figure du milieu le diagramme résultant du facteur de réseau d’un réseau uniforme linéaire à 4 éléments, nous obtiendrons alors le diagramme de rayonnement du système global, à savoir 4 antennes cornet espacées de  $\lambda/2$ , représenté sur la figure de droite.

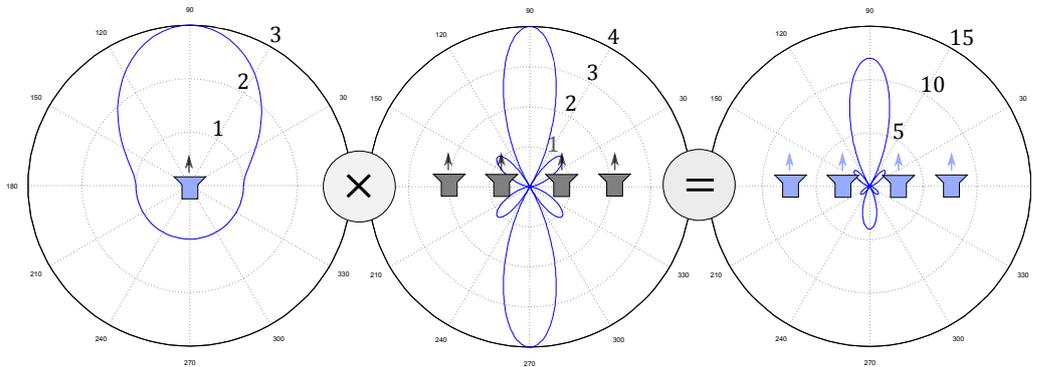


FIGURE 2.4 – Illustration du diagramme de rayonnement résultant du produit de 2 diagrammes, celui du facteur de réseau et celui de l'élément rayonnant individuel

### 2.2.1.2 Couplage

Ce phénomène apparaît lorsque deux sources élémentaires rayonnantes sont proches. Deux effets néfastes apparaissent et sont schématisés sur la figure 2.5 :

- *Déformation du diagramme de rayonnement*  
Si les antennes sont trop proches le rayonnement de l'une va parvenir à l'autre qui va jouer le rôle de réflecteur. Cette énergie réfléchiée par les antennes adjacentes va alors globalement modifier le diagramme de rayonnement de l'ensemble.
- *Désadaptation des antennes*  
Les antennes n'étant pas des réflecteurs parfaits une partie de l'onde provenant du rayonnement voisin va être absorbée, provoquant leur désadaptation. Une **perte d'énergie** va ainsi être observée<sup>10</sup> et cet effet va bien entendu augmenter avec le rapprochement des éléments du réseau.

Ce couplage peut être pris en compte lors de simulations en le représentant sous forme de matrice d'impédance.

**Remarque 1** : l'utilisation d'antennes directives dans un réseau d'antennes plan va permettre de réduire fortement les effets de couplage.

10. Lorsqu'un lien est adapté la totalité de la puissance de l'onde incidente est transmise à l'antenne. Sa désadaptation va faire qu'une partie de l'onde sera réfléchiée, se traduisant bien par une perte d'énergie.

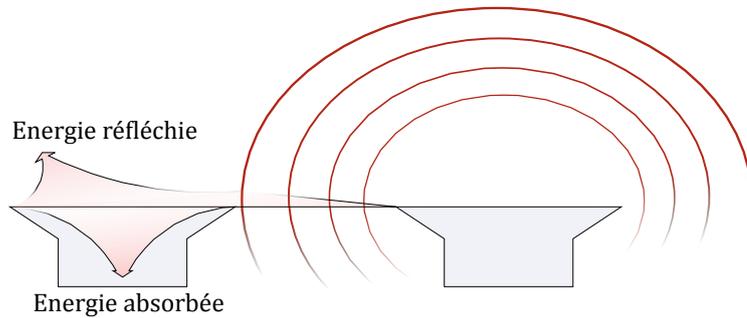


FIGURE 2.5 – Impact du couplage sur les performances des réseaux d’antennes

**Remarque 2 :** dans un système mmWave, les lignes de transmission étant extrêmement fines, elles sont très susceptibles de rayonner et de faire apparaître du couplage avec les lignes adjacentes. Bien que cet aspect doive impérativement être pris en compte lors de la conception d’un réseau d’antennes [58, 4], nous allons considérer dans la suite de cette thèse un système sans couplage afin de mettre en valeur l’impact des traitements numériques à base d’angles. Une approche plus détaillée du phénomène de couplage en Massive MIMO est réalisée dans [59].

### 2.2.2 Smart antennas et beamforming

Le terme *Smart antennas* englobe de nombreuses techniques, la caractéristique commune étant la capacité à faire évoluer dynamiquement le diagramme de rayonnement (cf. Figure 2.2 pour la structure de réseau d’antennes). Les avantages de tels systèmes sont connus depuis déjà de nombreuses années mais la complexité de ces systèmes ne rendaient pas de telles technologies commercialisables. Dans [60], les avantages de ces réseaux intelligents énoncés sont :

- Une meilleure efficacité spectrale permettant d’accroître la capacité de la cellule ;
- Une réduction de l’étalement des retards et des évanouissements liés

aux multi-trajets vus de la Mass-BS<sup>11</sup>, du brouillage<sup>12</sup>, du BER<sup>13</sup> et de la probabilité de coupure<sup>14</sup> de la transmission.

Les gains retenus proviennent de la capacité de ces réseaux d'antennes à former un faisceau et à le diriger vers un utilisateur de la cellule en suivant son déplacement. On voit sur la figure 2.6 que chaque trajet indirect ou signal provenant d'un autre utilisateur est automatiquement atténué et le gain obtenu dans la direction d'intérêt, qu'on appelle gain de beamforming, va permettre d'augmenter grandement le bilan de liaison.

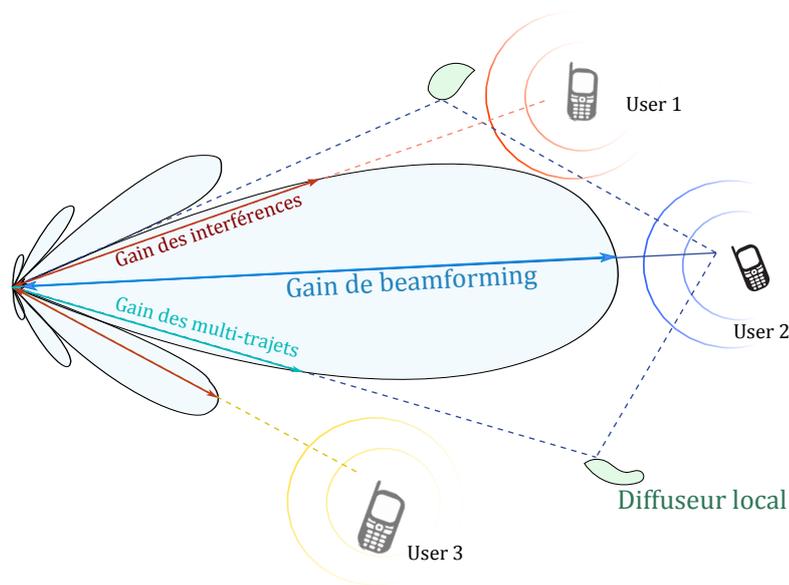


FIGURE 2.6 – Beamforming analogique

*Cette modification du diagramme de rayonnement étant réalisée en analogique, il n'est pas possible de créer plusieurs faisceaux RF portant des données différentes. Cela rend donc le système incompatible avec un fonctionnement multi-utilisateurs où l'accès se fait via un multiplexage spatial (MU-MIMO). Nous allons développer dans la section suivante en quoi le passage au numérique va permettre de mettre en oeuvre ce multiplexage spatial sous forme de*

11. Les trajets en provenance de directions différentes que celle visée par le faisceau sont atténués plus ou moins en fonction de la forme du diagramme de rayonnement de la Mass-BS à l'instant  $t$ .

12. En anglais : *Co-Channel Interference*. Ce sont les interférences provoquées par d'autres éléments rayonnant dans la même bande de fréquence.

13. Bit Error Rate : Taux d'erreur binaire.

14. Probabilité qu'une transmission soit coupée après avoir été établie.

SDMA<sup>15</sup>.

### 2.2.2.1 MIMO multi-utilisateurs (MU-MIMO)

En MIMO multi-utilisateurs, la SB doit estimer le canal entre ses  $M$  antennes et les différents utilisateurs afin de générer les coefficients d'antennes propres à former un faisceau, celui ci dirigeant l'énergie de sorte à ce que chaque utilisateur reçoive ses données brutes. Les diagrammes sont alors sommés après avoir été pondérés par le symbole à leur transmettre. Il en résulte un rayonnement global constitué des faisceaux portant les informations différentes à destination de chaque utilisateur (cf. Figure 2.7).

**Remarque :** les illustrations représentant des faisceaux dirigés vers les utilisateurs correspondent au cas particulier d'un scénario purement LOS car seul le trajet direct est utilisé pour transmettre l'énergie. Dans un canal à multiple réflexions, le faisceau formé peut être beaucoup plus complexe si le système s'en sert pour accroître les performances (cf. section 2.3).

Cela revient à effectuer un multiplexage spatial<sup>16</sup> qu'on appelle aussi SDMA, principe sur lequel se base tout système MU-MIMO. Les interférences inter-utilisateurs proviennent des recouvrements des diagrammes de rayonnement, autrement dit certains lobes secondaires se retrouvent dans le lobe principal d'un autre utilisateur ce qui peut provoquer de fortes interférences si le phénomène n'est pas contrôlé.

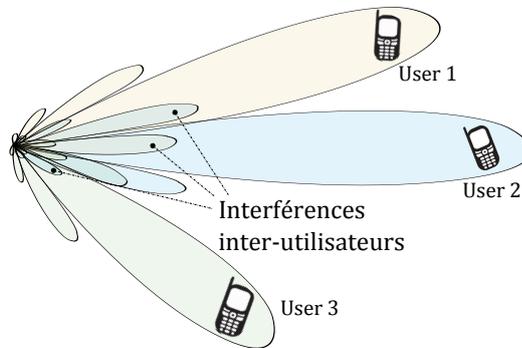


FIGURE 2.7 – Technique d'accès SDMA - beamforming multi-utilisateur - MU-MIMO

**Exemple :** Dans la configuration de la figure 2.8, la Mass-BS communique avec 3 utilisateurs à même distance de la Mass-BS. Chaque utilisateur

15. Spatial Division Multiple Access.

16. Attention, ce terme est également utilisé en MIMO point-à-point et désigne le fait d'envoyer un symbole différent sur chaque antenne.

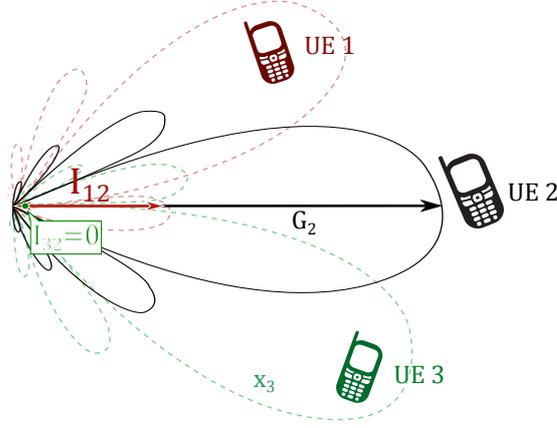


FIGURE 2.8 – Impact du Beamforming sur les interférences inter-utilisateurs

est servi via un beamforming 'personnel' et on considère le faisceau dirigé vers l'utilisateur n°2. Soient  $\mathcal{G}_k$  le gain apporté par le beamforming de l'utilisateur  $k$ ,  $S_k \in \mathbb{C}$  les données lui étant transmises et  $I_{ik}$  la quantité d'interférences générée par l'utilisateur  $i$  sur l'UE  $k$ , le Rapport Signal sur Interférences (SIR<sup>17</sup>) de l'UE 2 peut alors s'écrire de la manière suivante :

$$SIR_2 = \frac{\mathcal{G}_2 \cdot \mathbb{E}[S_2^* S_2]}{\sum_{i \neq 2}^{Nb \text{ user}} I_{i2} \cdot \mathbb{E}[S_i^* S_i]} \quad (2.12)$$

En considérant l'utilisateur 3 dans un nul de rayonnement ( $I_{32} = 0$ ) et que les données symboles sont émises avec la même puissance (même modulation), soit  $\mathbb{E}[S_i^* S_i] = P \forall i \in [1, K]$ , on obtient :

$$SIR_2 = \frac{\mathcal{G}_2}{I_{12}} \quad (2.13)$$

**Remarque :** Plus le nombre d'antennes est élevé au niveau de la Mass-BS, plus le lobe principal du diagramme de rayonnement dirigé vers un utilisateur est étroit et plus la réjection d'interférences est forte ( $SIR_2 \rightarrow \infty$  dans (2.13)). C'est l'un des principaux atouts d'un système Massive MIMO en supposant que l'on arrive à concevoir un réseau adaptatif performant à coût modéré.

17. Signal to Interference Ratio

## 2.3 Précodage et Beamforming

La notion de **précodage** [49, 61, 62, 63, 64, 65] apparaît dès lors que l'on effectue un traitement numérique à l'émission codant puis **répartissant les données sur chacune des antennes**, à l'aide d'une connaissance plus ou moins parfaite du canal de transmission. *Il s'agira toujours de codes usant de la dimension spatiale car c'est là tout l'intérêt du MIMO. Cependant ce terme est générique et peut prendre en compte des traitements exploitant d'autres ressources comme, par exemple, la ressource temporelle pour des codes spatio-temporels (eg. codes OSTBC<sup>18</sup>).*

Tout l'intérêt du traitement numérique réside dans la flexibilité qu'il apporte au système. Un convertisseur numérique/analogique (ou DAC<sup>19</sup>) est pour cela nécessaire en entrée de chaque antenne. Ainsi l'implémentation d'un grand nombre d'antennes implique de faire un choix afin d'obtenir le compromis *coût / complexité / qualité et rapidité de quantification*<sup>20</sup> le plus adapté au cas d'usage.

**Aspect propagation :** le précodage va permettre de focaliser l'énergie dans une direction ou une zone particulière (respectivement pour une communication en LOS<sup>21</sup> ou en NLOS<sup>22</sup>). *Le choix du précodeur va dépendre de la métrique que l'on souhaite optimiser (e.g. SIR, SNR, SINR, etc...).* Chaque précodeur correspond à un compromis différent entre complexité, interférences inter-utilisateurs et consommation énergétique.

**Transmissions multi-porteuses :** en OFDM, ou pour toute autre forme d'onde multi-porteuses, le précodage est effectué sur chaque sous-porteuse indépendamment, le canal y étant plat, cf. section 2.1.2.

**Remarque 1 :** Les performances des différents précodeurs vont être étroitement liées à la qualité de l'estimation du canal, celle-ci impactant directement la focalisation de l'énergie. On peut imaginer à l'extrême que si l'estimation est très mauvaise, le faisceau va être trop décalé et l'utilisateur ne recevra plus du tout d'information. De surcroît, un autre utilisateur pourrait se trouver dans cette direction (en prenant l'exemple d'un environnement LOS) et l'interférence qu'il subirait serait alors extrêmement forte.

**Remarque 2 :** Les expressions qui vont suivre décrivent un **système en**

---

18. Orthogonal Space Time Block Code

19. Digital to Analog Converter

20. Un signal numérique est quantifié sur un certain nombre de bits et peut alors légèrement différer du signal analogique. On appelle erreur de quantification l'impact négatif sur les performances provoqué par l'écart entre la valeur quantifiée et la valeur réelle d'un signal.

21. Line Of Sight

22. Non Line Of Sight

**voie descendante** car il s'agit du contexte choisi dans cette thèse. Cependant, le canal étant supposé réciproque, la matrice de canal en voie montante correspond simplement à  $\mathbf{G}^T$ .

### 2.3.1 Les différents précodeurs linéaires

Dans cette partie nous allons énumérer les différents précodeurs linéaires que nous avons jugés pertinents pour cette étude [49, 63, 62, 66, 61]. S'agissant d'un système MU-MIMO, seule la dimension spatiale est exploitée par le précodage et la structure du système est illustrée figure 2.9.

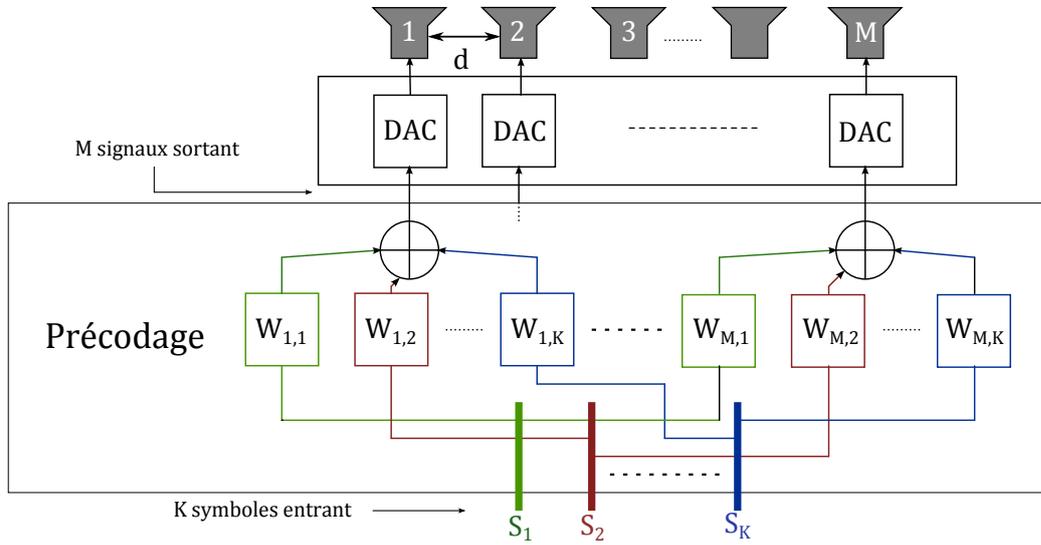


FIGURE 2.9 – Structure d'un réseau d'antennes avec précodage.

#### 2.3.1.1 Notations

**Rappel :** On considère un système multi-utilisateur avec M antennes à l'émission (Mass-BS) et K utilisateurs dans la cellule.

Soit  $\mathbf{s} = [S_1, S_2, \dots, S_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  le vecteur contenant les données (symboles) à destination de chaque utilisateur, on appelle  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times K}$  la matrice de précodage permettant de répartir les données sur chaque antenne émettrice tel que l'on obtienne le vecteur émis  $\mathbf{x} = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ . En d'autres termes, **chaque antenne va ainsi émettre une combinaison linéaire des K symboles du vecteur entrant :**

$$\mathbf{x} = \sqrt{\eta} \mathbf{W} \mathbf{s} \quad (2.14)$$

### 2.3. Précodage et Beamforming

---

où  $\sqrt{\eta}$  est le facteur de normalisation permettant de s'assurer que la puissance émise sur le canal reste inchangée par le précodage et ce, quel que soit  $M$ . Il s'exprime ainsi :

$$\eta = \frac{1}{\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{W})]} \quad (2.15)$$

Soit pour l'antenne d'indice  $m$  :

$$X_m = \sqrt{\eta} \sum_{k=1}^K W_{m,k} S_k \quad (2.16)$$

Pour la suite nous appelons  $\mathbf{r} = [R_1, R_2, \dots, R_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  le vecteur de signaux reçus par les différents utilisateurs et  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  le vecteur de leur bruits blancs gaussiens respectifs. Le signal reçu s'écrit donc :

$$\mathbf{r} = \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.17)$$

Et en remplaçant  $\mathbf{G}$  avec son expression définie dans l'équation (2.7), on obtient :

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.18)$$

On peut alors extraire le signal reçu par l'utilisateur  $k$  afin d'identifier la partie utile et la partie interférente :

$$R_k = \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} X_m + N_k \quad (2.19)$$

$$= \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} \left( \sqrt{\eta} \sum_{k=1}^K W_{m,k} S_k \right) + N_k \quad (2.20)$$

Pour plus de clarté, nous appelons  $U$  la partie utile et  $I$  la partie interférente du signal reçu. On a donc :

$$U_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M H_{k,m} W_{m,k} S_k \quad (2.21)$$

$$I_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K H_{k,m} W_{m,j} S_j \quad (2.22)$$

Ces termes vont être directement influencés par le choix du précodeur et les métriques  $SNR$ ,  $SINR$  et  $SIR$  en résultant s'expriment :

$$SNR_k = \frac{\mathbb{E}[|U_k|^2]}{\mathbb{E}[|N_k|^2]} \quad SINR_k = \frac{\mathbb{E}[|U_k|^2]}{\mathbb{E}[|I_k|^2] + \mathbb{E}[|N_k|^2]} \quad SIR_k = \frac{\mathbb{E}[|U_k|^2]}{\mathbb{E}[|I_k|^2]} \quad (2.23)$$

Le gain de beamforming  $\mathcal{G}_k$  introduit dans l'équation (2.12), et explicité dans l'équation (2.92), est donc directement dépendant du choix du précodeur.

### 2.3.1.2 Conjugate Beamforming (CB)

Le Conjugate Beamforming, également appelé **retournement temporel** lorsque appliqué dans le domaine temporel, vise à maximiser le SNR. En effet, un tel précodeur va offrir un gain de beamforming maximal à chaque utilisateur mais va générer une certaine quantité d'interférences sur les autres (cf. Figure 2.7). Pour la description qui va suivre nous allons utiliser la matrice de canal ne comprenant que les évanouissements rapides  $\mathbf{H}$ , dans un souci de lisibilité, mais également car la puissance par lien Mass-BS-UE est normalisée et cela permet au précodeur de ne pas modifier l'allocation de puissance par utilisateur réalisée en amont (voir la section 3.2.4). Il s'agit également de l'expression la plus largement utilisée dans la littérature [4, 3].

$$W_{m,k}^{(CB)} = H_{k,m}^* \quad (2.24)$$

Et matriciellement :

$$\mathbf{W}^{(CB)} = \mathbf{H}^H \quad (2.25)$$

Il s'agit donc du filtre adapté au canal visant à maximiser le SNR.

**Remarque :** notons qu'il est possible d'utiliser la matrice de canal générale  $\mathbf{G}$ , la normalisation par  $\eta$  assurant la conservation d'une puissance d'émission constante  $P_e$ . En revanche le fait d'exploiter  $\mathbf{G}$  et non pas  $\mathbf{H}$  va résulter en une allocation de puissance implicite dépendant des pertes en espace libre subies par chaque utilisateur. En effet,  $\eta$  normalise la puissance par la somme des atténuations et non pas par lien utilisateur-Mass-BS. Il en résulte qu'un utilisateur proche de la Mass-BS se verra allouer plus de puissance qu'un utilisateur plus éloigné.

En réinjectant (2.24) dans (2.22) on obtient :

$$U_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 S_k = \sqrt{\eta} \sqrt{\beta_k} \text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) S_k \quad (2.26)$$

$$I_k^{(CB)} = \sqrt{\eta} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \quad (2.27)$$

**Processus i.i.d complexe gaussien :** si chaque lien  $H_{k,m}$  est un processus i.i.d complexe gaussien (Rayleigh indépendants), on peut l'écrire sous la

### 2.3. Précodage et Beamforming

---

forme

$$H_{k,m} = \rho_{k,m} e^{i\phi_{k,m}} \quad (2.28)$$

où  $\rho$  est un coefficient de Rayleigh normalisé ( $\mathbb{E}[\rho_{k,m}^2] = 1$ ) et  $\phi_{k,m} \in [0; 2\pi[$  est le déphasage du lien.

Ainsi,  $\forall k \in [1, K]$  :

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \mathbb{E}[|H_{k,m}|^2] = 1 \quad (2.29)$$

où  $p.s.$  est la convergence "presque sûre" en vertu de la loi forte des grands nombres.

On a donc

$$\text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \sum_{k=1}^K M \times \mathbb{E}[|H_{k,m}|^2] = MK \quad (2.30)$$

Le coefficient de normalisation se simplifie donc de la manière suivante :

$$\eta \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \frac{1}{MK} \quad (2.31)$$

d'où

$$U_k^{(CB)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \sqrt{\beta_k \frac{M}{K}} S_k \quad (2.32)$$

et donc

$$\mathbb{E}[|U_k^{(CB)}|^2] \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \beta_k \frac{M}{K}, \text{ si } \mathbb{E}[|S_k|^2] = 1 \quad (2.33)$$

$$(2.34)$$

De même :

$$\sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \mathbb{E}[H_{k,m} H_{j,m}^*] = 0 \quad (2.35)$$

d'où

$$I_k^{(CB)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} 0 \quad (2.36)$$

En conclusion, le SIR avec un très grand nombre d'antennes est :

$$SIR_k^{(CB)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} +\infty \quad (2.37)$$

**Intérêt du Conjugate Beamforming :**  $U_k^{(CB)}$  est une somme constructive de combinaisons linéaires du signal utile qui va croître proportionnellement avec le nombre d'antennes  $M$  contrairement à  $I_k^{(CB)}$  dont le produit  $H_{k,m}H_{j,m}^*$  peut être constructif comme destructif. L'augmentation conséquente de  $M$  va donc voir  $U_k^{(CB)}$  croître linéairement, contrairement à  $I_k^{(CB)}$ , et l'on retrouve bien le résultat de l'équation (2.37) lorsque le nombre d'antennes tend vers l'infini.

### 2.3.1.3 Equal Gain Transmission (EGT)

L'EGT, ou transmission à gain constant, ne va compenser que le déphasage engendré par le canal sur chaque sous porteuse (dans le cas d'une forme d'onde telle que l'OFDM) :

$$W_{k,m}^{(EGT)} = e^{-i\phi_{k,m}} \quad (2.38)$$

avec  $\phi_{k,m}$  le déphasage introduit par le canal entre l'utilisateur  $k$  et l'antenne  $m$ .

Cela donne matriciellement :

$$\mathbf{W}^{(EGT)} = \angle \mathbf{H}^H \quad (2.39)$$

Notons que le coefficient de normalisation devient exactement :

$$\eta = \frac{1}{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \mathbb{E}[|e^{i\phi_{k,m}}|^2]} = \frac{1}{MK} \quad (2.40)$$

**Remarque :** l'amplitude des signaux n'étant pas modifiée par le pré-codage en fait une solution intéressante en terme de gestion de la puissance des amplificateurs intégrés aux chaînes RF (PAPR<sup>23</sup>) [64, 67]. En effet, moins les signaux entrants sont dynamiques, plus ils peuvent être amplifiés sans subir de distorsion.

Les signaux en réception s'écrivent alors :

$$U_k^{(EGT)} = \sqrt{\frac{\beta_k}{MK}} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}| S_k \quad (2.41)$$

$$I_k^{(EGT)} = \frac{1}{\sqrt{MK}} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{\beta_j} H_{k,m} e^{-i\phi_{j,m}} S_j \quad (2.42)$$

---

23. Peak-to-Average Power Ratio

**Processus i.i.d complexe gaussien :** la valeur de  $U_k^{(EGT)}$  diffère quelque peu de celle du CB :

$$U_k^{(EGT)} = \sqrt{\frac{\beta_k}{MK}} \sum_{m=1}^M \rho_{k,m} S_k \quad (2.43)$$

Or, si  $\rho_{k,m}$  est un coefficient de Rayleigh normalisé :

$$\sum_{m=1}^M \rho_{k,m} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \mathbb{E}[\rho_{k,m}] = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \quad (2.44)$$

Nous obtenons alors

$$U_k^{(EGT)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \sqrt{\beta_k \frac{M}{K} \frac{\sqrt{\pi}}{2}} S_k \quad (2.45)$$

et

$$\mathbb{E} \left[ |U_k^{(EGT)}|^2 \right] \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} \beta_k \frac{M}{K} \frac{\sqrt{\pi}}{2} \quad (2.46)$$

De la même manière que pour le CB on a  $I_k^{(EGT)} \xrightarrow{p.s.} 0$  et donc :

$$SIR_k^{(EGT)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p.s.} +\infty \quad (2.47)$$

**Remarque 2 :** on note quand même que  $\mathbb{E} \left[ |U_k^{(EGT)}|^2 \right] \leq \mathbb{E} \left[ |U_k^{(CB)}|^2 \right]$ . Le gain de focalisation est donc plus faible en EGT puisque le nombre de degrés de libertés utilisés est plus faible qu'en CB (seule la phase est exploitée).

**Remarque 3 :** il est nécessaire de soulever l'aspect de la diversité exploitée par le système. En effet, alors que l'EGT exploite une diversité de  $M$ , le CB n'exploite qu'une diversité de  $M/2$  [66]. Dans un scénario où sont présentes de très nombreuses réflexions, le CB semble plus pertinent. Cela s'explique par sa capacité à gérer l'énergie émise dans les différentes directions<sup>24</sup> en adaptant la puissance de la radiation en fonction de la qualité de chaque trajet. En d'autres termes moins le trajet subit d'atténuations plus la puissance lui étant attribuée sera élevée. L'EGT, quant à lui, va émettre la même énergie quelle que soit la qualité du trajet ce qui le rend plus adapté à un scénario à moindre nombre de trajets réfléchis.

#### 2.3.1.4 Zero Forcing (ZF)

Le ZF, illustré Figure 2.10, est un précodeur annulant les interférences inter-utilisateurs (interférences produites par une transmission MU-MIMO) et donc qui **maximise le SIR**.

---

<sup>24</sup> L'onde relie l'UE à la Mass-BS via plusieurs trajets (réflexions, rayons diffractés ou diffusés ...).

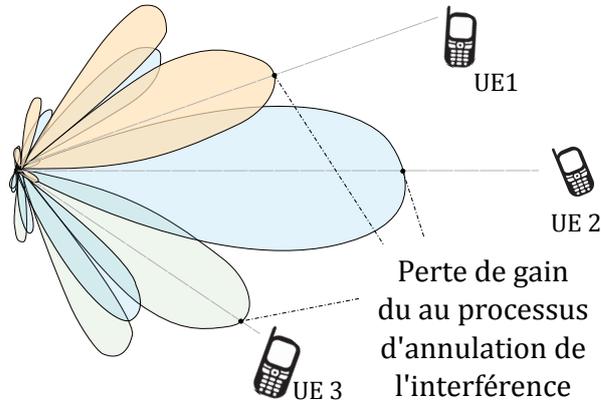


FIGURE 2.10 – Précodeur Zero-Forcing.

La forme linéaire devenant très complexe, l'écriture matricielle est préférable pour plus de lisibilité.

$$\mathbf{W}^{(ZF)} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (2.48)$$

Soit :

$$\mathbf{r} = \sqrt{\eta} \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.49)$$

Ainsi :

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{\eta \beta_k} S_k \quad (2.50)$$

$$I_k^{(ZF)} = 0 \text{ , si } (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \text{ inversible} \quad (2.51)$$

Bien que très performant, la complexité apportée par l'inversion matricielle  $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$  est élevée et croît rapidement avec  $M$ . Le ZF permet donc bien d'annuler les interférences ( $SIR_k = +\infty$ ), et cela au détriment du gain de beamforming qui est d'autant plus faible qu'il y a d'interférences à annuler. Cette modification du gain de beamforming provient du coefficient de normalisation  $\eta$  que l'on va décrire dans le cas i.i.d. gaussien.

**Processus i.i.d complexe gaussien :**

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\eta} &= \mathbb{E} [\text{Tr} (\mathbf{W}^H \mathbf{W})] \\
 &= \mathbb{E} \left[ \text{Tr} \left( ((\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1})^H \mathbf{H}\mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \right) \right] \\
 &= \mathbb{E} \left[ \text{Tr} \left( ((\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1})^H \right) \right] \\
 &= \mathbb{E} [\text{Tr} ((\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1})] \\
 &= \mathbb{E} [\text{Tr} (\text{Wish}^{-1})]
 \end{aligned}$$

avec  $\text{Wish} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$  une matrice de Wishart [68] complexe carrée (entrées gaussiennes) de taille  $K \times K$ .

Or

$$\mathbb{E} [\text{Tr} (\text{Wish}^{-1})] = \frac{K}{M - K} \quad (2.52)$$

d'où

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{\beta_k \frac{M - K}{K}} S_k \quad (2.53)$$

et donc

$$\mathbb{E} [|U_k^{(ZF)}|^2] = \beta_k \frac{M - K}{K} \xrightarrow{M \gg K} \beta_k \frac{M}{K} \quad (2.54)$$

On observe donc bien une perte de puissance si  $M$  n'est pas très grand devant  $K$  qui est le prix à payer de l'annulation de l'interférence.

**Remarque :** ce précodeur tend naturellement vers l'optimal à très faible niveau de bruit, la dégradation du gain de beamforming n'ayant d'effet que sur le SNR (pas d'interférences). En voie montante, l'impact de  $\eta$  est légèrement différent car le facteur  $\mathbf{W}_u = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}\mathbf{H}$  (ZF en voie montante) est appliqué après réception et donc après ajout du bruit (cela équivaut à filtrer le bruit) :

$$\mathbf{r}^{(u)} = \sqrt{\eta} \left( \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{s}^{(u)} + \mathbf{W}_u \mathbf{n}_u \right) \quad (2.55)$$

Soit  $SNR_k^{(u)}$  le SNR à la Mass-BS du signal émis par l'UE  $k$  :

$$SNR_k^{(u)} = \frac{\mathbb{E}[|S_k|^2]}{\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{W}_u^H \mathbf{W}_u)]\sigma^2} \quad (2.56)$$

On voit ainsi l'impact que peut avoir un fort bruit sur la qualité de la réception, celui-ci étant directement multiplié par le facteur  $\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{W})] = \frac{1}{\eta}$ .

### 2.3.1.5 Minimum Mean Square Error (MMSE)

Le précodeur MMSE (2.57) est un compromis entre annulation d'interférences et puissance de bruit ce qui en fait un précodeur plus adapté que le ZF à bas SNR. Il vise donc à maximiser le SINR.

$$\mathbf{W}^{(MMSE)} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_K)^{-1} \quad (2.57)$$

Comme le ZF, il est d'une grande complexité à cause de l'inversion matricielle nécessaire au calcul de la matrice de précodage. Il permet de limiter l'impact du bruit à faible SNR que subit le ZF (2.56).

**Remarque :** on vérifie bien qu'à haut SNR,  $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_K) \rightarrow \mathbf{H}\mathbf{H}^H$  et donc  $\mathbf{W}^{(MMSE)} \rightarrow \mathbf{W}^{(ZF)}$ .

### 2.3.1.6 Digital Beamsteering (DBS)

L'opération de Beamsteering vise à compenser le déphasage que subit l'onde plane sur chaque antenne en appliquant le retard ou avance de phase adapté et ainsi permettre un rephasage des différentes composantes de l'onde produite ou captées par chaque antenne du réseau. Comme son nom l'indique il s'agit de former un faisceau dont on contrôle la direction.

Décomposons les  $M$  antennes du réseau plan en  $M_V$  éléments verticaux et  $M_H$  éléments horizontaux, l'antenne d'indice  $m$  va donc correspondre au couple  $(n_V, n_H)$  avec  $n_V \in [1, M_V]$  et  $n_H \in [1, M_H]$ . On appelle  $\theta$  et  $\varphi$  les angles en azimut et en élévation décrivant la direction d'arrivée (ou réciproquement de départ) de l'onde supposée plane. Ces éléments sont représentés sur la figure 2.11.

La figure 2.12 a) (resp. b) illustre la différence de chemin et le déphasage associé en élévation (resp. en azimut) avec  $d_V$  (resp.  $d_H$ ) l'espacement entre les antennes verticales (resp. horizontales).

Il peut alors être déduit que le précodage à l'antenne  $(n_V, n_H)$  doit compenser un déphasage de  $\frac{2\pi}{\lambda}(n_V - 1)d_V \sin(\varphi)$  en élévation et de  $\frac{2\pi}{\lambda}(n_H - 1)d_H \sin(\theta) \cos(\varphi)$  en azimut. Ainsi on peut écrire :

$$W_k^{(DBS)}(n_V, n_H) = e^{-i((n_V-1)u_k + (n_H-1)v_k)} \quad (2.58)$$

Avec  $u_k$  et  $v_k$  les fréquences spatiales :

$$u_k = \frac{2\pi}{\lambda} d_V \sin(\varphi_k) \quad (2.59)$$

$$v_k = \frac{2\pi}{\lambda} d_H \sin(\theta_k) \cos(\varphi_k) \quad (2.60)$$

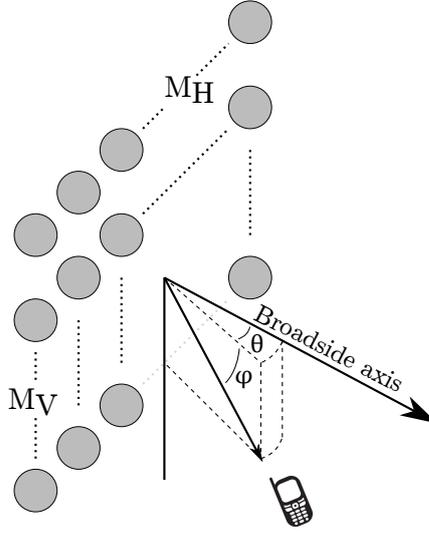


FIGURE 2.11 – Représentation du système en coordonnées sphériques.

Du point de vue de la station de base, la position angulaire de l'utilisateur  $k$  relative à l'antenne (couple d'angles  $(\theta_k, \varphi_k)$ ) est représentée sous la forme d'un vecteur de taille  $M = M_V \times M_H$  (voir la Figure 2.11). Un tel vecteur, aussi appelé vecteur de dépointage (*steering vector* en anglais), représente le déphasage subi par une onde incidente sur chaque antenne du réseau d'antennes et donc est fonction des angles  $\theta$  et  $\varphi$ . En réalité, il décrit le déphasage relatif entre chaque antenne à partir d'une antenne de référence et il s'exprime de la manière suivante :

$$\mathbf{a}_k = [1, e^{jv_k}, \dots, e^{j(M_H-1)v_k}]^T \otimes [1, e^{ju_k}, \dots, e^{j(M_V-1)u_k}]^T \quad (2.61)$$

où  $\otimes$  est le produit de Kronecker.

L'ensemble des vecteurs de dépointage des utilisateurs forme alors la matrice de dépointage de taille  $K \times M$  suivante :

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K]^T \quad (2.62)$$

Ainsi le précodeur Digital Beamforming s'exprime directement en fonction de cette matrice de dépointage :

$$\mathbf{W}_{k,m}^{(DBS)} = \mathbf{A}^H \quad (2.63)$$

**Remarque 1 :** la valeur est la même, quelle que soit la fréquence. Ainsi, contrairement aux autres précodeurs reposant sur la connaissance de la réponse en fréquence du canal, former ce précodeur ne requiert que de la position angulaire, et ce quelle que soit la largeur de la bande.

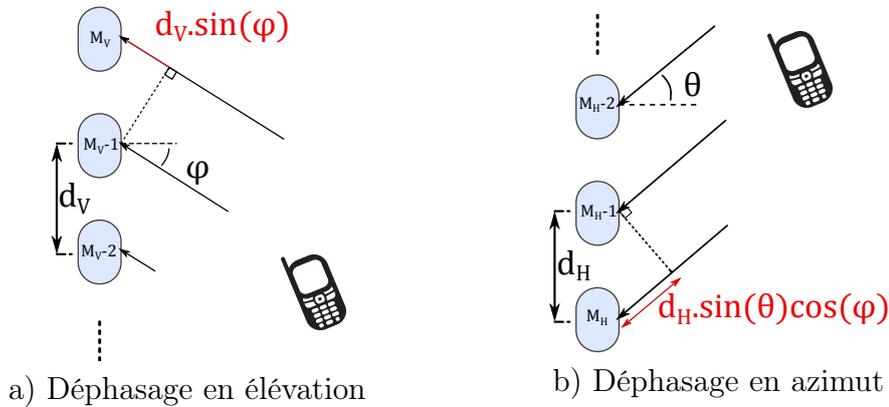


FIGURE 2.12 – Déphasages provoqués par l’inclinaison de l’onde plane par rapport au réseau d’antennes.

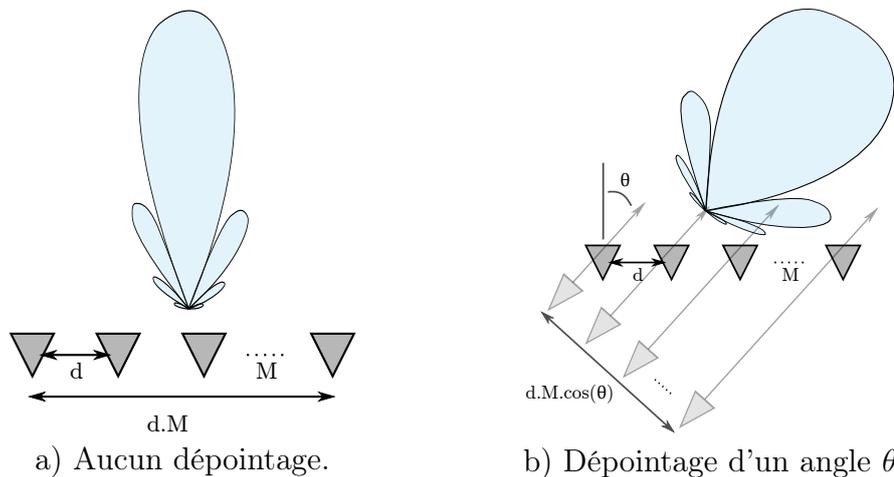


FIGURE 2.13 – Perte de directivité liée au dépointage d’un faisceau en beam-steering.

**Remarque 2 :** il est important de noter que tout dépointage d’un faisceau va provoquer l’élargissement de son lobe principal. En effet la directivité d’une antenne dépend de son diamètre et la figure 2.13 illustre l’impact de l’angle d’arrivée d’un utilisateur sur la largeur du lobe principal du faisceau lui étant destiné. En d’autres termes si l’utilisateur n’est pas placé dans la direction perpendiculaire au plan du réseau d’antennes, il verra un réseau virtuel de largeur moindre ce qui entraîne directement une perte de focalisation et donc l’élargissement du lobe. Notons que cela n’entraîne pas de perte de gain dans la direction visée (le gain dépend uniquement du nombre d’antennes  $M$  et non des espacements  $d_H$  et  $d_V$ ).

### 2.3.1.7 Résumé comparatif

Le tableau suivant permet de rassembler succinctement les informations relatives à tous les précodeurs décrits précédemment :

Précodeur	Complexité Tx	Expression	Maximisation
CB	++	$\mathbf{H}^H$	SNR
EGT	++	$\arg(\mathbf{H}^H)$	SNR
ZF	+++	$\mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$	SIR
MMSE	+++	$\mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_K)^{-1}$	SINR
DBS	+	$\mathbf{A}^H$	SNR

**Remarque :** le CB et l'EGT sont plus complexes à mettre en œuvre que le DBS en raison du besoin de la connaissance précise du canal de propagation nécessaire à leur implémentation.

### 2.3.2 Précodeurs normalisés en MISO

Ce point vise simplement à mettre en avant la similitude des précodeurs dans un contexte MISO (un seul utilisateur).

Rappelons le facteur de normalisation  $\eta = \frac{1}{\mathbb{E}[\text{tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{W})]}$ . La notation  $\mathbf{W}_n$  va désigner le précodeur normalisé tel que  $\mathbf{W}_n = \sqrt{\eta} \mathbf{W}$ . Dans le cas MISO,  $K = 1$ , donc  $\mathbf{H}$  devient un vecteur ligne de taille  $M$  et  $\mathbf{W}$  un vecteur colonne de taille  $M$ .

- *Conjugate Beamforming :*

$$\mathbf{w}^{(CB)} = \mathbf{h}^H \quad (2.64)$$

$$\eta = \frac{1}{\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{h}\mathbf{h}^H)]} = \frac{1}{\mathbb{E}\left[\sum_{m=1}^M |H_m|^2\right]} = \frac{1}{M} \quad (2.65)$$

$$\mathbf{w}_n^{(CB)} = \frac{\mathbf{h}^H}{\sqrt{M}} \quad (2.66)$$

- *Zero-Forcing :*

$$\mathbf{w}^{(ZF)} = \mathbf{h}^H (\mathbf{h}\mathbf{h}^H)^{-1} = \frac{1}{\alpha} \mathbf{h}^H \quad (2.67)$$

avec  $\alpha = \mathbf{h}\mathbf{h}^H = \sum_{m=1}^M |H_m|^2$ .

$$\eta = \frac{1}{\mathbb{E}\left[\frac{1}{\alpha^2}\mathbf{h}\mathbf{h}^H\right]} = \frac{1}{\mathbb{E}\left[\frac{1}{\alpha}\right]} \quad (2.68)$$

$\alpha$  étant une somme de Rayleigh au carré,  $1/\alpha$  suit une loi de distribution Gamma inverse de moyenne  $M$  et de variance 1 et donc  $\mathbb{E}\left[\frac{1}{\alpha}\right] = \frac{1}{M-1}$ . On a donc  $\eta = M - 1$

$$\mathbf{w}_n^{(ZF)} = \mathbf{h}^H \left( \sqrt{M-1}(\mathbf{h}\mathbf{h}^H)^{-1} \right) \xrightarrow{M \gg 1} \frac{\mathbf{h}^H}{\sqrt{M}} \quad (2.69)$$

- *Equal Gain Transmission* :

$$\mathbf{w}^{(EGT)} = \angle \mathbf{H}^H \quad (2.70)$$

$$\eta = \frac{1}{\mathbb{E}[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]} = \frac{1}{M} \quad (2.71)$$

$$\mathbf{w}_n^{(EGT)} = \frac{\angle \mathbf{h}^H}{\sqrt{M}} \quad (2.72)$$

- *Digital Beamsteering* :

$$\mathbf{w}^{(BS)} = \mathbf{a}^* \quad (2.73)$$

$$\eta = \frac{1}{\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{a}^T \mathbf{a}^*)]} = \frac{1}{\sum_{m=1}^M e^{i\phi_m} e^{-i\phi_m}} = \frac{1}{M} \quad (2.74)$$

avec  $\phi_m = ((n_V - 1)u + (n_H - 1)v)$ , où  $m = n_V n_H$ , cf. 2.3.1.6.

$$\mathbf{a}_n^{(BS)} = \frac{\mathbf{a}^*}{\sqrt{M}} \quad (2.75)$$

On voit donc qu'en MISO les précodeurs normalisés ont des expressions très proches et le choix d'un précodeur particulier va dépendre de plusieurs éléments qui seront développés par la suite dans cette thèse, tout particulièrement dans le chapitre 3.

## 2.4 Capacité

Nous allons tout d'abord introduire les formules générales de capacité pour ensuite les appliquer aux systèmes point-à-point et multi-utilisateurs. Dans un second temps, nous verrons l'impact de l'augmentation du nombre d'antennes sur leurs performances.

### 2.4.1 Formule générale

On rappelle que dans le cas général (MIMO point-à-point) on a  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception. Soit  $\mathbf{x} = [X_1, X_2, \dots, X_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  le vecteur transmis comprenant les données utiles,  $\mathbf{r} = [R_1, R_2, \dots, R_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  le vecteur reçu et  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  le vecteur de bruits indépendants de variance  $\sigma^2$ , l'équation du canal s'écrit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.76)$$

avec ici  $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ .

La capacité MIMO s'écrit alors [69] :

$$C_{MIMO} = B. \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_{\min(N_t, N_r)} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{Q} \right) \right) \quad (2.77)$$

Avec

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{G}\mathbf{\Gamma}_e\mathbf{G}^H & , N_r < N_t \\ \mathbf{G}^H\mathbf{\Gamma}_e\mathbf{G} & , N_r \geq N_t \end{cases} \quad (2.78)$$

où  $\mathbf{\Gamma}_e = \mathbb{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$  est la matrice de covariance du signal émis comprenant éventuellement une étape d'allocation de puissance.

### 2.4.2 MU-MIMO versus MIMO point-à-point

Un système MIMO peut être utilisé de deux manières différentes :

- Un système **MIMO point-à-point** met en œuvre une communication entre un émetteur et un récepteur, chacun ayant un nombre d'antennes supérieur à 1. On parle de point-à-point car, à un instant  $t$  et à une fréquence donnée, il n'y a qu'un seul utilisateur concerné par la transmission. En d'autres termes la SB rayonne dans toute la cellule et alloue à chaque utilisateur une plage temporelle (TDMA<sup>25</sup>) ou fréquentielle (FDMA<sup>26</sup>) sur laquelle toutes les informations transportées par cette ressource leur sont destinés. Une répartition en code (CDMA<sup>27</sup>) est également possible et vise à séparer les différents utilisateurs en leur appliquant à chacun une séquence orthogonale.

La figure 2.14 a) illustre une répartition en temps ou en fréquence (la ressource exploitée étant représentée par les différentes couleurs). Dans

---

25. Time Division Multiple Access

26. Frequency Division Multiple Access

27. Code Division Multiple Access

cet exemple simpliste la SB émet les données de chaque UE successivement, le premier à recevoir étant le terminal jaune, le 2<sup>e</sup> le vert, le 3<sup>e</sup> le rouge et le dernier le vert.

*On voit que la SB rayonne uniformément dans toute la cellule, ce qui est peu efficace d'un point de vue énergétique.*

- En **MIMO multi-utilisateurs**, les traitements réalisés à la Mass-BS permettent de séparer spatialement les utilisateurs afin de leur allouer toute la bande passante. En d'autres termes cela revient à ouvrir un lien RF entre la Mass-BS et chaque utilisateur. On voit en effet que sur la figure 2.14 b) les utilisateurs sont visés individuellement ce qui permet d'éviter tout rayonnement inutile dans des directions indésirables. Il en résulte une plus grande efficacité énergétique et une capacité améliorée grâce à la possibilité d'allouer la totalité de la bande, sur tous les temps symboles, à chaque utilisateur selon le principe du SDMA.

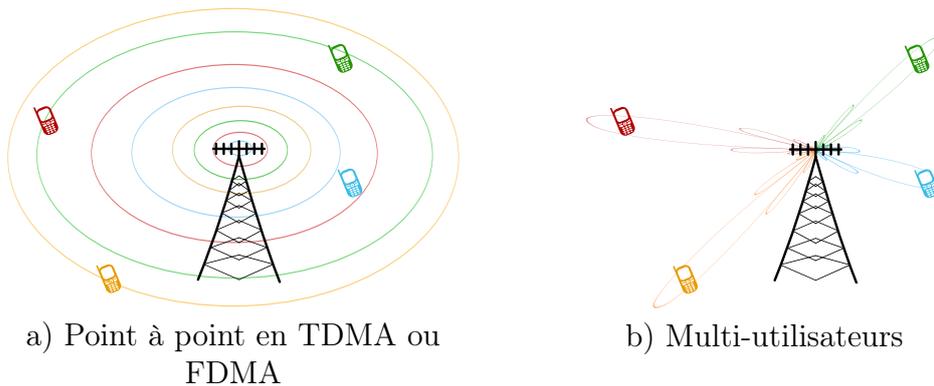


FIGURE 2.14 – Illustration du rayonnement d'un système point-à-point et d'un système multi-utilisateurs.

**Remarque :** En point-à-point chaque utilisateur est muni de multiples antennes<sup>28</sup> alors qu'on considère souvent une seule antenne par terminal<sup>29</sup> en multi-utilisateur. Dans ce dernier cas, on parle bien toujours de MIMO car on considère que l'antenne de réception (en voie descendante) est constituée de l'ensemble des antennes des différents utilisateurs, formant ainsi un réseau de multiples antennes virtuelles.

28. On parlerait autrement de MISO

29. Il s'agit plutôt d'une seule chaîne RF, un réseau d'antennes adaptatives n'étant vu que comme une seule antenne directive.

### MIMO point-à-point

Les antennes étant toutes colocalisées, les pertes sont considérées identiques pour chaque couple antenne d'émission-réception, ce qui permet de simplifier l'équation (2.4) ainsi :

$$\mathbf{G} = \sqrt{\beta} \cdot \mathbf{H} \quad (2.79)$$

Avec  $\beta$  le facteur d'atténuation moyen lié aux pertes en espace libre et au masquage<sup>30</sup>. On peut alors écrire l'équation de canal (2.76) de telle sorte à faire apparaître ces deux éléments.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\beta} \cdot \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.80)$$

La matrice du canal  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  est représentée comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1N_t} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r 1} & H_{N_r 2} & \cdots & H_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Si l'on prend comme hypothèse  $N_t \geq N_r$ , la capacité du système s'écrit alors :

$$C_{P2P} = B \cdot \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \beta \cdot \frac{\mathbf{H} \mathbf{\Gamma}_e \mathbf{H}^H}{\sigma^2} \right) \right) \quad (2.82)$$

### MU-MIMO

Un système multi-utilisateurs vise à transmettre simultanément leurs données à plusieurs terminaux en exploitant la diversité spatiale. En effet la Mass-BS va utiliser ses nombreuses antennes pour effectuer un filtrage spatial et ainsi séparer spatialement les différents UE présents dans la cellule afin qu'ils puissent bénéficier de la totalité de la ressource temps/fréquence disponible. En LOS cette séparation spatiale va s'illustrer par la formation de faisceaux en direction des terminaux (cf. Fig. 2.15 a)), alors qu'en NLOS le système forme une tâche focale autour de l'UE, tâche résultant de la recombinaison constructive des multi-trajets (cf. Fig 2.15 b)).

Nous allons considérer par la suite que chaque terminal n'est composé que d'une antenne et que  $K$  utilisateurs se trouvent dans la cellule. Contrairement au système point-à-point le facteur d'atténuation en espace libre  $\beta$  va varier

---

30. Ou *shadowing* en anglais.

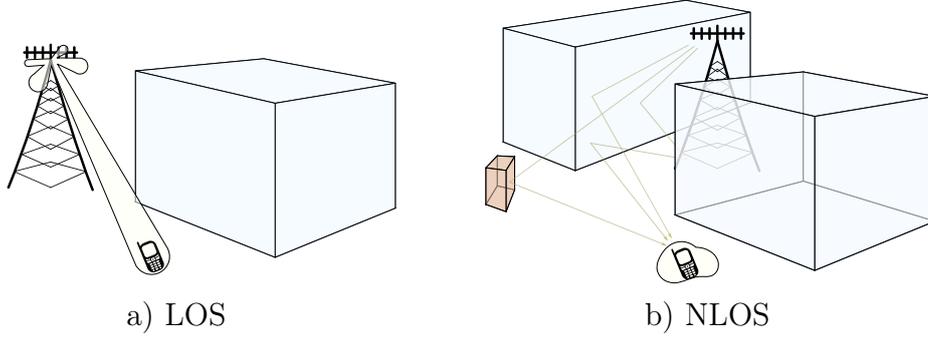


FIGURE 2.15 – Illustration de l'impact du précodeur sur le rayonnement du réseau d'antenne.

en fonction de l'utilisateur visé et nous allons utiliser  $\mathbf{D}_\beta$  défini par l'équation (3.7). On a donc :

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H} \quad (2.83)$$

et (2.76) devient alors

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.84)$$

avec  $\mathbf{x} = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  le vecteur composé des symboles précodés (cf. équation 2.14).

Par la suite nous allons toujours considérer  $M > K$ <sup>31</sup> et donc la capacité devient :

$$C_{MU} = B. \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_K + \mathbf{D}_\beta^{1/2} \cdot \frac{\mathbf{H} \mathbf{\Gamma}_e \mathbf{H}^H}{\sigma^2} \cdot \mathbf{D}_\beta^{1/2} \right) \right) \quad (2.85)$$

ou plus précisément, en prenant en compte le précodage  $\mathbf{W}$  et le coefficient de normalisation  $\eta$  :

$$C_{MU} = B. \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_K + \eta \mathbf{D}_\beta^{1/2} \cdot \frac{\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{E}[\mathbf{s} \mathbf{s}^H] \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H}{\sigma^2} \cdot \mathbf{D}_\beta^{1/2} \right) \right) \quad (2.86)$$

## Comparaison

- *Corrélation et couplage*

- ◇ **Point-à-point** : Antennes proches (au niveau de la Mass-BS comme du terminal) donc potentiellement beaucoup de corrélation et de couplage ;

31. Cette hypothèse est prise pour l'ensemble des études sur les systèmes Massive MIMO.

- ◇ **Multi-utilisateur** : Utilisateurs considérés suffisamment distants par rapport à la longueur d'onde donc corrélation et couplage entre UE considérés nuls. Il reste néanmoins le couplage à gérer à la Mass-BS.
- *Précodage ou recombinaison de signaux*
  - ◇ **Point-à-point** : Au niveau de l'utilisateur les antennes sont localisées donc il est possible d'appliquer des traitements combinant les signaux reçus sur chaque antenne pour améliorer les performances du système (Ex : Codes spatio-temporels (eg. Alamouti), beamforming SVD, EGC<sup>32</sup>, MRC<sup>33</sup>, Retournement Temporel etc...).
  - ◇ **Multi-utilisateur** : Les antennes appartiennent à des utilisateurs différents et donc, les UE ne communiquant pas entre eux, il est impossible de recombinaison les signaux. Pour palier à cela on applique alors un précodage au niveau de la Mass-BS<sup>34</sup> permettant de compenser au mieux la dégradation du canal (cf. 2.3). Plus le nombre d'antennes augmente et plus la Mass-BS est capable de discriminer spatialement les différents utilisateurs, c'est pourquoi les systèmes Massive MIMO, dont le nombre d'antennes est supposé élevé, va très bien se prêter à ces techniques.

### 2.4.3 Particularité d'un système Massive MIMO

Il est mis en avant dans [4], ainsi que dans la description des différents précodeurs dans 2.3.1, l'impact très bénéfique de la forte augmentation du nombre d'antennes par rapport au nombre d'utilisateurs. Il est affirmé que, sous des conditions très favorables (canaux indépendant décorrélés), on obtient l'approximation suivante en appliquant la théorie des grandes matrices aléatoires [70] :

$$\frac{\mathbf{G}\mathbf{G}^H}{M} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \cdot \frac{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}{M} \cdot \mathbf{D}_\beta^{1/2} \xrightarrow{M \rightarrow +\infty} \mathbf{D}_\beta \quad (2.87)$$

Cela se comprend intuitivement en comparant les termes diagonaux avec

---

32. Equal Gain Combining

33. Maximum Ratio Combining

34. On parle souvent plutôt de *combining* pour une transmission uplink.

les termes antidiagonaux de la matrice  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  :

$$\begin{aligned} \text{Termes diagonaux} & : (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,i} = \sum_{m=1}^M |H_{i,m}|^2 \\ \text{Termes antidiagonaux} & : (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,j} = \sum_{m=1}^M H_{i,m}^* \cdot H_{j,m} \end{aligned} \quad (2.88)$$

En effet  $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,i}$  est une somme constructive de modules au carré alors que  $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,j}$  est une somme d'éléments pouvant être constructifs comme destructifs. En augmentant conséquemment  $M$  devant  $K$  on obtient :

$$\left. \begin{array}{l} (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,j} \xrightarrow{M \rightarrow +\infty} 0 \\ (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)_{i,i} \xrightarrow{M \rightarrow +\infty} M \end{array} \right\} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \xrightarrow{M \rightarrow +\infty} M \cdot \mathbf{I}_K \quad (2.89)$$

**Remarque :** Cette simplification est également vraie en point-à-point en remplaçant simplement  $M$  par  $N_t$  et  $K$  par  $N_r$ .

Voyons à présent comment intervient le précodage au niveau de la capacité.

#### 2.4.4 Impact du précodage sur la capacité

Appliquer un précodage va permettre de former un diagramme de rayonnement avec une forme bien particulière. Ce dernier, résultant de la combinaison du précodage, de l'allocation de puissance et du canal, qu'on appelle  $D_\theta$ , va représenter la quantité d'énergie émise dans chaque direction pour un précodage donné. Plus particulièrement,  $(D_\theta)_{k,i}$  est la quantité d'énergie émise vers l'utilisateur  $k$ , provenant de la transmission destinée à l'utilisateur  $i$ , comme illustré Figure 2.16.  $\mathbf{D}_\theta \in \mathbb{C}^{K \times K}$  est la matrice contenant tous ces coefficients et on peut donc exprimer l'ensemble des signaux reçus de la manière suivante :

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{D}_\theta \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.90)$$

avec

$$\mathbf{D}_\theta = \sqrt{\eta} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \quad (2.91)$$

$\mathbf{D}_\gamma \in \mathbb{C}^{K \times K}$  est la matrice diagonale d'allocation de puissance par utilisateur.

Parmi les coefficients de cette matrice, on distingue deux sortes de paramètres :

- $(D_\theta)_{k,k} \forall k \in [1, K]$  correspond au gain de beamforming  $\mathcal{G}_k$  dont bénéficie l'utilisateur  $k$  et s'exprime plus précisément :

$$\mathcal{G}_k = (D_\theta)_{k,k} = \sqrt{\eta} \sum_{m=1}^M H_{k,m} W_{m,k} \sqrt{\gamma_k} \quad (2.92)$$

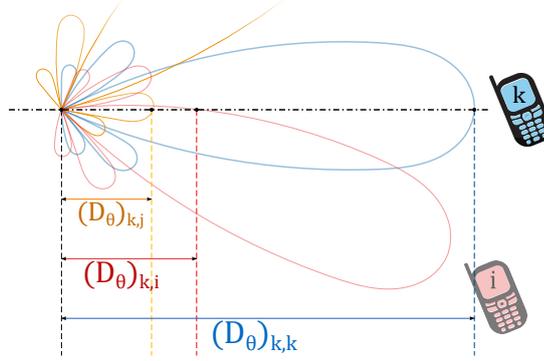


FIGURE 2.16 – Impact du digramme de rayonnement sur les performances de chaque utilisateur dans un exemple de canal purement LOS.

avec  $\gamma_k$  la puissance allouée à l'utilisateur  $k$ .

- $(D_\theta)_{k,i} \forall k, i \neq k \in [1, K]$  est l'interférence que provoque la transmission vers l'UE  $i$  sur l'UE  $k$ . On pose  $I_k$  l'interférence totale subie par l'utilisateur  $k$  telle que :

$$I_k = \sum_{i \neq k} (D_\theta)_{k,i} = \sqrt{\eta} \sum_{m=1}^M \sum_{i \neq k} H_{k,m} W_{m,i} \sqrt{\gamma_i} \quad (2.93)$$

Nous pouvons donc en déduire le SINR en voie descendante de l'UE  $k$  :

$$SINR_k = \frac{\beta_k |\mathcal{G}_k|^2}{\beta_k |I_k|^2 + \sigma^2} \quad (2.94)$$

Notons qu'en voie montante le précodage, qu'on appelle alors combineur, colore le bruit et peut parfois augmenter drastiquement sa puissance.

La capacité totale d'une cellule s'écrit alors :

$$C = B \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + SINR_k) \quad (2.95)$$

## 2.5 Conclusion

A titre de comparaison, la capacité d'un système MIMO point-à-point s'écrit :

$$C = \frac{B}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + SNR_k) \quad (2.96)$$

On voit bien l'effet du partage de la ressource via le facteur  $\frac{1}{K}$  qui va grandement limiter la capacité du système.

Notons en revanche que ce  $SNR_k$ , de l'équation (2.96), est nécessairement plus élevé que le  $SINR_k$  de l'équation (2.95), à cause des interférences inter-utilisateurs allant de pair avec un système MU-MIMO.

En MIMO multi-utilisateurs on voit que non seulement la capacité ne diminue pas en augmentant le nombre d'utilisateurs, contrairement au MIMO point-à-point qui voit sa bande partagée parmi les différents UE, mais elle croît proportionnellement à  $K$ . Il est démontré dans [26] qu'à  $M$  fixé il existe un nombre optimal d'UE,  $K^{opt}$ , permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système. Cela revient à dire qu'à même puissance émise la capacité croît proportionnellement à  $K$  et atteint un optimum pour  $K = K^{opt}$ .

*Explication :*

- Lorsque  $K \in [1, K^{opt}]$  les utilisateurs peuvent être séparés spatialement de manière très efficace et la capacité de la cellule croît proportionnellement (le SINR effectif au niveau de chaque terminal baisse néanmoins dû à l'allocation de puissance  $\mathbf{D}_\gamma$  qui est fonction de  $K$ , si on considère une puissance émise constante).
- Dès lors que  $K > K^{opt}$  les dégradations subies par le SINR deviennent trop importantes, la Mass-BS n'arrive plus à séparer efficacement les utilisateurs dans l'espace car les interférences inter-UE deviennent de plus en plus fortes.

En conclusion un système Massive MIMO permet d'atteindre des **débits très élevés**, ce qui est d'autant plus vrai en multi-utilisateurs, car les terminaux sont généralement considérés comme décorrélés de par l'espacement inter-utilisateur excédant grandement la longueur d'onde du système. Cela permet donc de s'approcher plus facilement des bornes supérieures de la capacité. Le simple fait de pouvoir séparer spatialement les utilisateurs permet de leur **allouer la totalité de la bande** donc on retrouve assez intuitivement la formule (2.95). De plus un système point-à-point requiert une connaissance du canal au niveau de l'UE, processus d'autant plus complexe qu'il y a d'antennes. Il s'agit de la principale raison pour laquelle on retrouve presque toujours le choix d'une unique antenne sur un UE en multi-utilisateurs, ainsi seule la Mass-BS requiert une connaissance du canal.

Sachant qu'en mmWave le canal est de plus en plus difficile à estimer, des solutions de précodage et allocation de puissance basées sur les caractéristiques géométriques, c'est à dire la structure angulaire du canal, deviennent

## *2.5. Conclusion*

---

très pertinentes. Les prochains chapitres vont permettre de mettre en lumière le potentiel de ces solutions.



# Chapitre 3

## Précodage et ondes millimétriques

---

<b>3.1</b>	<b>Modélisation du canal . . . . .</b>	<b>84</b>
3.1.1	Représentation géométrique . . . . .	85
3.1.2	Scénarios 1-Ray et 3-Rays . . . . .	86
3.1.3	Simulation du canal par tracé de rayons . . . . .	86
3.1.4	Normalisation en puissance du canal . . . . .	89
3.1.5	Modélisation angulaire . . . . .	90
<b>3.2</b>	<b>Précodage à connaissance de canal . . . . .</b>	<b>96</b>
3.2.1	Impact de la structure du réseau d’antennes en scénario LOS . . . . .	96
3.2.2	Métrique de comparaison . . . . .	98
3.2.3	CB versus ZF . . . . .	99
3.2.4	Précodage avec H ou G . . . . .	104
<b>3.3</b>	<b>Précodage et directions d’arrivée . . . . .</b>	<b>106</b>
3.3.1	Estimation des angles . . . . .	106
3.3.2	Précodage angulaire et performances . . . . .	109
3.3.3	Erreur d’estimation d’angles . . . . .	111
<b>3.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>113</b>

---

Ce chapitre vise à étudier comment certains précodeurs connus se comportent lorsque appliqués à des transmissions aux longueurs d’onde millimétriques, pour lesquelles les canaux se rapprochent de LOS purs [42], c’est à

dire comprenant uniquement le trajet direct entre la Mass-BS et les terminaux sans aucun trajet provenant de réflexions, diffusions ou diffractions de l'onde.

Nous allons tout d'abord introduire dans la section 3.1 le modèle déterministe de canal que nous avons utilisé pour les simulations de cette thèse ainsi que la manière dont la réponse impulsionnelle est générée. Deux scénarios *outdoor* small cell à mobilité réduite, nommés *1-Ray* et *3-Rays*, sont ensuite définis de sorte à observer le comportement des différents précodeurs dans un environnement LOS avec ou sans trajets multiples. Une approche angulaire est alors introduite pour décrire le canal en fonction de ses caractéristiques géométriques, à savoir la direction, l'atténuation et le déphasage de chaque trajet reliant la Mass-BS à chaque utilisateur de la cellule.

Ensuite, afin de mettre en avant le gain d'un système Massive MIMO par rapport à un système SISO, une métrique de performances est introduite dans la section 3.2. Les performances des précodeurs ZF et CB (cf. section 2.3.1) sont ensuite comparées afin d'en déduire leur comportement lorsque la fréquence porteuse des systèmes augmente. L'impact qu'a l'utilisation du canal normalisé en puissance  $\mathbf{H}$  ou du canal complet  $\mathbf{G}$  sur les performances des deux précodeurs est alors observé.

Enfin la section 3.3 montre par le biais de simulations l'efficacité d'un précodeur basé sur les directions d'arrivées (DoA) dans ce type d'environnement hautement LOS. Pour cela, une méthode permettant d'estimer l'ensemble des DoA est décrite, puis les performances du Digital BeamSteering (DBS) (cf. section 2.3.1) sont comparées à celles du Conjugate Beamforming (CB) et du Zero-Forcing (ZF). L'objectif de cette dernière section vise également à démontrer la pertinence des solutions angulaires de précodage, beaucoup plus simples d'implémentation, en évaluant la robustesse d'un tel précodage exploitant la géométrie du canal de propagation par rapport à une erreur d'estimation des angles.

## 3.1 Modélisation du canal

Actuellement les modèles statistiques de canaux MIMO ne considèrent pas un grand nombre d'antennes et les phénomènes de corrélation spatiale sont cruciaux à intégrer afin d'en observer l'impact. Une approche couramment suivie est alors d'appliquer, à la matrice issue du modèle statistique, une matrice de corrélation. Il est cependant difficile avec cette approche de tenir véritablement compte de la configuration du réseau d'antennes et de l'environnement. Nous avons donc décidé de fixer un scénario ayant une configuration la plus réaliste possible afin de pouvoir calculer de manière

déterministe les trajets en fonction des paramètres de simulation (position des utilisateurs, structure du réseau d’antennes etc...). Bien que simpliste, ce modèle de canal va ainsi nous permettre d’approcher le comportement d’un système réel dans un scénario donné. Ce dernier est d’ailleurs choisi de sorte à ce que bon nombre de scénarios, aux configurations proches, puissent s’approprier les résultats présentés dans cette thèse.

### 3.1.1 Représentation géométrique

La topologie choisie est celle d’une small cell, voir Figure 3.1. la Mass-BS est positionnée sur un mur à une hauteur  $h = 10$  m du sol, le réseau d’antennes est incliné d’un angle  $\alpha$  et fait face à un bâtiment situé de l’autre côté de la rue. Celui ci va être la première source de multi-trajets et le sol la seconde.

**Remarque :** Ce modèle de small cell outdoor à faible mobilité permet d’obtenir des résultats qui seront exploitables pour d’autres scénarios LOS à peu de trajets réfléchis comme, par exemple, les trois test cases METIS [44] suivants :

- Un festival en plein air : forte densité de population sans obstruction ;
- Un bureau de réalité virtuelle : stations de travail immobiles et relativement espacées avec un besoin en débit très élevé et une latence faible ;
- Un stade : densité de population très élevée avec un espacement entre utilisateurs connu, et pas d’obstructions ;

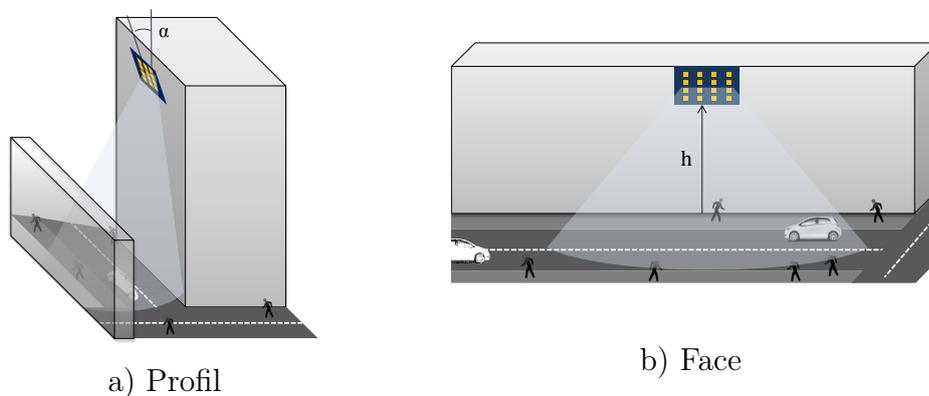


FIGURE 3.1 – Topographie des small cells considérées

On considère que chaque trajet subit une perte en espace libre dépendant de la distance parcourue et de la fréquence de l'onde, le coefficient  $\gamma$  introduit dans l'équation (1.1) étant généralement considéré comme égal à 2 en espace libre. L'atténuation en espace libre d'un lien émetteur-récepteur selon un trajet  $i$  s'écrit alors :

$$\beta_i = \left( \frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \quad (3.1)$$

avec  $d_i$  la distance parcourue par l'onde. Celle-ci arrive avec un retard  $\tau_i$  et un déphasage de  $\frac{2\pi d_i}{\lambda}$ .

### 3.1.2 Scénarios 1-Ray et 3-Rays

Par la suite nous allons fréquemment être amenés à déterminer l'impact de la diversité du canal sur les performances des différents précodeurs. Pour cela nous allons considérer les deux scénarios suivants :

- **1-Ray** : il s'agit du scénario où seul le trajet direct est pris en compte afin d'observer les performances dans un cas limite sans dispersion.
- **3-Rays** : dans ce scénario, on considère, en plus du trajet direct, deux trajets secondaires qui proviennent de rebonds de l'onde sur le sol et sur le mur faisant face à la Mass-BS, avec l'hypothèse que ces réflecteurs sont parfaits. Ce scénario vise à montrer comment les trajets secondaires agissent sur les performances des précodeurs, les réflecteurs étant considérés parfaits pour accentuer l'impact de ces trajets.

**Remarque** : Dans un environnement réel, les réflecteurs ne sont pas parfaits mais les rebonds existent. Les performances des deux scénarios ci-dessus vont donc permettre de borner les performances réelles de systèmes Massive MIMO en mmWave.

### 3.1.3 Simulation du canal par tracé de rayons

On va considérer un environnement LOS pour chaque utilisateur ce qui revient à générer un canal de Rice avec l'atténuation des trajets secondaires dépendant uniquement de la distance à parcourir, en prenant l'hypothèse que **le mur et le sol sont des réflecteurs parfaits**. Chaque utilisateur est considéré immobile afin de s'affranchir de la présence du Doppler.

### 3.1.3.1 Paramètres de simulation

- Fréquence porteuse : 60GHz
- Espacement entre antennes :  $\lambda/2$
- Hauteur de la Mass-BS par rapport au sol : 10m
- Hauteur d'un UE par rapport au sol : 1.5m
- Largeur de la rue : 15m
- Longueur de la rue : 30m
- Distance minimale entre utilisateur : 1m (quelle que soit la configuration de placement (aléatoire ou en ligne) des terminaux dans la cellule)
- Canal Line-of-Sight (LOS)
- Doppler nul (on considère un canal sans mobilité car chaque tirage de simulation remplace aléatoirement les UE)

### 3.1.3.2 Mise en oeuvre

On souhaite déterminer la réponse impulsionnelle du lien entre une antenne de la Mass-BS et un terminal utilisateur placé aléatoirement dans la cellule. Soit  $\beta_i$  l'atténuation de l'onde envoyée par une antenne de la Mass-BS au terminal via le trajet  $i \in [1, 3]$ , arrivant avec le retard  $\tau_i$ . Ces éléments sont déterminés géométriquement à partir des dimensions de la cellule introduites dans 3.1.1.

La Figure 3.2 illustre le processus consistant à créer une réponse impulsionnelle exploitable par le système à partir d'un scénario particulier. Les étapes à respecter sont les suivantes :

1. On crée un vecteur ChannelCoeff comprenant un très grand nombre d'échantillons nuls.
2. On insère les atténuations  $\beta_i$  aux emplacements correspondant à leur retards respectifs  $\tau_i$  dans le vecteur ChannelCoeff :

$$\text{ChannelCoeff}(t) = \sum_i \beta_i \delta(t - \tau_i) \quad (3.2)$$

Dans l'exemple de la Figure 3.2,  $\tau_1 = 0$  car on considère le trajet direct arrivant avec un retard nul et les valeurs quantifiées des retards des trajets secondaires sont  $\tau_2 = 4.T_e$  et  $\tau_3 = 7.T_e$ .

3. On traite ce vecteur par un filtre interpolateur  $h$  de  $L$  échantillons afin d'obtenir la réponse du canal à bande limitée (plus le filtre contient d'échantillons, plus l'interpolation est proche d'une convolution avec un sinus cardinal parfait ou d'un fenêtrage fréquentiel idéal).
4. Le signal est alors décimé, ici de  $1/2$ , pour générer une réponse impulsionnelle au temps symbole du système.
5. Il ne reste plus qu'à garder le nombre d'échantillons souhaité en effectuant un fenêtrage temporel, de taille à définir selon la nature du canal, pour obtenir la réponse équivalente du canal.

Une fois cela réalisé pour toutes les antennes et tous les utilisateurs de la cellule, on en déduit la matrice de canal  $\mathbf{G}$ , qui doit être normalisé pour implémenter l'opération de précodage d'un système Massive MIMO (cf. 2.3).

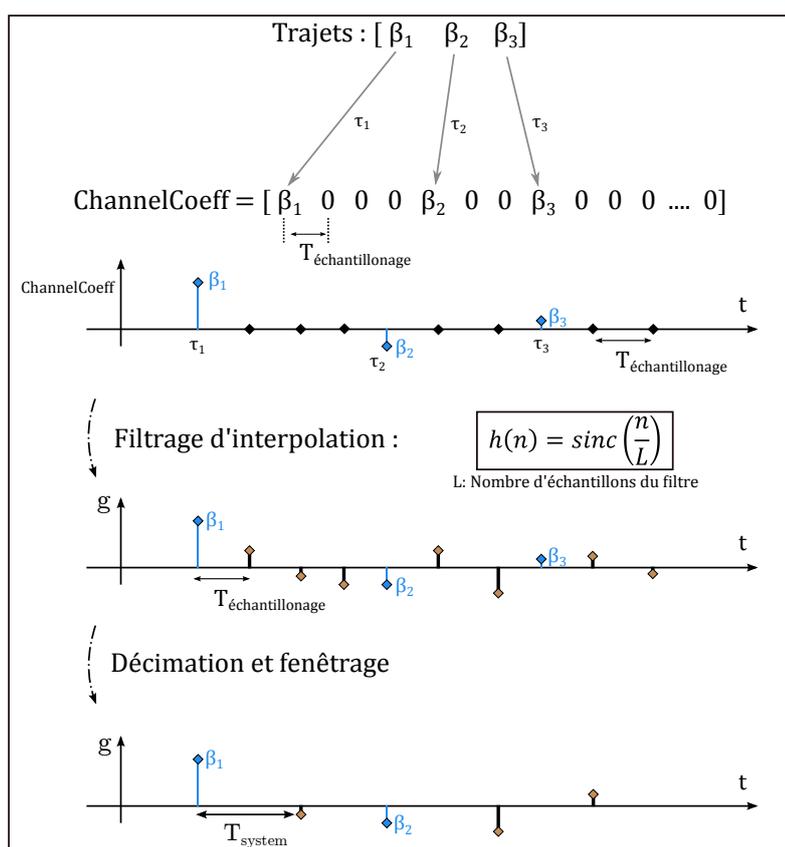


FIGURE 3.2 – Génération du canal équivalent au temps symbole du système

### 3.1.4 Normalisation en puissance du canal

Nous allons ici décrire le processus de normalisation de la réponse en fréquence du canal permettant d'obtenir le canal normalisé  $\mathbf{H}$ , utile à la mise en œuvre des différents précodeurs, à partir de la réponse du canal  $\mathbf{G}$  obtenue via la méthode décrite dans la section 3.1.3.

Rappelons que le canal  $\mathbf{G}$  est le produit de  $\mathbf{H}$ , une matrice dont la puissance de chaque trajet est en moyenne unitaire, et de  $\mathbf{D}_\beta \in \mathbb{C}^{K \times M}$  la matrice contenant les pertes en espace libre (cf. équation (2.7)) :

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H} \quad (3.3)$$

Pour s'assurer que les coefficients  $H_{k,m}$  de la matrice  $\mathbf{H}$  soient bien de puissance unitaire en moyenne (voir 2.1.2), nous allons déterminer  $\mathbf{D}_\beta$  à partir d'un moyennage de  $\mathbf{G}$  sur l'ensemble de ces sous porteuses. On peut ainsi en déduire directement  $\mathbf{H}$  :

$$\mathbf{H} = \mathbf{D}_\beta^{-1/2} \mathbf{G} \quad (3.4)$$

**Remarque :** Tous les précodeurs précédents découlent de cette matrice  $\mathbf{H}$  donc il est impératif qu'elle soit bien normalisée.

Supposons une transmission en OFDM dont le nombre de sous-porteuses est  $N_{FFT}$ . On peut écrire la matrice de canal de l'utilisateur  $k$  comprenant l'ensemble des coefficients du canal, à un temps symbole donné (afin de ne pas surcharger d'indices la notation), comme :

$$\mathbf{G}_k = (G_{sc,m})_k = \begin{bmatrix} G_{1,1} & \cdots & G_{1,M} \\ G_{2,1} & \cdots & G_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N_{FFT},1} & \cdots & G_{N_{FFT},M} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

avec  $(G_{sc,m})_k \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times M}$ , où  $sc$  est l'indice de la sous-porteuse et  $m$  l'indice de l'antenne d'intérêt.

La puissance, ou atténuation, véhiculée par le canal MISO est alors moyennée sur l'ensemble des sous-porteuses et l'ensemble des antennes à l'émission :

$$\beta_k = \frac{Tr(\mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k)}{N_{FFT} M} = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{sc=1}^{N_{FFT}} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |G_{sc,m}|^2 \quad (3.6)$$

Ainsi, on a :

$$\mathbf{D}_\beta = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \beta_K \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Soit en revenant à notre notation par sous-porteuse :

$$\mathbf{H} = \mathbf{D}_\beta^{-1/2} \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\beta_1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{\beta_2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{1}{\sqrt{\beta_K}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{1,1} & G_{1,2} & \cdots & G_{1,M} \\ G_{2,1} & G_{2,2} & \cdots & G_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{K,1} & G_{K,2} & \cdots & G_{K,M} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

En suivant une telle approche, la matrice  $\mathbf{D}$  contient les pondérations de puissance liées aux phénomènes à grande échelle (atténuation en espace libre) et donc  $\mathbf{H}$  ne contient que les pondérations à petite échelle responsables des évanouissements fréquentiels.

### 3.1.5 Modélisation angulaire

Comme l'illustre la Figure 3.2, chaque échantillon qui contient la réponse impulsionnelle possède une amplitude et une phase propre qui est le fruit de la reconstruction des signaux provenant des différentes directions<sup>1</sup>.

Dans les systèmes actuels exploitant des bandes de fréquences relativement basses<sup>2</sup>, les trajets réfléchis perçus par la Mass-BS, en voie montante lors du processus d'estimation du canal, sont nombreux car l'atténuation en espace libre reste suffisamment faible. En conséquence, sur une bande d'analyse limitée, à un échantillon de la réponse impulsionnelle peut correspondre plusieurs rayons de propagation aux temps d'arrivée trop proches pour être discriminés. Une estimation de la réponse du canal n'est donc pas le processus le plus adapté pour déterminer les caractéristiques géométriques du canal, à savoir les directions d'arrivée (ou de départ) des rayons de propagation des trajets (au sens géométrique) et leurs atténuations respectives.

En revanche, plus la fréquence porteuse  $f_c$  augmente, moins le nombre de trajets de puissance significative est important, en raison des pertes en espace

1. Un signal peut parvenir à la Mass-BS via un trajet direct ainsi que via de nombreuses réflexions.

2. En LTE les fréquences exploitées sont 800MHz, 1.8GHz et 2.4GHz.

libre élevées et des pertes liées aux différents phénomènes d'absorption, de réflexion, de diffraction et de diffusion. De ce fait, la correspondance entre les trajets de la réponse impulsionnelle et les trajets géométriques (rayons) devient possible. Ainsi, opter pour une modélisation angulaire, tout à fait équivalente à une modélisation cartésienne classique si tous les trajets sont parfaitement décrits, peut s'avérer intéressante car le fait d'estimer les directions des principaux trajets et leurs atténuations pourrait suffire à caractériser la réponse de canal en ondes millimétriques.

L'un des objectifs de cette thèse est de décrire une manière d'exploiter cette information afin d'obtenir de bonnes performances en remplaçant l'estimation de la réponse en fréquence du canal par une estimation de sa structure angulaire.

### 3.1.5.1 Structure angulaire et modélisation

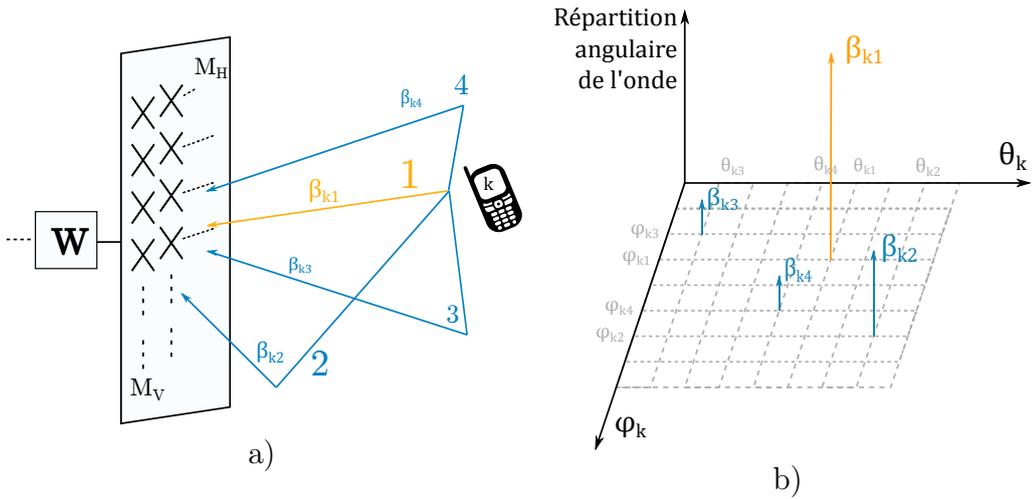


FIGURE 3.3 – Représentation géométrique du canal.

Le canal peut parfaitement être exprimé en fonction de ses caractéristiques géométriques. En effet, comme l'illustre la Figure 3.3, chaque trajet  $l$  d'une onde provenant d'un utilisateur  $k$  est associé à :

- Un couple d'angle  $(\theta_{kl}, \varphi_{kl})$ , où  $\theta_{k,l}$  et  $\varphi_{k,l}$  sont les angles en azimut et en élévation, qui caractérise la direction reliant la Mass-BS à l'UE selon ce trajet  $l$ . On appelle cette direction *Direction of Arrival (DoA)*. Ces angles interviennent via le vecteur de dépointage  $\mathbf{a}_{k,l}$ , dont l'expression est donnée dans l'équation (3.10) ;
- Une atténuation en espace en espace libre  $\beta_{kl}$  ;

$$\mathbf{g}_k = \sum_{l=1}^{L_k} \sqrt{\beta_{k,l}} \mathbf{a}_{k,l}^T e^{j\phi_{k,l}}$$

Nombre de trajets pris par l'onde  $L_k$   
 Steering vector de l'utilisateur  $k$  pour le trajet  $l$   $\mathbf{a}_{k,l}^T$   
 $k^e$  ligne de la matrice de canal  $\mathbf{G}$   $\mathbf{g}_k$   
 Pertes en espace libre  $\sqrt{\beta_{k,l}}$   
 Déphasage de l'onde  $e^{j\phi_{k,l}}$

FIGURE 3.4 – Modélisation du canal faisant apparaître ses caractéristiques géométriques.

- Un déphasage  $\phi_{kl}$ .

Cette modélisation, définie ci-après et illustrée sur la Figure 3.4, montre l'importance du rôle que jouent les DoA de chaque trajet dans la structure du canal de transmission  $\mathbf{G}$ . En effet, la  $k^e$  ligne de  $\mathbf{G}$  correspond aux atténuations entre les  $M$  antennes et l'utilisateur  $k$  :

$$\mathbf{g}_k = \sum_{l=1}^{L_k} \sqrt{\beta_{k,l}} \mathbf{a}_{k,l}^T e^{j\phi_{k,l}} \quad (3.9)$$

avec  $L_k$  le nombre de trajets pris par l'onde entre la Mass-BS et l'utilisateur  $k$ ,  $\beta_{k,l}$  et  $\phi_{k,l}$  étant respectivement l'atténuation en espace libre et le déphasage du chemin  $l$  à l'antenne de référence. En effet, on rappelle que le vecteur de dépointage comprend les déphasages relatifs entre antennes, le tout étant calculé par rapport à une antenne de référence qu'on prend arbitrairement comme étant la première antenne. Ce vecteur  $\mathbf{a}_{k,l}$ , dans lequel transparait la DoA du trajet  $l$ , est le suivant :

$$\mathbf{a}_{k,l} = [1, \dots, e^{j(M_H-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \cos(\varphi_{k,l}) \sin(\theta_{k,l})}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d((M_H-1) \cos(\varphi_{k,l}) \sin(\theta_{k,l}) + (M_V-1) \sin(\varphi_{k,l}))}]^T \quad (3.10)$$

Rappel :  $M_V$  et  $M_H$  représentent respectivement le nombre d'antennes à la verticale et à l'horizontale du réseau d'antennes plan (cf. description du DBS en 2.3.1.6).

D'une manière plus générale, en conservant l'hypothèse que les pertes en espace libre d'un trajet sont identiques entre un utilisateur et toutes les antennes de la Mass-BS, le canal de propagation s'exprime ainsi :

$$\mathbf{G} = \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{D}_{\beta_l}^{1/2} \Phi_l \mathbf{A}_l \quad (3.11)$$

où  $\mathbf{A}_l = [\mathbf{a}_{1,l}, \mathbf{a}_{2,l}, \dots, \mathbf{a}_{K,l}]^T \in \mathbb{C}^{K \times M}$  est la matrice de dépointage associée au  $l^e$  trajet secondaire et  $\mathbf{D}_{\beta_l} \in \mathbb{C}^{K \times K}$  est la matrice diagonale des pertes en espace libre (avec  $\beta_{k,l}$  son  $k^e$  coefficient) et  $\Phi_l$  est la matrice diagonale des déphasages de chaque utilisateur par rapport à l'antenne de référence (avec  $e^{j\phi_{k,l}}$  son  $k^e$  coefficient).

### 3.1.5.2 Impact d'un canal purement LOS

Dans le cas d'un scénario *1-Ray*, seul le trajet direct existe, ce qui se traduit par  $L_k = 1 \forall k \in [1, K]$ . L'équation (3.11) devient alors :

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_{\beta_1}^{1/2} \Phi_1 \mathbf{A}_1 \quad (3.12)$$

### 3.1.5.3 Temps de cohérence et structure angulaire

Nous avons introduit dans l'équation (2.1) la notion de temps de cohérence représentant la durée pendant laquelle le canal est stable :

$$T_{coh} \propto \frac{1}{f_{dmax}} = \frac{c}{v_{max} \cdot f_c} \quad (3.13)$$

Lorsque  $f_c$  est élevé, ce qui est le cas des transmissions mmWave, cette durée devient particulièrement faible à cause de l'impact du Doppler. Il faut alors réestimer très régulièrement le canal, ce qui se traduit par une réduction du temps alloué à la transmission de données utiles, la durée d'estimation du canal ne pouvant pas être réduite.

Cette durée d'estimation dépend étroitement de la largeur de la bande passante et de la bande de cohérence. Soit  $N_{Bc}$  le nombre de sous-porteuses dans la bande de cohérence, le nombre de coefficients complexes à estimer pour obtenir une réponse en fréquence du canal est  $\frac{M \times K \times N_{FFT}}{N_{Bc}}$ , contre  $2K$  angles pour une estimation des positions angulaires des UE.

La contrainte de connaissance complète de la réponse du canal de transmission devient rapidement problématique dès lors que des systèmes à grand nombre d'antennes sont considérés puisque le nombre de coefficients de canaux à estimer croît linéairement avec le nombre d'antennes. Par ailleurs, l'augmentation de la fréquence de transmission change plusieurs choses, autres que la réduction de  $T_{coh}$  :

1. Une transmission à haute fréquence s'accompagne d'une dégradation des performances des oscillateurs locaux. Le bruit de phase de ces oscillateurs devient tel que l'estimation des phases des coefficients des canaux devient très peu fiable. Les performances des précodeurs associés s'en trouvent alors fortement impactées.

2. Cela est synonyme d'une exploitation de plus larges bandes passantes. Cela implique donc une augmentation potentiellement importante du nombre de coefficients de canaux à estimer. Cette affirmation est à pondérer avec le fait que  $B_C$  augmente également, réduisant donc le nombre de canaux à estimer.

A titre d'exemple, le tableau 3.5 illustre l'évolution de  $T_{coh}$  avec la mobilité et la fréquence porteuse.

Fréquence Mobilité	30 GHz	60 GHz
5 km/h	3ms	1ms
20 km/h	$761\mu s$	$380\mu s$
50 km/h	$305\mu s$	$151\mu s$

FIGURE 3.5 – Temps de cohérence en fonction de la mobilité et de la fréquence porteuse.

Une solution basée sur la structure angulaire du canal devient très intéressante en mmWave car les directions et atténuations des différents trajets d'une onde ne sont pas dépendants de la fréquence porteuse<sup>3</sup>.

Nous allons donc appeler **temps de cohérence angulaire** ( $T_{AC}$ ) le temps pendant lequel la structure angulaire du canal de propagation reste valide. Ce temps est le temps pendant lequel les angles estimés permettent à la Mass-BS de focaliser correctement l'énergie vers chaque utilisateur, par exemple via le précodeur DBS (cf. 2.3.1.6), sans nécessiter de rafraichissement de l'information géométrique.

Afin d'illustrer l'intérêt des techniques basées sur la structure géométrique du canal en mmWave, nous allons définir ce temps pour le scénario *1-Ray* (pur LOS), où les différentes techniques de précodage s'apparentent à la formation d'un faisceau (cf. section 2.2). Soit  $\Delta\theta_{-3dB}$  l'écart angulaire en azimut à l'intérieur duquel l'amplitude du lobe principal du faisceau est supérieure à la moitié de l'amplitude maximale, voir Figure 3.6. Le faisceau le plus étroit est obtenu en visant la direction perpendiculaire au réseau d'antennes (cf. Figure 2.13 de la section 2.3.1) et cet écart s'exprime alors :

3. Ou très peu. La seule dépendance provient du fait qu'en fonction de la fréquence porteuse, des phénomènes comme la diffraction, l'absorption ou la diffusion peuvent faire apparaître de nouveaux trajets.

$$\Delta\theta_{-3dB} \approx \frac{\lambda}{M_H d} 0.886 \quad (3.14)$$

où  $d$  est la distance entre deux antennes, en supposant un espacement uniforme des éléments rayonnants composant le réseau d'antennes.

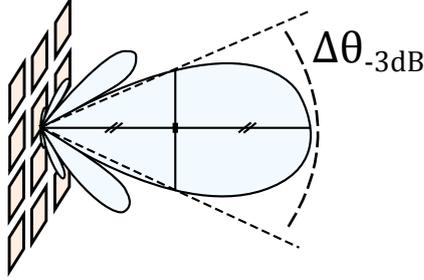


FIGURE 3.6 – Ouverture à  $-3dB$  d'un faisceau.

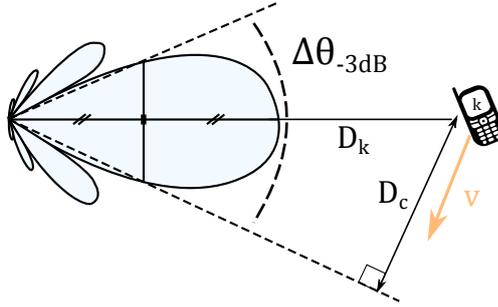


FIGURE 3.7 – Illustration de l'environnement servant au calcul du temps de cohérence angulaire.

Afin de sortir de la zone couverte par cet écart angulaire, la distance minimale qu'un utilisateur doit parcourir est  $D_c$ , comme l'illustre la Figure 3.7. En posant  $v$  la vitesse de cet utilisateur et  $D_k$  la distance le séparant de la Mass-BS, on peut déterminer le temps de cohérence angulaire  $T_{AC}$  de la manière suivante :

$$D_c = D_k \sin\left(\frac{\Delta\theta_{-3dB}}{2}\right) \quad (3.15)$$

$$T_{AC} = \frac{D_c}{v} \quad (3.16)$$

$$T_{AC} \approx \frac{D_k}{v} \sin\left(0.886 \frac{\lambda}{2M_H d}\right) \quad (3.17)$$

En prenant l'exemple d'un utilisateur  $k$ , dans une configuration de petite cellule, distant de  $D_k = 10\text{m}$  de la Mass-BS allant à  $v = 10\text{km/h}$ , le temps  $T_{AC}$  mis par l'utilisateur pour sortir de l'ouverture du faisceau  $\Delta\theta_{-3dB}$ , pour un réseau d'antennes où  $d = \frac{\lambda}{2}$ , est  $T_{AC} \approx 0.31$  secondes contre un temps de cohérence de  $T_{coh} \propto 0.61$  millisecondes à 60 GHz pour la même vitesse maximale.

## 3.2 Précodage à connaissance de canal

Cette section traite de l'implémentation des précodeurs construits à partir de la connaissance parfaite du canal de transmission, au sens de la matrice  $\mathbf{H}$ , dans un environnement hautement LOS. Dans un premier temps, la dépendance à la structure du réseau d'antennes des performances obtenues dans un tel environnement est introduite. Ensuite une métrique est définie, dont le rôle est d'illustrer le gain d'un système MU-MIMO par rapport à un système SISO mettant en oeuvre une technique d'accès conventionnelle (TDMA, FDMA ou CDMA). Les deux précodeurs CB et ZF sont alors comparés et la possibilité d'utiliser le canal généralisé  $\mathbf{G}$ , comprenant les pertes en espace libre de chaque utilisateur, plutôt que la matrice de canal normalisée  $\mathbf{H}$  est traitée.

### 3.2.1 Impact de la structure du réseau d'antennes en scénario LOS

Dans [21], il est montré qu'à basse fréquence, par exemple à 800 MHz ou à 2.4 GHz dans le cadre de la norme LTE, l'implémentation du ZF est plus efficace que celle du CB, alors que cette tendance s'inverse avec l'augmentation de la fréquence porteuse.

Il y est conclu que les systèmes à basse fréquence vont plus bénéficier de l'utilisation du précodeur ZF que du CB alors que cela a tendance à s'inverser avec l'augmentation de la fréquence porteuse. Nous allons ici nous intéresser à une configuration très fortement LOS (cf. section 3.1) pour analyser le comportement de ces deux précodeurs.

En environnement purement LOS, qu'on désigne ici par *1-Ray*, on a vu dans l'équation (3.12) que le canal peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_{\beta_1}^{1/2} \Phi_1 \mathbf{A}_1 \quad (3.18)$$

Si l'on reprend la formulation générale du canal établie dans l'équation (2.7), à savoir  $\mathbf{G} = \mathbf{D}_{\beta}^{1/2} \mathbf{H}$ , on obtient immédiatement l'égalité suivante :

$$\mathbf{H} = \Phi_1 \mathbf{A}_1 \quad (3.19)$$

En effet, en ne prenant en compte que le trajet direct, la matrice de canal normalisée  $\mathbf{H}$  ne s'exprime plus qu'en fonction des angles régissant la direction vers laquelle doit viser la Mass-BS pour atteindre chaque UE, soit :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{a}_{1,1} e^{j\phi_{1,1}}, \mathbf{a}_{2,1} e^{j\phi_{2,1}}, \dots, \mathbf{a}_{K,1} e^{j\phi_{K,1}}]^T \quad (3.20)$$

**Remarque :** En scénario *1-Ray*, les précodeurs suivants sont égaux (dès lors qu'on remplace  $\mathbf{H}$  par  $\mathbf{A}_1$  dans leurs expressions décrites dans la section 2.3.1) :

$$\mathbf{W}^{(CB)} = \mathbf{W}^{(EGT)} = \mathbf{W}^{(DBS)} = \mathbf{A}_1^H \Phi_1^H \quad (3.21)$$

Si l'on se penche sur l'inversion matricielle que doit effectuer le ZF<sup>4</sup>, on voit qu'il faut inverser une matrice de taille  $K$  par  $K$ . Cela requiert qu'elle soit de rang  $K$ .

Regardons maintenant l'impact qu'aurait un scénario où tous les utilisateurs auraient la même élévation sur le rang de  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ . Selon une des propriétés du rang,  $\text{rk}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \leq \min(\text{rk}(\mathbf{H}), \text{rk}(\mathbf{H}^H))$  et  $\text{rk}(\mathbf{H}) = \text{rk}(\mathbf{H}^H)$ , ainsi  $\text{rk}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \leq \text{rk}(\mathbf{H})$ . Considérer tous les UE avec la même élévation implique  $\varphi_k = \varphi_i \forall i, k \in [1, K]$ , on a donc  $u_1 = u_2 = \dots = u_K = u$  (cf. définition de  $u_k$  dans l'équation (2.59)).

$\mathbf{H}$  peut donc s'écrire :

$$\mathbf{H} = \Phi_1 \begin{bmatrix} 1 \\ e^{ju} \\ \vdots \\ e^{j(M_V-1)u} \end{bmatrix}^T \otimes \begin{bmatrix} 1 & e^{jv_1} & \dots & e^{j(M_H-1)v_1} \\ 1 & e^{jv_2} & \dots & e^{j(M_H-1)v_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{jv_K} & \dots & e^{j(M_H-1)v_K} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

On obtient alors

$$\text{rk}(\mathbf{H}) = \min(K, M_H) \quad (3.23)$$

et donc

$$\text{rk}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \leq \min(K, M_H) \quad (3.24)$$

Cette équation traduit le besoin d'augmenter le nombre d'antennes d'une Mass-BS, si le nombre d'utilisateurs augmente, afin de pouvoir procéder à l'inversion de la matrice  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ . En effet, même si  $M > K$  (hypothèse de base d'un système Massive MIMO), lorsque  $M_H < K$  le rang de  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  est plus faible que sa taille, ce qui rend  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  non inversible.

---

4. Cf. équation (2.48) :  $\mathbf{W}^{(ZF)} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$

On peut conclure de cette équation que les performances du Zero-Forcing vont être fortement dépendantes de la structure du réseau d'antennes de la Mass-BS ainsi que de la position des utilisateurs dans la cellule. Par exemple, dans le scénario décrit dans 3.1.1, si tous les utilisateurs se trouvent sur le trottoir d'en face, ils sont très susceptibles d'avoir la même élévation, dans le cas d'une estimation de DoA imparfaite ou peu précise. Ce phénomène est illustré par la suite dans la section 3.2.3 à l'aide de simulations.

### 3.2.2 Métrique de comparaison

Afin de comparer les différents systèmes étudiés nous avons choisi d'observer le gain, lié à la focalisation spatiale, d'un système MU-MIMO par rapport à un système SISO. Pour cela, on définit  $SNR_{0_k}$  comme la valeur de  $SNR$  de référence correspondant au  $SNR$  dont bénéficie un utilisateur  $k$  en configuration SISO point-à-point, après s'être vu alloué la puissance  $\gamma_k$  :

$$SNR_{0_k} = \frac{\gamma_k}{\sigma^2} \beta_k \quad (3.25)$$

Le rapport entre le  $SINR_k$ , voir l'équation (2.94), et le  $SNR_0$  va nous permettre de mesurer l'impact intrinsèque de la focalisation spatiale sur les performances du système :

$$\frac{SINR_k}{SNR_{0_k}} = \frac{\beta_k |\mathcal{G}_k|^2}{\beta_k \frac{\gamma_k}{\sigma^2} (\beta_k |I_k|^2 + \sigma^2)} \quad (3.26)$$

soit encore

$$\frac{SINR_k}{SNR_{0_k}} = \frac{|\mathcal{G}_k|^2}{\gamma_k \left( \frac{\beta_k}{\sigma^2} |I_k|^2 + 1 \right)} \quad (3.27)$$

où  $I_k$  est l'interférence inter-utilisateurs subie par l'UE  $k$  et  $\mathcal{G}_k$  est le gain de beamforming de l'utilisateur  $k$ .

On considère un scénario où chaque utilisateur se voit alloué la même puissance (allocation de puissance uniforme), soit  $\gamma_k = \gamma_i = \frac{P_e}{K} \forall i \in [1, K]$ , avec  $P_e$  la puissance totale émise. Cela nous permet d'écrire l'expression (3.26) ainsi :

$$\frac{SINR_k}{SNR_{0_k}} = \frac{|\mathcal{G}_k|^2}{\frac{P_e}{K} \left( \frac{\beta_k}{\sigma^2} |I_k|^2 + 1 \right)} \quad (3.28)$$

Cette métrique permet d'observer le gain de beamforming d'un système multi-utilisateurs, quelle que soit la position des UE dans la cellule. On peut

ainsi observer l'équilibre entre le gain de beamforming et la quantité d'interférence inter-utilisateurs générée par de telles transmissions. On ne voit en revanche pas l'impact de la décroissance de la puissance allouée à chaque utilisateur car elle est compensée par le rapport avec  $SINR_{0_k}$ , qui subit également cette décroissance. On va montrer par la suite comment se comporte la capacité totale de la cellule dont l'expression est la suivante :

$$\frac{C_T}{B} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + SINR_k) \quad (3.29)$$

### 3.2.3 CB versus ZF

Dans cette partie, on va comparer les deux précodeurs Conjugate Beamforming et Zero-Forcing, définis dans 2.3.1. La fréquence porteuse est fixée à 60GHz. Dans un premier temps, nous allons montrer la dépendance des performances à la structure du réseau d'antennes dans le scénario *1-Ray* puis nous observerons l'impact de l'apparition de trajets secondaires (scénario *3-Rays*). En raison de la complexité du précodage en mmWave due à la parallélisation difficile des chaînes RF en hyperfréquences, nous concentrons nos études sur un nombre relativement faible<sup>5</sup> d'antennes à la Mass-BS. Dans cette section, les utilisateurs sont placés en ligne et espacés d'au moins 1m. Ce choix provient de la volonté d'illustrer l'impact du résultat de l'équation (3.24) sur les performances du CB et du ZF. *On suppose la réponse en fréquence du canal parfaitement connue.*

Les figures qui suivent, à savoir les Figures 3.9, 3.11 et 3.12, utilisent la légende présentée sur la Figure 3.8 où la courbe rouge correspond à la performance maximale possiblement atteinte lorsqu'on bénéficie du gain de beamforming maximum sans interférence, soit  $\mathcal{G}_{max} = 10 \log_{10}(M)$ . Pour observer l'impact de la structure du réseau d'antennes, où  $M_H$  est le nombre d'antennes horizontales et  $M_V$  le nombre d'antennes verticales, nous allons comparer deux structures spécifiques :

- Une structure carrée :  $M_H = M_V$
- Une structure rectangulaire avec 4 fois plus d'antennes horizontalement :  $M_H = 4.M_V$

Nous avons choisi un espacement d'antenne de  $\lambda/2$  car il s'agit d'un compromis entre la distance minimale nécessaire à la mise en œuvre des techniques

---

<sup>5</sup>.  $M > 10$  pour conserver l'appellation Massive MIMO mais  $M < 50$  pour limiter la complexité.

MIMO et la distance maximale autorisée pour éviter l'apparition de lobes de réseau (cf. 2.2.1.1).  $\lambda/2$  est la distance permettant de dépointer un faisceau jusqu'à  $90^\circ$  par rapport à l'axe perpendiculaire au réseau d'antennes sans générer de recouvrement spectral.

**Remarque :** En LTE la sectorisation par réseau d'antennes est de  $120^\circ$  ce qui est déjà plus faible qu'un secteur de  $180^\circ$  que permet un espacement de  $\lambda/2$ . Il serait judicieux d'adapter cet espacement inter-antennes en fonction de la sectorisation demandée à la solution car plus l'écart est grand, plus la focalisation est efficace et donc moins l'énergie sera forte dans les autres directions.

Les figures 3.9, 3.10 et 3.11 montrent le gain moyen qu'apporte une transmission multi-utilisateurs en fonction du nombre d'utilisateurs dans la cellule, qui s'exprime :

$$\text{mean}_k \left( \frac{SINR}{SNR_0} \right) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{SINR_k}{SNR_{0k}} \quad (3.30)$$

Les utilisateurs sont placés aléatoirement sur une droite afin d'observer leurs performances à même élévation, les terminaux étant placés à 1,5m du sol. Une distance minimale de 1 à 3m est imposée entre chaque UE selon les simulations.

Les Figures 3.9 a) et b), et 3.10 a) et b), correspondent respectivement aux scénarios *1-Ray* et *3-Rays*. Le nombre d'antennes est fixé à  $M = 16$  pour a) et à  $M = 36$  pour b). Le gain de beamforming maximum atteint  $\mathcal{G}_{max}^{(16)} = 10 \log_{10}(16) \simeq 12$  avec un système à 16 antennes et  $\mathcal{G}_{max}^{(36)} = 10 \log_{10}(36) \simeq 15.5$  avec 36 antennes.

### 3.2.3.1 Influence de la structure du réseau d'antennes en 1-Ray

Quel que soit le nombre d'antennes, on observe sur la Figure 3.9 a) et b) que la structure du réseau a un impact important sur les performances d'un scénario *1-Ray*. Cela montre l'importance d'étudier la pertinence des précodeurs en fonction de la structure des réseaux d'antennes. En effet, dans un scénario de rue tel que présenté précédemment, l'utilisation d'un réseau rectangulaire, voire d'un réseau linéaire, semble plus pertinent car il y a beaucoup plus d'utilisateurs à discriminer en azimut (trottoirs relativement étroits) qu'en élévation. On comprend donc que la structure des Mass-BS devrait, idéalement, être optimisée pour chaque environnement en fonction de son besoin de discrimination en azimut et en élévation. Dans le cas d'un stade, par exemple, les zones attribuées à chaque Mass-BS peuvent être circulaires

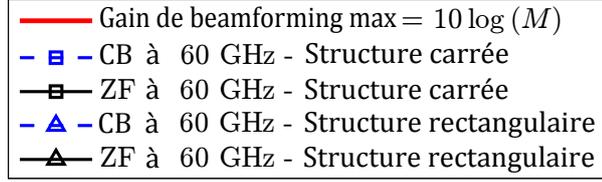
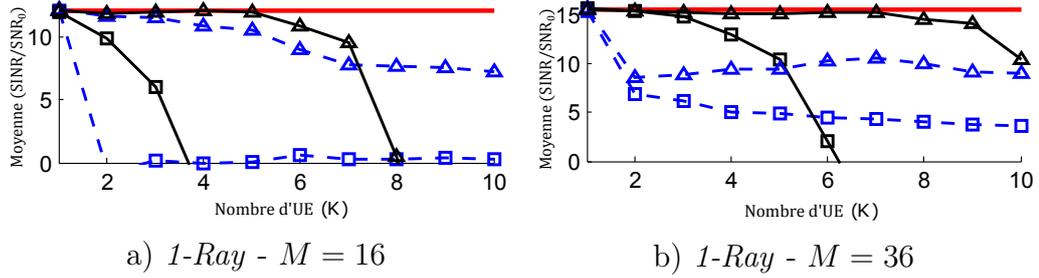


FIGURE 3.8 – Légende des simulations.


 FIGURE 3.9 – Performances moyennes du scénario *1-Ray* avec un réseau à 16 et 36 antennes de structure carrée ou rectangulaire. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est fixée à 3 m. Les courbes noires correspondent aux performances du ZF et les bleues au CB.

avec autant de sièges à discriminer par dimension. Dans ce cas, une structure carrée semble plus appropriée.

Bien que le ZF soit plus performant que le CB avec un faible nombre d'utilisateurs, on observe un net changement lorsque la densité de population augmente. Comme le montre l'équation (3.24), le ZF se voit limité par le nombre de colonnes du réseau d'antennes (capacité à discriminer les utilisateurs en azimut). On observe sur la Figure 3.9 a) que pour 16 antennes en structure carrée (resp. rectangulaire),  $M_H = 4$  (resp.  $M_H = 8$ ) et les performances commencent à chuter avant d'atteindre  $K = 4$  (resp. 8) utilisateurs. La même observation se fait pour 36 antennes sur la Figure 3.9 b).

On remarque par ailleurs que le CB n'a pas le même comportement. En effet ses performances se stabilisent avec l'accroissement du nombre d'utilisateurs, bien que plus de signaux interférents apparaissent. En effet, chaque signal interférent possède une phase propre indépendante et la somme de tous ces signaux n'est pas nécessairement constructive. Donc plus les sources interférentes sont nombreuses, moins l'interférence augmente.

Ce résultat nous permet d'appréhender le potentiel de précodeurs simples comme le Conjugate Beamforming dans des scénarios LOS à forte densité de population. Notons cependant que si la Mass-BS possède une contrainte de puissance d'émission fixe et que le nombre d'utilisateurs croît, alors la capa-

cité est tout de même décroissante, comme illustrée au paragraphe 3.2.3.3.

### 3.2.3.2 Influence des trajets multiples (3-Rays)

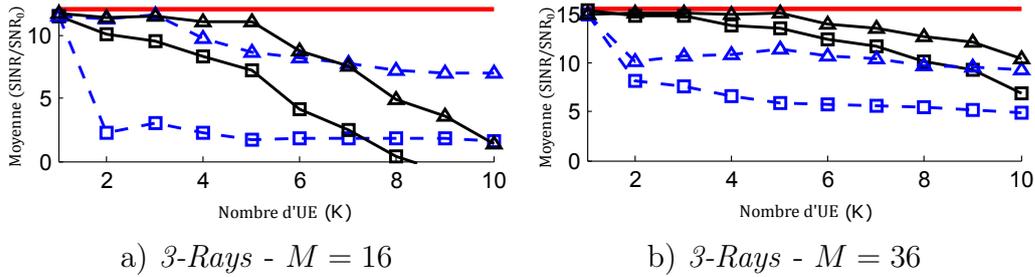


FIGURE 3.10 – Performances moyennes du scénario *3-Rays* avec un réseau à 16 et 36 antennes de structure carrée ou rectangulaire. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est fixée à 3 m. Les courbes noires correspondent au performances du ZF et les bleues au CB.

A présent nous allons analyser le scénario *3-Rays*, illustré Figure 3.10, où deux réflexions de l'onde sont présentes, une sur le sol et une autre sur le mur situé de l'autre côté de la rue en face de la Mass-BS. On rappelle que l'on considère des réflexions parfaites et donc les performances réelles sont très susceptibles d'être à mi-chemin entre les deux scénarios *1-Ray* et *3-Rays*.

Bien que les performances des deux précodeurs aient un comportement similaire au scénario précédent, il est clair qu'elles bénéficient de la diversité supplémentaire du canal. On remarque que le ZF bénéficie plus de ces multi-trajets car ils permettent de soulager la contrainte du rang établie dans l'équation (3.24). En effet, comme les trajets réfléchis proviennent d'angles d'élévation différents, l'hypothèse  $u_1 = u_2 = \dots = u_K = u$ , utilisée dans la section 3.2.1, n'est plus vraie. En d'autres termes, plus la structure du réseau d'antennes a d'éléments rayonnants verticaux, plus la Mass-BS bénéficiera d'une diversité accrue en élévation et donc moins les performances du ZF seront limitées par la structure du réseau d'antennes. C'est pour cela qu'on voit sur la Figure 3.10 que la structure carrée bénéficie bien plus de l'ajout de deux réflexions que la structure rectangulaire. On voit d'ailleurs que le point de croisement, point représentant le nombre d'utilisateurs à partir duquel le CB devient plus performant que le ZF, est décalé de manière conséquente pour une structure carrée alors que ce n'est pas le cas pour une structure rectangulaire. Cela nous permet de conclure que le ZF est un précodeur peu adapté à des scénarios à très faible diversité de canal, à moins que la structure du réseau d'antennes soit optimisée pour chaque environnement.

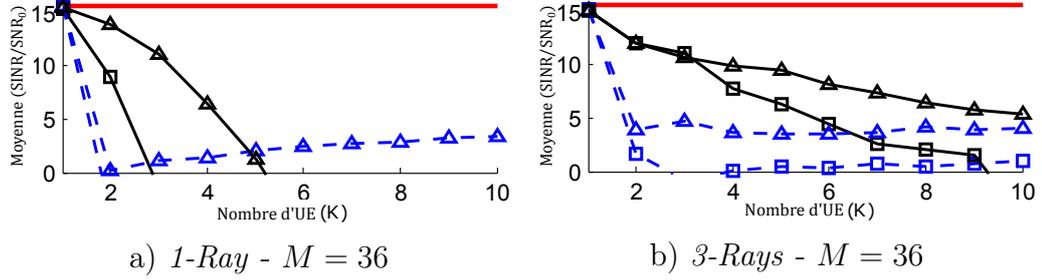


FIGURE 3.11 – Performances moyennes des scénarios *1-Ray* et *3-Rays* avec 36 antennes et les 2 structures d’antennes, carrée et rectangulaire. La distance entre les utilisateurs est réduite à 1 m.

On se concentre à présent sur ce qu’il se passe lorsque les utilisateurs se rapprochent. La Figure 3.11 montre comment évoluent les performances du système lorsque la distance minimale autorisée entre les UE passe de 3 m à 1 m. On voit que le point de croisement est à un nombre d’UE sensiblement plus faible dans tous les cas, quelle que soit la structure de réseau d’antennes ou le scénario. Cela s’explique simplement par la nature du ZF à exploiter la diversité du canal pour annuler les interférences inter-utilisateurs et ce processus se fait au détriment du gain de beamforming dont va bénéficier chaque UE. Plus les utilisateurs sont proches, plus il va être difficile d’annuler les interférences et donc moins le ZF est adapté.

### 3.2.3.3 Capacité

Pour compléter notre analyse comparative des performances des deux précodeurs, nous allons voir comment la capacité totale de la cellule (somme de la capacité de chaque UE) réagit aux deux scénarios et aux deux structures de réseau d’antennes.

**Remarque :** Contrairement à la métrique précédente visant à mettre en avant l’efficacité de la focalisation spatiale de la transmission multi-utilisateurs, les résultats de capacité incluent la réduction de la puissance allouée à chaque utilisateur lorsque leur nombre augmente. On prend ici l’hypothèse d’une puissance émise fixe ( $P_e$ ) et d’une puissance allouée à chaque utilisateur de  $\frac{P_e}{K}$  (allocation de puissance uniforme).

La Figure 3.12 montre la capacité totale de la cellule pour deux structures d’antennes, la structure carrée et la structure rectangulaire, avec  $M = 16$  antennes. La Figure 3.12 a) montre les performances du scénario *1-Ray* et la Figure 3.12 b) celles du scénario *3-Rays*. La contrainte du ZF par rapport à la structure du réseau d’antennes, introduite précédemment, est également reflétée sur les courbes au travers de la décroissance des performances au-delà

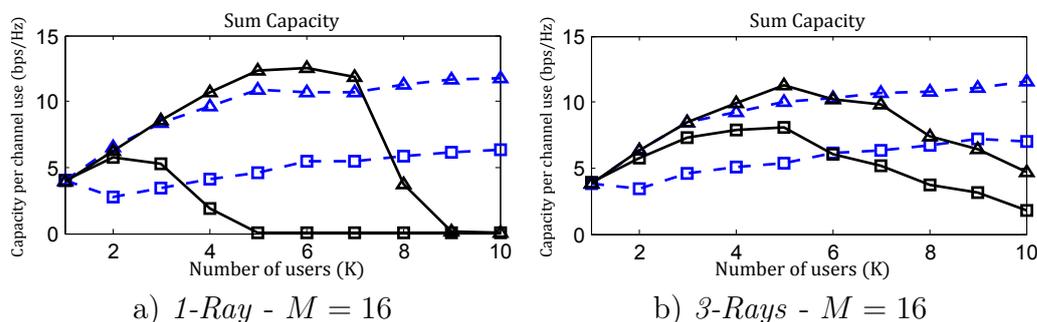


FIGURE 3.12 – Capacité totale de la cellule des scénarios *1-Ray* et *3-Rays* avec 16 antennes pour les structures carrées et rectangulaires. La distance minimale autorisée entre utilisateurs est de 3 m.

d'un certain nombre d'utilisateurs dans la cellule. Les performances du CB, en revanche, tendent à se stabiliser à grand nombre d'utilisateurs. Cela se traduit par le fait que l'arrivée d'un nouvel UE en accès SDMA fait décroître les performances des autres utilisateurs (plus d'interférences inter-UE) à hauteur de sa propre capacité.

Des comportements similaires ont été observés dans [21], où ces deux précodeurs sont comparés dans un scénario réaliste. Les auteurs montrent qu'avec  $M = 15$  antennes, le point de croisement des deux courbes est observé autour d'environ  $K = 11$  utilisateurs.

On montre donc en plus que :

- Plus la fréquence porteuse est élevée, plus la diversité du canal est faible et plus le point de croisement est observé à un nombre d'utilisateurs faible. En d'autres termes, le ZF devient de moins en moins adapté à des systèmes fonctionnant avec de plus en plus petites longueurs d'onde, surtout lorsqu'on prend également en compte sa complexité d'implémentation.
- De plus les performances du ZF sont étroitement liées à la structure du réseau d'antennes dans un scénario hautement LOS (3.24) ce qui n'en fait pas une solution très flexible pour ce type d'environnement.

### 3.2.4 Précodage avec $\mathbf{H}$ ou $\mathbf{G}$

Dans la littérature, il est généralement considéré que les précodeurs sont construits à partir de la matrice normalisée  $\mathbf{H}$  et nous allons voir ici comment le choix d'utiliser  $\mathbf{G}$  va modifier les performances.

La Figure 3.13 montre la manière dont évoluent les performances des deux précodeurs lorsque l'on utilise  $\mathbf{G}$  au lieu de  $\mathbf{H}$  pour l'étape de précodage.

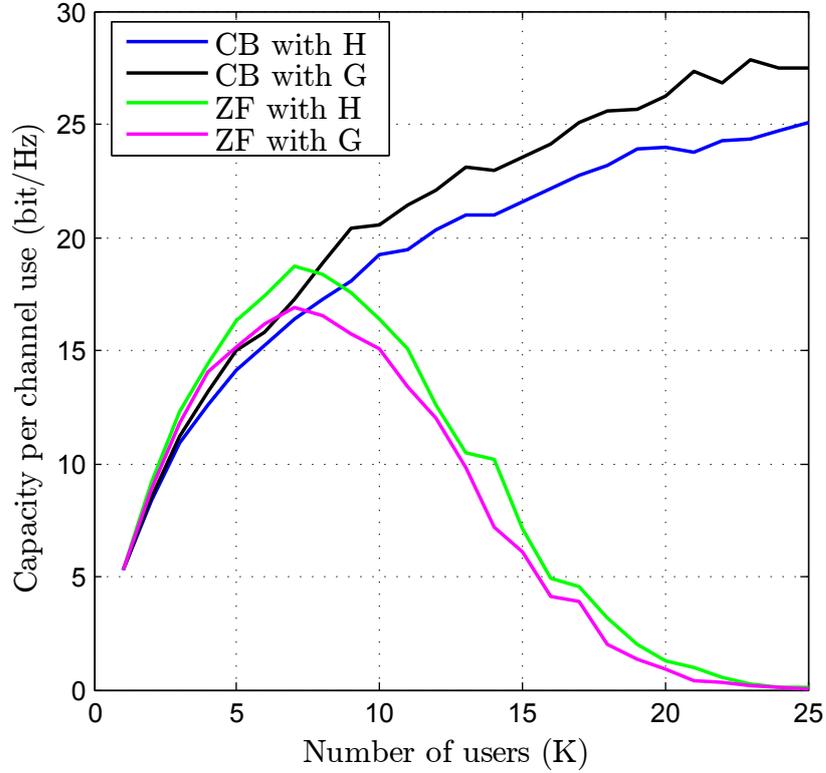


FIGURE 3.13 – Capacité totale de la cellule avec le CB et ZF construits avec la matrice de canal normalisée  $\mathbf{H}$  et la matrice de canal complète généralisée  $\mathbf{G}$ .

L'usage de cette matrice  $\mathbf{G}$  ajoute une composante d'allocation de puissance. En effet, cela implique que le précodeur de chaque utilisateur va dépendre de l'atténuation de leur lien et donc de leur distance avec la station de base, ce qui se traduit par le fait que plus l'utilisateur est loin, moins il se verra allouer de puissance.

Voici comment se transforment les équations des précodeurs (2.25) et (2.48) lorsqu'on remplace  $\mathbf{H}$  par  $\mathbf{G}$  :

$$\mathbf{W}^{(CB)} = \mathbf{G}^H = \mathbf{D}_\beta^{1/2} \mathbf{H}^H \quad (3.31)$$

$$\mathbf{W}^{(ZF)} = \mathbf{G}^H (\mathbf{G} \mathbf{G}^H)^{-1} = \mathbf{D}_\beta^{-1/2} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \quad (3.32)$$

Sur la Figure 3.13, on remarque l'apparition d'un gain pour le CB et un affaiblissement des performances du ZF. En effet, avec le CB, la capacité va bénéficier de l'envoi de plus de puissance à l'utilisateur le plus proche grâce

au facteur  $\mathbf{D}_\beta^{1/2}$  de l'équation (3.31) qui va pondérer la puissance allouée aux UE en fonction de la qualité de leur lien. Cela implique donc que les transmissions subissant le plus d'atténuation en espace libre se voient allouées moins de puissance et la capacité totale de la cellule se repose uniquement sur les utilisateurs les plus proches.

En revanche, pour le ZF, le facteur de pondération qui en résulte est  $\mathbf{D}_\beta^{-1/2}$  et cela revient à attribuer plus de puissance aux terminaux se trouvant à plus grande distance de la Mass-BS. De plus, le rôle du ZF est d'annuler les interférences inter-utilisateurs et donc pondérer les puissances allouées de la sorte ne va pas faciliter l'annulation de l'interférence sur les autres utilisateurs. De plus gros compromis *annulation d'interférence / gain de beamforming* sont alors nécessaires et il en résulte une baisse des performances générales.

### 3.3 Précodage et directions d'arrivée

La position angulaire d'un utilisateur est désignée par le terme *Direction of Arrival* (DoA)<sup>6</sup>, celui-ci étant très utilisé dans la littérature, et correspond à direction dans laquelle la Mass-BS détecte l'onde venant de chaque utilisateur. En général, on parle de DoA pour désigner la direction du trajet direct visant directement l'utilisateur mais on peut également parler de DoA pour les trajets réfléchis. On exprime donc la DoA du trajet  $l$  de l'utilisateur  $k$  par le couple d'angles  $(\theta_{k,l}, \varphi_{k,l})$ .

Dans cette section nous allons tout d'abord décrire une méthode permettant d'estimer le couple d'angles régissant la DoA de chaque UE. Ensuite, les performances du précodeur Digital BeamSteering (DBS), défini dans 2.3.1.6, seront présentées et comparées à celles des deux précodeurs, Zero-Forcing et Conjugate Beamforming, exploitant la connaissance du canal. Une étude sur l'impact d'une erreur d'estimation de l'angle sur les performances d'un tel précodeur angulaire permettra de compléter l'analyse et contribuera à conclure de l'intérêt d'une représentation angulaire et d'un précodeur adapté pour des scénarios LOS en mmWave.

#### 3.3.1 Estimation des angles

Les techniques connues d'estimation d'angles reposent pour l'instant majoritairement sur les principes du radar, en cela qu'il s'agit d'estimateurs reposant sur du balayage de zone et de la statistique. Contrairement aux deux algorithmes les plus répandus, nommés ESPRIT [71, 72] et MUSIC

6. On retrouve aussi les termes de *Direction of Departure* (DoD), *Angle of Arrival* (AoA) et *Angle of Departure* (AoD) pour désigner cette direction.

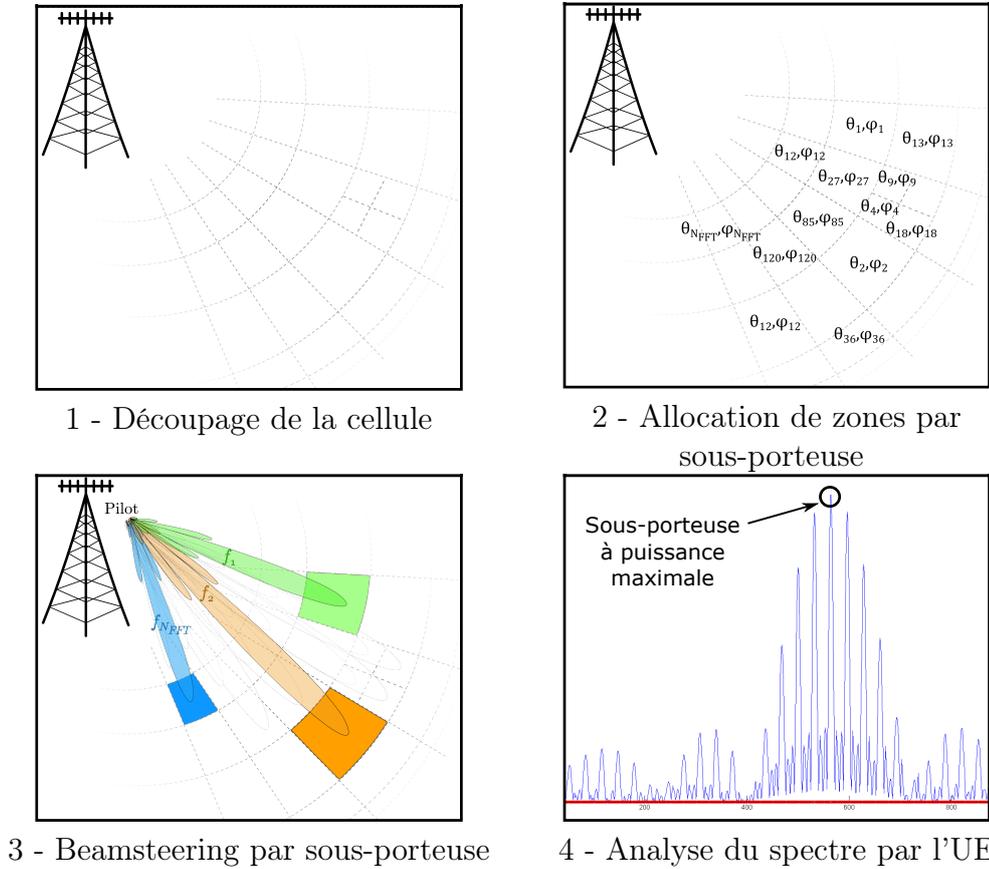


FIGURE 3.14 – Etapes d'une estimation de DoA selon [2].

[73, 74], la méthode d'estimation présentée dans cette thèse est immédiate et adaptée aux communications numériques, en cela qu'elle requiert un retour d'informations du terminal.

Estimer une direction ou DoA avec un réseau d'antennes revient à déterminer le déphasage que va subir une onde incidente entre deux antennes, cf Figure 2.12. On peut donc supposer intuitivement que, plus le nombre d'antennes à la Mass-BS est élevé, plus cette estimation est précise car provenant d'un moyennage du déphasage mesuré sur plus d'éléments.

Une méthode d'estimation de DoA est décrite dans [2] et nous allons décrire une méthode proche dont le processus suit les premières étapes illustrées Figure 3.14.

Le processus est composé des étapes suivantes :

1. Découper la cellule en autant de zones que de sous porteuses. Ces zones ne sont pas nécessairement régulières et le découpage peut se faire de

manière arbitraire ou en fonction de certaines connaissances statistiques que posséderait la Mass-BS concernant les positions potentielles des UE. Par exemple, dans une rue, les utilisateurs sont plus susceptibles de se trouver sur le trottoir et donc une granularité fine de la zone du trottoir au détriment d'un quadrillage plus large de la rue semble pertinent ;

2. Allouer une sous porteuse par zone. La granularité du quadrillage est donc directement dépendante du nombre de sous-porteuses du système ;
3. Par sous-porteuse, générer un faisceau pointant vers le centre de la zone correspondante, la totalité de la bande couvrant bien la cellule. En d'autres termes, chaque sous-porteuse est précodée par  $\mathbf{a}_i$  avec  $i \in [1, N_{FFT}]$  l'index de la zone et  $\mathbf{a}_i$  le vecteur de dépointage dirigeant le faisceau dans la direction visant le centre de de la zone  $i$  ;
4. Analyser, au niveau du terminal la puissance reçue sur chacune des sous-porteuses et extraire l'indice de celle portant la plus forte puissance<sup>7</sup> ;
5. Retourner cette information via un canal de retour dédié ;
6. Appliquer le DBS pour la transmission multi-utilisateurs en formant le précodeur grâce aux DoA correspondant aux indices de sous-porteuses venant d'être remontés par les UE.

En LTE, la quantité d'informations sur le canal entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice, devant être retournée par l'UE à l'eNodeB, est à la hauteur du nombre de Ressource Block (RB) lui étant alloué (180 kHz de bande par RB). En d'autre termes, plus un UE se voit alloué de bande plus il doit renvoyer d'informations permettant à l'eNodeB de reconstituer la réponse en fréquence du canal de transmission.

Dans le cas d'une estimation de DoA, seuls deux indices remontés par utilisateur suffisent à la Mass-BS pour construire un précodeur comme le DBS permettant de focaliser l'énergie dans leur direction.

**Amélioration possible :** un processus itératif visant à augmenter la précision de l'estimation est facilement envisageable possible. En effet, on peut choisir, au premier temps symbole  $T_s$ , de quadriller toute la zone de couverture et de mesurer les DoA approximatives des UE. Dans un deuxième

---

7. Il est également possible d'étendre cela à l'extraction de plusieurs indices correspondant, non pas uniquement au trajet direct, mais également aux trajets secondaires les plus forts si l'on souhaite ultérieurement être capable de former une réponse angulaire du canal.

temps  $T_s + 1$ , on peut affiner le quadrillage autour des DoA approximatives précédemment mesurées pour en extraire une position beaucoup plus précise. A chaque rafraichissement de l'information de direction (par exemple tous les  $10.T_s$ ), il est tout à fait possible de reformer un quadrillage uniquement autour des directions préalablement estimées. Ce quadrillage peut être dimensionné en évaluant le déplacement angulaire maximal qu'un terminal peut subir en un laps de temps particulier, en évaluant la vitesse de déplacement maximale des UEs de la cellule.

**Remarque :** lors de l'étape 1, il serait judicieux de faire intervenir des données statistiques liées à la probabilité d'avoir des utilisateurs dans chaque zone afin de quadriller chaque zone de la manière la plus efficace et la plus adaptée à la topographie de la cellule possible.

**Pour résumer, un précodage basé sur les DOA plutôt que sur la connaissance du canal a les avantages suivants :**

- Technique multi-utilisateurs très simple car elle ne requiert qu'un couple d'angles par utilisateur pour procéder à la focalisation spatiale ;
- Application au TDD et FDD ;
- Réciprocité du canal de transmission non requise ;
- Solution directement implémentable sur des systèmes OFDM existants ;
- Obtention possible de la position des utilisateurs. Cela permettrait de s'affranchir dans certains cas du GPS (tout particulièrement en *Indoor*), ce qui en fait une solution de localisation moins énergivore ;
- Rafraichissement de la connaissance des angles moins contraignante que celle du canal (cf. 3.1.5.3).

### 3.3.2 Précodage angulaire et performances

Nous allons ici comparer les trois précodeurs DBS<sup>8</sup>, CB<sup>9</sup> et ZF<sup>10</sup> pour les scénarios *1-Ray* et *3-Rays*. A la différence des performances présentées dans 3.2.3, les utilisateurs sont placés aléatoirement dans la cellule avec pour seule contrainte d'être à plus d'un mètre des autres UE. Les performances de la Figure 3.15 sont le résultat d'une moyenne de la capacité sur 200 itérations

---

8.  $\mathbf{W}^{(DBS)} = \mathbf{A}^H$   
 9.  $\mathbf{W}^{(CB)} = \mathbf{H}^H$   
 10.  $\mathbf{W}^{(ZF)} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$

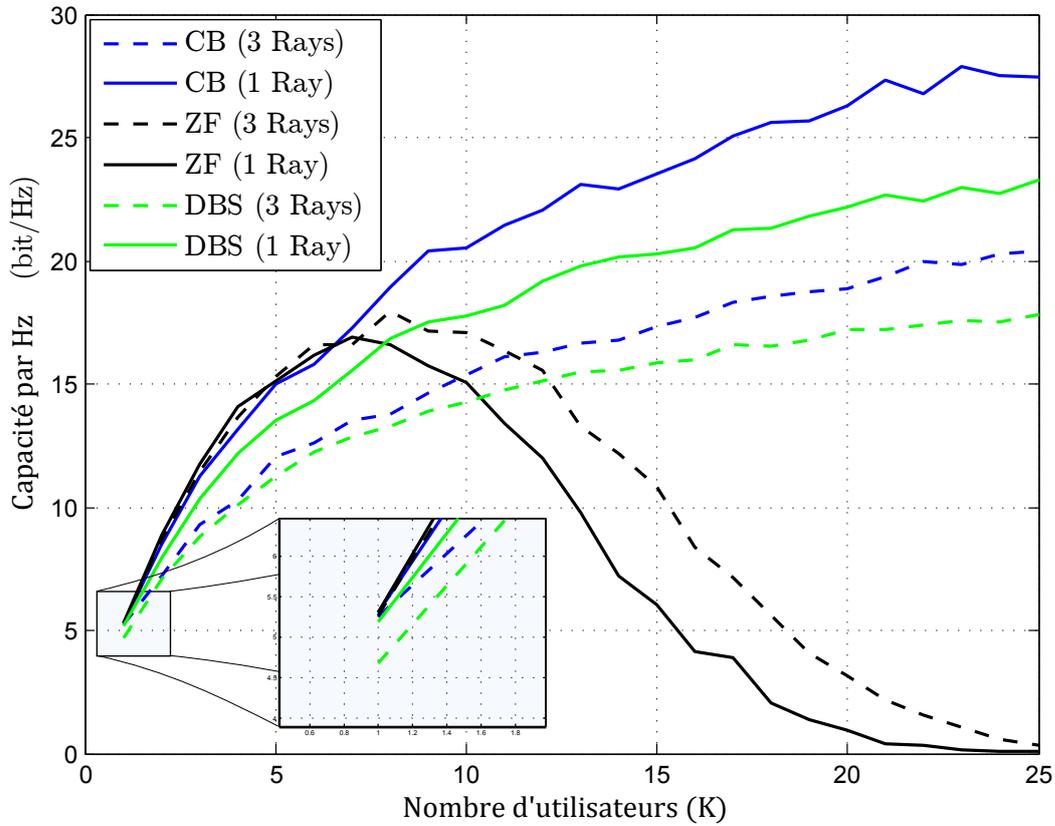


FIGURE 3.15 – Capacité totale de la cellule après implémentation du CB (courbes bleues), du ZF (courbes noires) avec  $\mathbf{G}$  et du DBS (courbes vertes) pour les scénarios *1-Ray* (courbes pleines) et *3-Rays* (courbes pointillées) avec  $M = 36$  ( $M_H = M_V = 6$ ) antennes. La puissance émise  $P_e$  est constante.

de la position des utilisateurs (par nombre d'UE dans la cellule). Ainsi on peut effectuer une analyse du comportement des précodeurs de manière plus générale.

**Hypothèse :** On considère la réponse du canal parfaitement connue pour l'implémentation du CB et du ZF, et la DoA est calculée à partir de la position exacte des utilisateurs pour l'implémentation du DBS.

La Figure 3.15 montre donc comment évoluent les performances de chaque précodeur lorsqu'on accroît le nombre d'utilisateurs à servir simultanément. L'impact des trajets réfléchis est alors observé en comparant les performances du scénario *3-Rays* à celles du scénario *1-Ray*. Comme souligné dans la section 2.3.2, les performances de tous les précodeurs sont identiques en *1-Ray* avec un seul utilisateur, ce qui permet de valider rapidement les courbes. En *3-*

*Rays*, les performances du DBS sont quelque peu en deçà des deux autres précodeurs car ce précodeur ne prend pas en compte les trajets secondaires. On a donc une légère baisse de puissance utile reçue et donc une capacité moindre. On peut voir en revanche qu'à 60 GHz l'effet très limité est à peine visible (cf. zoom de la Figure 3.15), les trajets secondaires étant très atténués.

On peut voir que la limitation du ZF (courbes noires), développée dans 3.2.3, liée à la structure du réseau d'antennes et plus précisément au nombre d'antennes en horizontal (ici  $M_H = 6$ ), est également fortement présente dans un contexte où les utilisateurs sont placés aléatoirement.

Comparons à présent le CB (courbes bleues) et le DBS (courbes vertes) dont le rôle est de maximiser la puissance dans la direction de chaque utilisateur. Le CB est par nature capable de s'adapter au canal de propagation et donc de gérer l'apparition de trajets secondaires, ce qui justifie son gain par rapport au DBS. Notons que même si le DBS prenait en compte les DoA des trajets secondaires, il manquerait l'information de phase nécessaire à la recombinaison constructive de tous les trajets. En revanche en scénario *1-Ray* ces deux précodeurs doivent avoir des performances identiques si le CB est construit à partir de  $\mathbf{H}$  et non  $\mathbf{G}$ . Le gain observé dans ce scénario par rapport au DBS provient de ce choix d'implémentation, développé dans la section 3.2.4, et se retrouve sur la Figure 3.13.

### 3.3.3 Erreur d'estimation d'angles

La précision de l'estimation dépend directement de  $M$ , qu'elle mette en œuvre une méthode de balayage itératif de la cellule [75] ou une estimation similaire à celle présentée dans la section 3.3.1. Cela provient directement du fait que la largeur du faisceau<sup>11</sup> découlant du précodage est inversement proportionnelle à  $M$ .

La Figure 3.16 illustre le comportement de la capacité totale de la cellule lorsque l'erreur d'estimation augmente, pour un scénario *1-Ray* avec  $K = 15$  utilisateurs et  $M = 36$  antennes en structure carrée à la Mass-BS. Cette erreur est implémentée avec une distribution normale  $\mathcal{N}(0, \Delta_a)$  (où  $\Delta_a$  est la déviation angulaire en azimut et en élévation). La ligne pointillée rouge pâle correspond à l'erreur d'estimation au delà de laquelle l'utilisateur sort de l'ouverture angulaire à  $-3dB$  du faisceau émis par la station de base, défini dans 3.1.5.

Par exemple, si l'on s'intéresse à l'erreur qui réduit les performances à 80% de la capacité maximale, on lit que cela provient d'une erreur d'environ  $8^\circ$  ( $\sim 0.8 \times 18 = 14.4$  bits/Hz ce qui correspond à une erreur d'environ

---

11. On parle de faisceau car le canal est LOS.

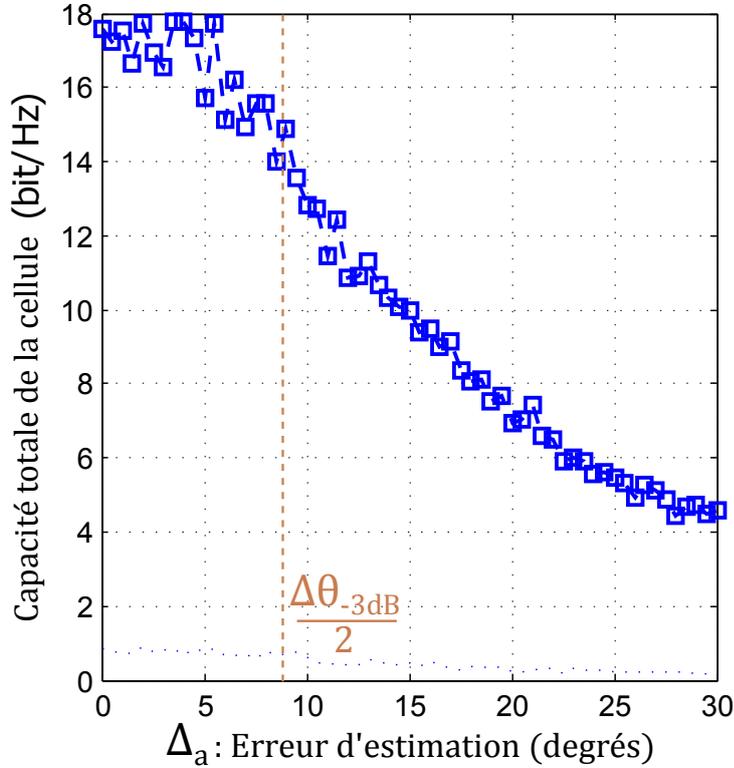


FIGURE 3.16 – Impact d’une erreur sur l’estimation de la DoA d’un utilisateur sur les performances du DBS dans le scénario *1-Ray*. Le nombre d’utilisateurs est  $K = 15$  et le nombre d’antennes de la Mass-BS est  $M = 36$  avec une structure carrée.  $\Delta\theta_{-3dB} = 16.9^\circ$

$8^\circ$  sur la Figure 3.16). Cette valeur de capacité est d’ailleurs très proche de celle qui découle d’une erreur d’estimation de  $\Delta_a = \frac{\Delta\theta_{-3dB}}{2} = 8.5^\circ$ . Si l’on considère un utilisateur placé arbitrairement en milieu de cellule cette erreur se traduit approximativement par une incertitude sur la position de l’UE de 2.5 – 3m. Bien entendu, si  $M$  augmente, cela accentue l’impact d’une déviation angulaire identique, étant donné que le faisceau formé par la Mass-BS va s’affiner. Cependant, cela va également contribuer à améliorer la précision de l’estimation et donc l’erreur d’estimation sera naturellement plus faible.

## 3.4 Conclusion

Dans tout système multi-utilisateurs, implémenter un précodeur de type Conjugate Beamforming vise à maximiser le SNR ce qui veut dire que chaque UE bénéficie du gain maximum de beamforming mais peut subir une quantité non négligeable d'interférences. D'un autre côté, le Zero-Forcing annule les interférences au détriment du gain de beamforming et il est donc aisé d'en conclure qu'il est préférable au CB dans un environnement avec de nombreuses réflexions.

Pour prouver que les performances du ZF sont très limitées dans un environnement hautement LOS, nous avons modélisé de manière déterministe un canal, la réponse en fréquence provenant d'un tracé géométrique des rayons, puis nous avons choisi deux scénarios permettant de mettre en avant l'impact des multi-trajets sur les performances des différents précodeurs. Ceux-ci ont contribué à prouver la limitation particulière du ZF par rapport à la structure du réseau d'antennes de la Mass-BS et cette étude a fait l'objet d'un article publié en conférence [15]. Pour compléter l'étude, nous avons étudié les performances du CB et du ZF lorsque la matrice généralisée de canal  $\mathbf{G}$  est substituée à la matrice normalisée  $\mathbf{H}$ . On montre qu'une telle action provoque une allocation de puissance reposant sur la distance des UE avec la Mass-BS et que cela résulte en un gain des performances pour le CB et une dégradation pour le ZF.

Nous avons ensuite abordé le sujet du précodage basé sur les directions d'arrivées, appelées DoA. Pour cela, nous avons tout d'abord décrit une méthode permettant d'estimer les DoA de tous les utilisateurs simultanément, puis nous avons pu mettre en avant les particularités du précodeur exploitant ces informations, le Digital Beamsteering (DBS), dont les grandes lignes sont les suivantes :

1. Les performances sont proches de celles du CB ;
2. Pas de limitation liée à la structure du réseau d'antennes, contrairement au ZF ;
3. Très faible complexité car peu d'éléments sont nécessaires à son implémentation ;
4. Pas de calibration nécessaire pour rétablir l'hypothèse de réciprocité du canal de transmission ;
5. Compatibilité avec un mode d'accès FDD ;
6. Robustesse envers les erreurs d'estimation des DoA.

L'exploitation des ondes millimétriques pour bénéficier de larges bandes passantes va nécessiter l'implémentation de techniques plus adaptées. En effet la périodicité avec laquelle doit être estimé le canal rend de moins en moins adaptées des solutions de précodage linéaire comme le ZF et le CB. Afin d'illustrer l'intérêt d'une estimation de DoA plutôt que de la réponse de canal, nous avons introduit la notion de temps de cohérence angulaire qui correspond au temps nécessaire à un terminal pour sortir du faisceau formé par la station de base. De plus, pour allonger cette durée, toute solution à base d'estimation de DoA peut être combinée à des données statistiques pour réduire la période de rafraichissement de l'information. Par exemple dans un scénario de rue, comme celui présenté dans ce chapitre, il est beaucoup plus probable que les UE suivent le trottoir lorsqu'ils se déplacent et cela permettrait de prédire l'évolution de leur DoA afin d'espacer le rafraichissement de l'information. Le handover entre cellule serait également grandement facilité.

# Chapitre 4

## Allocation de puissance à contrôle d'effet de fuite

---

<b>4.1</b>	<b>Leakage - Effet de fuite . . . . .</b>	<b>116</b>
4.1.1	Précodage et interférences inter-utilisateurs . . . . .	116
4.1.2	Leakage causé par le précodeur DBS . . . . .	118
<b>4.2</b>	<b>Allocation de puissance basée sur le Leakage . . .</b>	<b>118</b>
4.2.1	Généralités . . . . .	118
4.2.2	Simplification de l'allocation . . . . .	121
4.2.3	Performances des différentes allocations . . . . .	124
<b>4.3</b>	<b>Sélection d'utilisateurs en imposant un seuil de nuisance . . . . .</b>	<b>126</b>
<b>4.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>129</b>

---

Dans le chapitre précédent, nous avons analysé l'évolution des performances de plusieurs précodeurs, basés sur la connaissance du canal ou de la position angulaire des utilisateurs, dans un scénario de small cell déterministe fonctionnant à 60 GHz.

Ce chapitre va permettre d'introduire la notion d'effet de fuite (en anglais *Leakage*) qui décrit un phénomène de fuite<sup>1</sup> d'énergie dans les directions différentes de celle vers laquelle est dirigé le faisceau destiné à un utilisateur donné. Nous allons ensuite exprimer ce paramètre uniquement en fonction des caractéristiques géométriques du canal (DoA et atténuation des trajets)

---

1. *leak* en anglais

et une méthode d'allocation de puissance prenant en compte ce paramètre sera décrite.

Des expressions simplifiées de la puissance allouée à chaque utilisateur seront alors proposées, chacune dépendant de la quantité d'informations disponible sur le canal au niveau de la Mass-BS. Les performances découlant d'une telle allocation seront illustrées pour permettre de conclure quant à l'efficacité d'un tel processus.

La dernière section introduira une méthode permettant de former un groupe d'utilisateurs dont le *Leakage* est inférieur à un certain seuil. Seuls ces utilisateurs peuvent bénéficier d'un accès SDMA et l'on illustrera alors à quel point le nombre d'utilisateurs de ce groupe est dépendant du seuil.

## 4.1 Leakage - Effet de fuite

Dans cette section nous allons mettre en avant l'impact du précodage sur la quantité d'interférences inter-utilisateurs en introduisant le terme de *Leakage*.

### 4.1.1 Précodage et interférences inter-utilisateurs

Dans un système MU-MIMO, l'Interférence Inter-Utilisateur (qu'on appelle IUI d'après le terme anglais *Inter-User Interference*) est de loin le phénomène le plus pénalisant car c'est le seul ayant un impact du même ordre de grandeur que les forts gains associés aux techniques de beamforming [4]. Estimer ce paramètre pour appliquer des traitements adaptés est donc une caractéristique importante, voire nécessaire, des futures réseaux de communication MU-MIMO.

Comme mentionné au 2.2.2.1, la technique d'accès multi-utilisateurs, aussi appelée *Spatial Multiple Access* (SDMA), comprend un processus de précodage numérique qui a un impact direct sur l'IUI. En effet si l'on analyse le symbole en fréquence  $R_k$ , en considérant un canal plat sur un temps symbole donné, que reçoit l'utilisateur  $k$ , on remarque que la partie interférente est la somme des  $K - 1$  signaux destinés aux autres UE et pondérés par leur précodeurs respectifs :

$$R_k = \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_k S_k + \sum_{i=1 \neq k}^K \mathbf{g}_k^T \mathbf{w}_i S_i + N_k \quad (4.1)$$

Lorsqu'on se place au niveau de la Mass-BS, il est pertinent de savoir à quel point la formation d'un faisceau vers un nouvel utilisateur va nuire

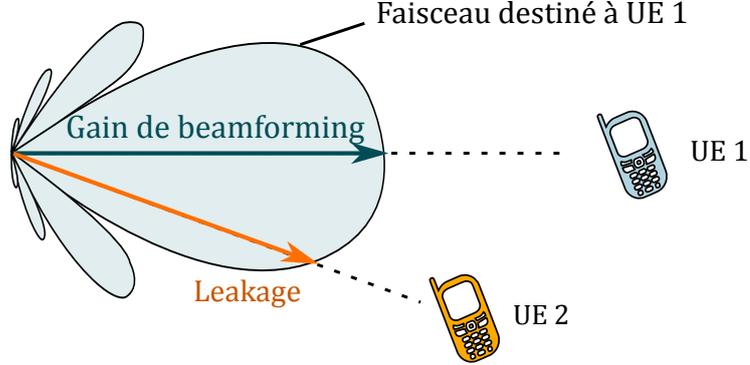


FIGURE 4.1 – Représentation du *Leakage* généré par la formation d’un faisceau pointant vers l’UE 1 sur un autre utilisateur de la cellule. L’illustration correspond à un scénario *1-Ray*.

aux communications de ses homologues. Cette nuisance, encore appelée effet de fuite (*Leakage* en anglais) traduit donc, pour une transmission SDMA donnée, la propension à impacter les transmissions voisines (cf. Figure 4.1).

Dans [76], le *Leakage* est obtenu à partir d’une estimation complète de la réponse du canal, de la même manière que pour calculer les coefficients du précodeur. Cela signifie, dans le cas général d’un système à  $M$  antennes d’émission et à  $N_{FFT}$  sous-porteuses, que le *Leakage* associé à l’utilisateur  $k$ , et pour un instant temporel donné, est calculé de la manière suivante :

$$\Gamma_k = \frac{\gamma_k}{N_{FFT}} \sum_{n=1}^{N_{FFT}} \sum_{j \neq k}^K |\mathbf{g}_j[n]^T \mathbf{w}_k[n]|^2 \quad (4.2)$$

où  $\mathbf{g}_j[n]$  est le vecteur comprenant, pour la sous-porteuse  $n$ , les  $M$  coefficients d’atténuation fréquentielle associés aux  $M$  liens antenne-à-antenne entre l’émetteur et le  $j^{\text{ème}}$  récepteur.  $\mathbf{w}_k[n]$  est le vecteur de précodage construit à partir de  $\mathbf{g}_j[n]$ .  $\gamma_k$  est la puissance allouée à l’utilisateur  $k$ . A l’image de cette expression, il apparaît clairement que le calcul du *Leakage* nécessite une connaissance complète de la réponse du canal de transmission construite à partir des réponses en fréquence de l’ensemble des liens pour l’ensemble des sous-porteuses, soit  $\frac{M \times K \times N_{FFT}}{N_{Bc}}$  liens (cf. 3.1.5.3).

Ainsi la solution décrite dans l’article [76], ainsi que toute autre solution basée sur la connaissance complète de la réponse du canal de propagation, n’est pas adaptée aux systèmes mmWave. A ces fréquences-là, il convient d’utiliser des cellules de petites tailles au sein desquelles la visibilité directe entre émetteur et récepteur est très probable. Cet état de fait permet d’envi-

sager le relâchement des contraintes sur la connaissance complète du canal, tel qu'il a été montré au chapitre 3.

Le *Leakage* étant une évaluation de la puissance émise dans la direction des autres utilisateurs on peut s'affranchir du moyennage sur l'ensemble des sous-porteuses en exploitant la modélisation angulaire du canal de l'équation (3.9) :

$$\Gamma_k = \gamma_k \sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2 \quad (4.3)$$

### 4.1.2 Leakage causé par le précodeur DBS

Dans l'hypothèse d'un scénario de propagation fortement conditionné par la composante LOS du canal, comme c'est le cas en ondes millimétriques ou/et en environnement de type small cells, il est judicieux de mettre en œuvre un précodeur, comme le DBS<sup>2</sup> défini dans l'équation (2.58), cherchant à maximiser la puissance émise uniquement dans la direction principale de chaque utilisateur. On arrive donc à une expression du Leakage ne dépendant que des steering vectors des utilisateurs et des puissances associées :

$$\Gamma_k^{DBS} = \gamma_k \sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2 \quad (4.4)$$

Contrairement à l'expression du *Leakage* donnée par l'équation (4.2), l'expression que nous proposons ici ne dépend ni de la réponse en fréquence  $\mathbf{G}$ , ni de la réponse impulsionnelle du canal, ni du nombre de sous porteuses  $N_{FFT}$  mais uniquement de la structure géométrique de celui-ci.

## 4.2 Allocation de puissance basée sur le Leakage

Dans cette section nous allons décrire l'allocation de puissance dont le but est de venir agir sur les pondérations de puissance individuelles par utilisateur de sorte à minimiser les effets de *Leakage* entre utilisateurs.

### 4.2.1 Généralités

Parmi les nombreuses études sur les systèmes Massive MIMO, il est prouvé dans [12] que les performances d'un précodeur, tel que le Conjugate

---

2.  $\mathbf{W}^{(DBS)} = \mathbf{A}_1^H$

Beamforming en terme de capacité totale de la cellule, bénéficient clairement d'un processus d'allocation de puissance basé sur le calcul de l'interférence inter-utilisateurs. La méthode décrite vise une maximisation de l'efficacité énergétique aux dépens de la complexité de la solution, liée à la mise en oeuvre de l'algorithme et les auteurs montrent de manière évidente qu'une telle allocation accroît les performances générales car la capacité totale est améliorée tout en conservant une puissance d'émission fixe.

Contrairement à la solution présentée dans [77], qui s'apparente à un algorithme itératif de type *Waterfilling*, notre solution est immédiate dès lors qu'une connaissance complète ou partielle du canal est connue de la Mass-BS. Notre approche est d'allouer à chacun une puissance, calculée de sorte que la somme des IUI générées sur chaque autre UE soit égale à une constante. Contrairement à l'étude [76], qui confirme le potentiel d'une telle allocation dans un scénario multi-cellulaire, nous nous concentrons sur les scénarios LOS en mmWave.

Dans un cas où la répartition de la puissance est uniforme entre les utilisateurs, dans l'expression du Leakage, on a simplement  $\gamma_k = \frac{P_e}{K}$  avec  $P_e$  la puissance totale émise et  $K$  le nombre d'utilisateurs. Le *Leakage* généré est donc le suivant :

$$\Gamma_k = \frac{P_e}{K} \sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2 \quad (4.5)$$

Nous allons à présent chercher à déterminer une puissance allouée  $\gamma_k$ , pour chaque utilisateur  $k \in [1, K]$ , de sorte à limiter l'impact du *Leakage*. En d'autres termes, dès lors qu'un utilisateur est susceptible de produire un *Leakage* élevé, sa puissance allouée se voit réduite. Pour obtenir une telle allocation nous allons contraindre le *Leakage* de chaque utilisateur en imposant qu'ils soient tous égaux :

$$\Gamma_k = \xi \quad \forall k \in [1, K] \quad (4.6)$$

où  $\xi$  est une constante. Une telle approche signifie simplement que chaque utilisateur produit la même nuisance sur tous les autres.

En remplaçant  $\Gamma_k$  par son expression (4.3), on obtient la puissance à allouer à l'utilisateur  $k$  suivante :

$$\gamma_k = \frac{\xi}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2} \quad (4.7)$$

**Remarque** : La valeur de  $\xi$  peut être choisie de sorte à assurer la

contrainte de puissance totale, soit :

$$\sum_{k=1}^K \gamma_k = P_e \longrightarrow \xi = \frac{P_e}{\sum_{k=1}^K \Lambda} \quad , \text{ avec } \Lambda = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2} \quad (4.8)$$

$$(4.9)$$

En pratique, il est plus communément répandu d'exprimer les opérations de précodage et d'allocation de puissance conjointement puis d'appliquer la contrainte de puissance sur l'ensemble. Ainsi, soit  $\mathbf{D}_\gamma \in \mathbb{R}^{K \times K}$  la matrice diagonale des puissances allouées  $\gamma_k, \forall k \in [1, K]$ , le précodeur global normalisé se construit de la manière suivante :

$$\mathbf{W}_n = \sqrt{\eta} \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \quad (4.10)$$

où

$$\mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} = \sqrt{\xi} \left[ \begin{array}{c} \frac{\mathbf{w}_1}{\sqrt{\sum_{j \neq 1}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_1|^2}}, \frac{\mathbf{w}_2}{\sqrt{\sum_{j \neq 2}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_2|^2}}, \dots, \\ \frac{\mathbf{w}_K}{\sqrt{\sum_{j \neq K}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_K|^2}} \end{array} \right] \quad (4.11)$$

et  $\eta$  est le coefficient scalaire de normalisation permettant d'assurer que la puissance totale émise est  $P_e$  :

$$\eta = \frac{P_e}{\text{Tr} \left( \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \cdot \left( \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \right)^H \right)} \quad (4.12)$$

$\mathbf{D}_\gamma$  étant une matrice diagonale réelle, alors :

$$\text{Tr} \left( \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \cdot \left( \mathbf{W} \mathbf{D}_\gamma^{1/2} \right)^H \right) = \text{Tr} \left( \mathbf{D}_\gamma \mathbf{W} \mathbf{W}^H \right) \quad (4.13)$$

et donc

$$\eta = \frac{P_e}{\sum_{k=1}^K \frac{\xi}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2}} \cdot \frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H)} \quad (4.14)$$

Avec une telle formulation, on garantit que, quelles que soient les variations des puissances allouées aux utilisateurs, on assurera toujours un niveau de puissance totale constant  $P_e$ .

**Exemple** : Pour un précodage DBS,  $\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = \text{Tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^H) = KM$  (car  $\mathbf{a}_i\mathbf{a}_i^H = M, \forall i \in [1, K]$ ) et donc :

$$\eta = \frac{P_e}{KM \sum_{k=1}^K \frac{\xi}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2}} \quad (4.15)$$

**Remarque** : La valeur choisie pour la constante  $\xi$  n'a pas d'importance car elle disparaît après multiplication des différents facteurs, cf. (4.10). Nous allons donc choisir  $\xi = 1$  pour plus de clarté ce qui donne la puissance allouée suivante :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{w}_k|^2} \quad (4.16)$$

**Remarque 2** : La présence du coefficient de normalisation  $\eta$  transforme l'allocation de puissance en pondération de puissance. En effet, seul le fait d'imposer à la Mass-BS que chaque lien Mass-BS-UE génère le même *Leakage* est important. Cela revient à assurer un certain écart relatif ( $\frac{\gamma_k}{\gamma_i} \forall i \neq k$  avec  $i \in [1, K]$ ) entre les puissances allouées aux UE.

## 4.2.2 Simplification de l'allocation

L'objet d'une telle démarche, visant tout d'abord à représenter le canal sous la forme d'une somme de trajets provenant de directions différentes, puis à définir une expression de la puissance à allouer par utilisateur, est de permettre une nette amélioration des performances, en comparaison à celles observées avec une allocation uniforme, tout en réduisant au maximum le besoin en connaissances nécessaires à la mise en œuvre de celle-ci.

Nous allons donc décliner dans cette partie plusieurs expressions simplifiées de la puissance allouée  $\gamma_k$  en fonction de la quantité d'informations angulaires disponible à la station de base, en allant de la plus complète (où la structure complète est connue, directions et atténuations) à la plus grossière (seules les directions angulaires principales sont connues). Les différentes simplifications vont bien entendu entraîner une sous-optimalité du processus de précodage et de pondération de puissance. Il est à noter que bien que les expressions diffèrent fortement de l'une à l'autre, et que par conséquent les valeurs de pondérations vont être très différentes d'une mise en œuvre à l'autre en valeurs absolues, le principe de normalisation globale de la puissance, explicité par l'équation (4.14), garantit l'homogénéité globale du processus de pondération de puissance.

*Dans toutes les expressions simplifiées qui vont suivre, nous allons considérer le précodeur DBS car il s'agit du type de traitement simple dont l'on*

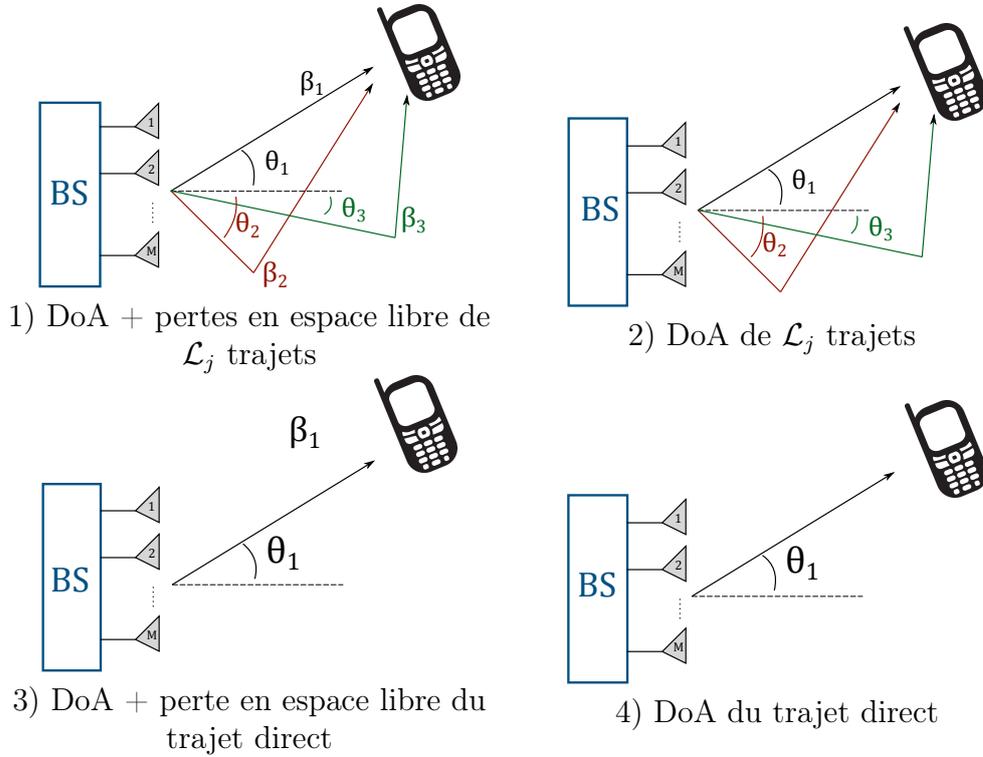


FIGURE 4.2 – Illustration de la quantité d'information disponible au niveau de la Mass-BS, concernant un UE parmi les  $K$  terminaux de la cellule, pour le calcul de la puissance à allouer.

souhaite démontrer la pertinence pour les futurs réseaux denses de type *small cell*. L'équation (4.16) s'exprime donc :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2} \quad (4.17)$$

**Remarque :** Notons que l'utilisation de précodeurs complexes est tout à fait possible, leur seule contrainte étant d'être formés à partir des connaissances géométriques disponibles. Par exemple, une suite intéressante de ces travaux serait d'étudier les performances d'une version géométrique du ZF qui s'exprimerait  $\mathbf{W} = \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1}$ .

#### 4.2.2.1 Simplification 1 : DoA + Atténuation des trajets directs et secondaires

La figure 4.2 - 1) illustre la quantité d'information connue de la Mass-BS comme étant un certain nombre de DoA et atténuations des trajets, et ce

pour chaque utilisateur. La phase de chaque trajet, par rapport à l'antenne de référence, est supposée inconnue. Chaque UE  $j$  remonte à la Mass-BS les informations relatives à  $\mathcal{L}_j \leq L_j$  trajets détectés lors du processus d'estimation des DoA (cf.  $\mathcal{L}_j$  indices de sous-porteuses selon la méthode décrite dans la section 3.3.1). L'expression de la puissance allouée à l'utilisateur  $k$  est alors :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{\mathcal{L}_j} \beta_{j,l} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2} \quad (4.18)$$

#### 4.2.2.2 Simplification 2 : DoA des trajets directs et secondaires

Maintenant, si seules les DoA de  $\mathcal{L}_j \leq L_j$  trajets sont connues de la Mass-BS pour chaque UE  $j \in [1, K]$ , voir Figure 4.2 - 2), la puissance à allouer à l'utilisateur  $k$  s'exprime :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \sum_{l=1}^{L_j} |\mathbf{a}_{j,l}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2} \quad (4.19)$$

Comme mentionné précédemment, l'ordre de grandeur de la puissance allouée change radicalement mais cela n'a pas d'importance car seul l'écart relatif entre la puissance allouée aux différents utilisateurs compte. Bien entendu cet écart relatif va être légèrement différent que celui qu'engendre l'équation (4.18) et son impact sur les performances est analysé dans la section 4.2.3.

#### 4.2.2.3 Simplification 3 : DoA + Atténuation des trajets directs uniquement

Notre intérêt pour de telles solutions angulaires étant basé sur l'utilisation d'ondes mmWave, les pertes en espace libre sont donc très élevées et donc le ratio  $\beta_{j,l}/\beta_{j,1}$ , avec  $j \in [1, K]$  et  $l \in [2, L_j]$ , va être très faible. Il semble donc logique de procéder à une simplification supplémentaire qui consiste à ne considérer que le trajet direct de chaque utilisateur, en estimant sa DoA et son atténuation, comme l'illustre Figure 4.2 - 3). La puissance à allouer à l'utilisateur  $k$  devient alors :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K \beta_{j,1} |\mathbf{a}_{j,1}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2} \quad (4.20)$$

#### 4.2.2.4 Simplification 4 : DoA des trajets directs uniquement

Afin de procéder à la formation du précodeur DBS pour l'utilisateur  $k$ , seul le couple d'angles  $(\theta_{k,1}, \varphi_{k,1})$  doit être estimé. Il paraît donc pertinent de déduire une expression de la puissance allouée qui ne requiert de la station de base qu'une estimation des DoA (cf. Figure 4.2 4)) et l'on peut alors décliner l'expression suivante :

$$\gamma_k = \frac{1}{\sum_{j \neq k}^K |\mathbf{a}_{j,1}^T \mathbf{a}_{k,1}^*|^2} \quad (4.21)$$

#### 4.2.3 Performances des différentes allocations

Dans cette partie nous allons étudier l'influence de l'allocation de puissance basée sur le *Leakage*, que l'on désigne par **Leakage Based Power Allocation (LB-PA)**, par rapport aux performances obtenues avec une allocation de puissance uniforme, nommée **Uniform Power Allocation (UPA)**. Cette dernière se traduit par  $\gamma_k = \frac{P_e}{K}$ .

Les notations utilisées dans la légende de la Figure 4.3 affichant les résultats de simulation sont les suivantes :

- *Alloc. Uniform* désigne l'allocation de puissance uniforme ;
- $\Gamma_k$  *Parfait* correspond à l'allocation LB-PA avec le *Leakage* connu parfaitement, soit celui décrit par l'équation (4.2) ;
- $\Gamma_k$  *Simplifié* désigne, avec le numéro entre parenthèses (Sol.#), la solution d'allocation LB-PA simplifiée, correspondante au numéro #, définie dans 4.2.2. Seules les solutions 3 et 4 sont implémentées pour raison de lisibilité, celles ci ne prenant en compte que le trajet direct entre chaque utilisateur et la Mass-BS.

La Figure 4.3 montre donc la capacité totale de la cellule, telle que décrite dans 2.1, pour un scénario *3-Rays* (pour rappel, il s'agit d'un trajet direct et deux trajets secondaires). Cette simulation compare trois précodeurs, le CB et le ZF créés à partir de la connaissance parfaite du canal de transmission, et le DBS formé à partir de la connaissance parfaite des DoA des utilisateurs. Seule l'allocation uniforme est mise en place pour le ZF car sa nature à annuler les interférences inter-utilisateurs rend impossible une allocation du type LB-PA. Les performances, pour un nombre d'utilisateurs donné, sont le résultat d'une moyenne sur 500 positions aléatoires de chaque UE dans la cellule.

## 4.2. Allocation de puissance basée sur le Leakage

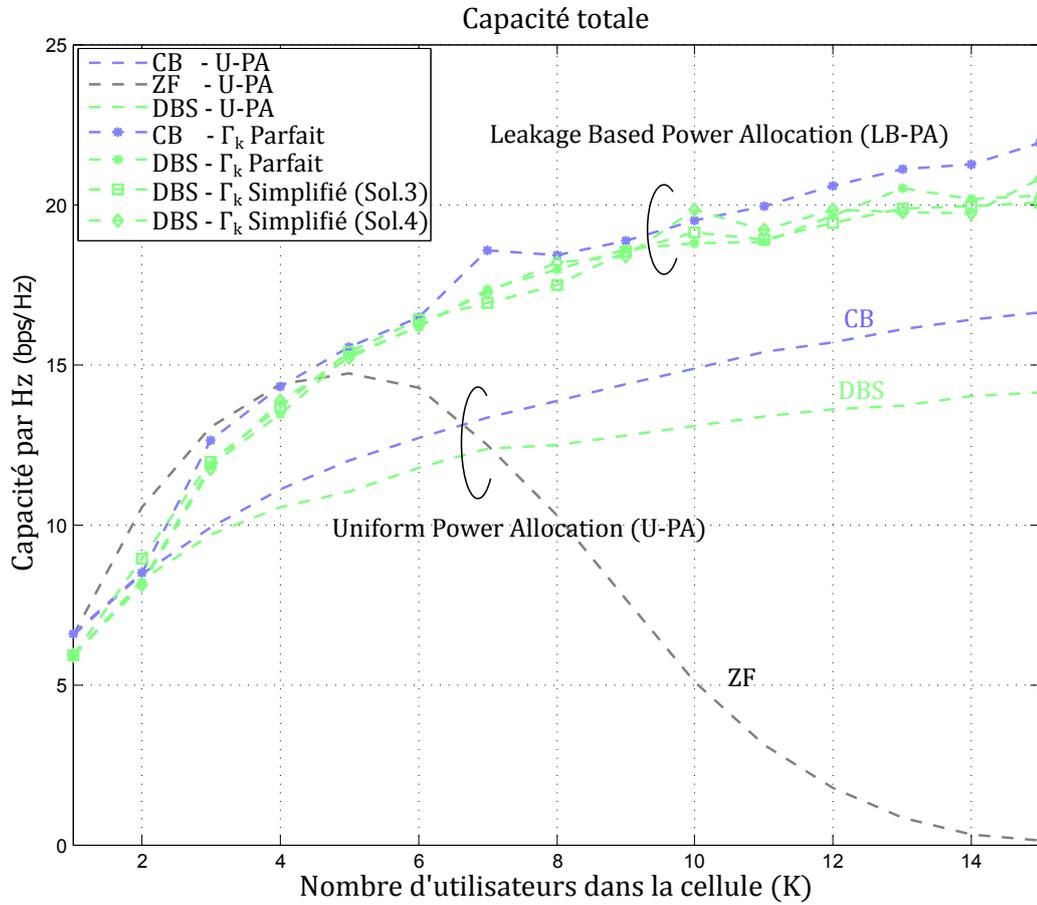


FIGURE 4.3 – Capacité totale du système implémentant le CB, le ZF et le DBS avec une allocation de puissance uniforme et le CB et le DBS avec une allocation de puissance basée sur le *Leakage* dans un environnement *3-Rays*.

Tout d'abord, notons que l'on observe bien, pour une allocation uniforme, le gain naturel du CB par rapport au DBS (cf. section 3.3.2) dans un scénario *3-Rays* lié à sa nature à exploiter la diversité du canal. Avec une allocation LB-PA, en revanche, on remarque que l'écart entre les performances de ces deux précodeurs est réduit, ce qui montre déjà une propriété intéressante : *l'usage d'une allocation de type LB-PA réduit l'intérêt d'implémenter un précodeur construit à partir de la connaissance parfaite et complète du canal.*

**Remarque :** Les solutions simplifiées de l'allocation de puissance ne sont appliquées qu'au DBS (ou autre précodeur basé sur les angles) car l'implémentation du CB implique de connaître le canal de transmission et donc le *Leakage*, puis la puissance allouée, peut parfaitement être calculée (cf. (4.2))

ou (4.3))

Si l'on compare maintenant les solutions simplifiées de l'allocation (marqueurs losange et carré) avec l'allocation  $\Gamma_k$  *Parfait* (marqueur étoile), il apparaît clairement que l'utilisation d'une connaissance partielle du canal, pour une allocation de type LB-PA, n'abaisse pas, ou très peu, les performances du système. On peut donc affirmer que la simple connaissance des DoA des utilisateurs permet d'atteindre de très hautes capacités tout en conservant une très faible complexité d'implémentation.

Lorsque l'on compare les performances des deux précodeurs avec LB-PA au ZF, qui est considéré très efficace en environnement à forte diversité, on peut voir que le point de croisement (point introduit dans 3.2.3.2 à partir duquel le ZF devient moins performant que les deux autres précodeurs) est à un nombre d'utilisateurs sensiblement plus élevé avec une allocation uniforme (U-PA) qu'avec une LB-PA ( $\sim 7$  utilisateurs avec U-PA contre  $\sim 4$  avec LB-PA). En effet, le but d'une allocation LB-PA est de limiter l'IUI (interférence inter-utilisateurs) et cela ne revient pas à l'annuler, comme le fait le ZF. De plus, on a montré dans 3.2.1 l'avantage non négligeable des précodeurs de type CB par rapport au ZF dans un environnement LOS, ce dernier étant beaucoup plus limité par la structure du réseau d'antennes. On voit ici que la mise en place d'une telle allocation rend très intéressant les précodeurs à base de connaissances géométriques du canal en mmWave, même avec un nombre réduit d'utilisateurs.

### 4.3 Sélection d'utilisateurs en imposant un seuil de nuisance

Nous avons montré dans ce chapitre que l'allocation de puissance basée sur le *Leakage* améliore de manière conséquente les performances du système.

Nous allons à présent décrire une autre implémentation exploitant cette information sous une forme très simplifiée, celle-ci visant à quantifier l'énergie émise dans une certaine direction suite à l'application d'un précodeur. Le processus sélectionné est le suivant :

1. Les DoA des différents utilisateurs sont estimés ;
2. Un seuil de nuisance autorisée est défini sous la forme d'un coefficient  $\alpha_{th}$ . Celui-ci représente le pourcentage de la nuisance maximale que l'on puisse atteindre avec un certain nombre d'antennes sur un utilisateur<sup>3</sup>. Soit  $\mathcal{G}_{F_{k,i}}$  le gain du facteur de réseau (cf. 2.2.1.1) résultant de

---

3. Dans le cas où deux utilisateurs sont superposés, la nuisance que l'un génère sur

l'implémentation du précodeur  $\mathbf{w}_k$ , dans la direction des trajets reliant la Mass-BS à l'utilisateur  $i$  :

$$\mathcal{G}_{F_{k,i}} = \left| \sum_{j=1}^{\mathcal{L}_j} \mathbf{a}_{i,j}^T \mathbf{w}_k \right| \quad (4.22)$$

La nuisance maximale correspond au gain de beamforming maximal (utilisateurs alignés ou superposés, selon la nature du précodeur choisi) :  $\max(\mathcal{G}_{F_{k,i}}) = M$ .

3. On choisit alors de ne conserver, pour un accès SDMA, que les utilisateurs répondant à la contrainte suivante :

$$\mathcal{G}_{F_{k,i}} < \alpha_{th} \times M \quad , \quad \forall i \neq k \in [1, K] \quad (4.23)$$

$$(4.24)$$

La Figure 4.4 illustre la manière dont la sélection d'utilisateurs, en fonction d'un seuil de nuisance autorisée, réduit le nombre d'utilisateurs à adresser simultanément, dans le cas d'un scénario *1-Ray* et avec un précodeur DBS ( $\mathbf{w}_k = \mathbf{a}_k^*$ ) et  $M = 16$  antennes à la Mass-BS. Cela revient à écrire l'équation (4.22) comme :

$$\mathcal{G}_{F_{k,i}} = |\mathbf{a}_i^T \mathbf{a}_k^*| \quad (4.25)$$

On remarque qu'en fonction du seuil choisi, qui peut s'apparenter à imposer une certaine qualité de service, le nombre d'utilisateurs que l'on peut adresser simultanément varie grandement. En effet, en autorisant par exemple les UE à ne nuire au plus qu'à 20% de la nuisance maximale, on ne permet qu'à trois utilisateurs en moyenne de bénéficier d'un accès SDMA et donc seul un complément d'accès en TDMA, FDMA ou CDMA permet de servir les 15 utilisateurs de la cellule.

La Figure 4.5 montre que la capacité totale, en scénario *1-Ray* et *3-Rays*, ne change pas, en moyenne, en fonction du seuil de nuisance autorisée. Seuls les débits vont changer pour chaque utilisateur et donc cela prouve l'impact direct d'une telle métrique sur la qualité de service. Notons que la capacité totale reste la même, pour les différentes valeurs de  $\alpha_{th}$  choisies, uniquement car le système sélectionne les utilisateurs les moins interférents parmi tous ceux présents dans la cellule. Cela explique la croissance de la capacité car, plus il y a d'utilisateurs parmi lesquels choisir, plus la sélection d'UE est efficace.

---

l'autre est maximale car elle correspond à son gain de beamforming.

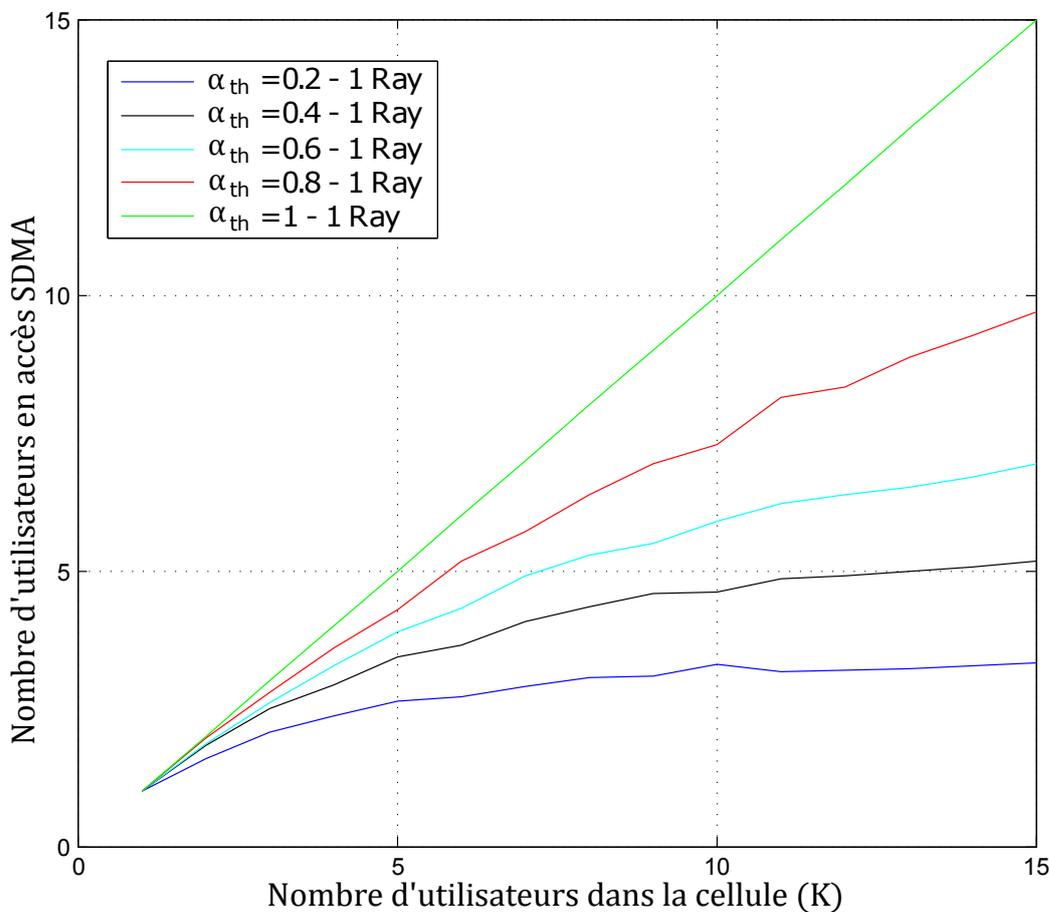


FIGURE 4.4 – Nombre d'utilisateur en accès SDMA, avec un précodage de type DBS, en fonction du nombre total d'UE dans la cellule. La Mass-BS possède  $M = 16$  antennes et le critère de sélection d'un UE  $k$  est  $\mathcal{G}_{F_k,i} < \alpha_{th} \times M, \forall i \in [1, K]$

**Remarque :** Il s'agit évidemment d'une approche sous-optimale mais elle vise à mettre en avant l'impact d'une mise en œuvre d'une transmission multi-utilisateur prenant en compte la qualité de service d'une transmission. Une approche plus généraliste peut être faite en prenant en compte les trajets multiples et leurs atténuations respectives :

$$\mathcal{G}_{F_k,i} = \left| \sum_{j=1}^{\mathcal{L}_j} \beta_{i,j} \mathbf{a}_{i,j}^T \mathbf{w}_k \right| \quad (4.26)$$

Notons, en revanche, que dans ce cas  $\mathcal{G}_{F_k,i}$  ne représente plus uniquement le

#### 4.4. Conclusion

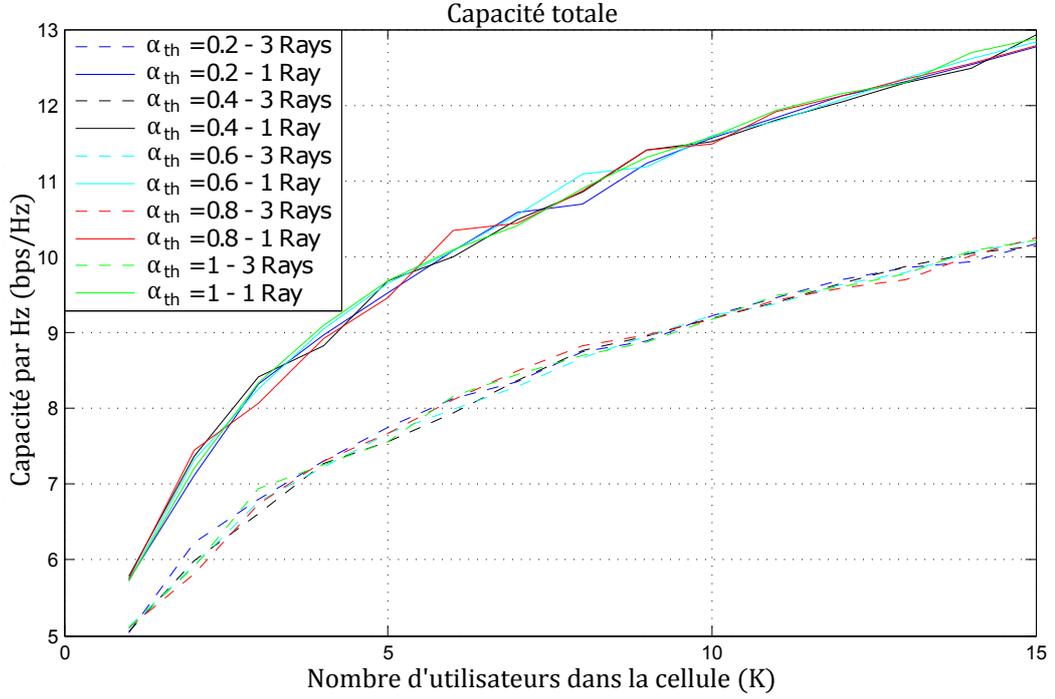


FIGURE 4.5 – Capacité totale de la cellule avec un précodage de type DBS. Le nombre d'utilisateurs étant adressé via un accès SDMA est illustré sur la Figure 4.4. La Mass-BS possède  $M = 16$  antennes et le critère de sélection d'un UE  $k$  est  $\mathcal{G}_{F_{k,i}} < \alpha_{th} \times M, \forall i \in [1, K]$

rôle du diagramme de rayonnement sur l'interférence mais prend en compte la nature géométrique du canal  $(\beta_{i,j})$ .

## 4.4 Conclusion

On montre dans ce chapitre comment l'acquisition d'une information sur la structure géométrique du canal de propagation rend possible une évaluation de l'interférence inter-utilisateur que va générer un utilisateur, vu de la station de base, qu'on appelle *Leakage*. On a tout d'abord introduit ce paramètre sous sa forme générale pour en déduire l'allocation de puissance correspondante puis on l'a décliné sous plusieurs formes simplifiées afin de vérifier leur potentiel. Les simulations effectuées montrent que la dégradation des performances reste minimale sur des situations pratiques et que la réduction de complexité sous-jacente est largement digne d'intérêt. L'observation de leur performances nous permet de dresser les conclusions suivantes :

- La connaissance du Leakage permet d'accroître la capacité totale de la cellule de manière conséquente ;
- Cette solution est adaptée à n'importe quel système MU-MIMO possédant une connaissance partielle (géométrique par exemple) ou complète (réponse en fréquence) du canal ;
- Cette solution est immédiate et non itérative, contrairement à celles découlant de la résolution de la maximisation de la capacité sous contrainte de minimisation de l'interférence ;
- Dans un environnement LOS réaliste en mmWave, la seule connaissance des DoA des utilisateurs permet une très nette amélioration des performances.

On décrit également la manière d'effectuer une allocation de ressources en fonction de ces informations géométriques. Celle-ci vise à n'autoriser pour un accès SDMA que les utilisateurs dont la nuisance (forme simplifiée du *Leakage*) n'excède pas un certain seuil.

# Chapitre 5

## Massive MIMO versus Hybride Numérique et Analogique

---

<b>5.1</b>	<b>Beamforming Hybride Numérique et Analogique</b>	<b>133</b>
5.1.1	Modèle du système . . . . .	133
5.1.2	Performances d'un système hybride . . . . .	137
<b>5.2</b>	<b>Massive MIMO avec terminaux directifs</b>	<b>139</b>
5.2.1	Description . . . . .	139
5.2.2	Calcul de la DoA vue du terminal et dépointage . .	140
5.2.3	Généralisation à tous réseaux d'antennes 3D . . . .	142
<b>5.3</b>	<b>Comparaison entre systèmes Hybride et Massive MIMO avec terminaux directifs</b>	<b>144</b>
<b>5.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>145</b>

---

Afin de pouvoir répondre à la future demande en terme de débit très élevé, les transmissions mmWave sont extrêmement intéressantes car de très larges bandes sont encore non utilisées. De nombreuses questions se posent donc sur la manière de les exploiter et les systèmes Massive MIMO font partie des solutions jugées intéressantes. L'avantage majeur d'une telle technologie est la possibilité de focaliser l'énergie et donc de combattre les très fortes pertes en espace libre que les transmissions à de telles fréquences vont subir.

Outre cette capacité de focalisation, l'implémentation d'un tel système en mmWave est un sujet d'étude très prisé pour les principales raisons suivantes : la taille des antennes est de plus en plus réduite et donc le réseau

d'antennes a un faible encombrement, les bandes sont larges et le spectre fréquentiel y est pour l'instant très peu utilisé. Malheureusement, à de telles fréquences, de nombreux problèmes de conception apparaissent et intégrer un grand nombre de chaînes RF en parallèle devient très complexe. Des designs tels que celui décrit dans [1] commencent à voir le jour pour rendre possible l'intégration de nombreuses chaînes RF parallèles mais l'actualité est à l'étude des systèmes dits *hybrides numériques et analogiques*, identifiés comme des solutions naturelles pour contourner cette complexité.

Ces systèmes vont donc permettre de réduire le nombre de chaînes RF, diminuant ainsi la complexité de conception, tout en conservant le même nombre élevé d'antennes [78, 79] nécessaire à l'obtention d'un gain de beamforming élevé. L'analyse système qui va être présentée dans ce chapitre est née d'une approche similaire visant à réduire le nombre de chaînes RF tout en conservant un maximum de flexibilité pour l'usage d'une transmission multi-utilisateurs. Cette approche est basée, à la fois sur la compréhension que plus la fréquence porteuse est élevée, plus la géométrie de l'environnement de propagation transparaît dans la réponse du canal [42] (par exemple la structure angulaire du canal de propagation entre l'émetteur et le récepteur), et à la fois sur le fait que l'implémentation de techniques de formation de faisceau va contribuer à réduire la diversité de ce canal de transmission.

Comme introduit dans la section 3.3 puis montré plus concrètement dans le chapitre 4, cette thèse vise à mettre en valeur l'intérêt de solutions de pré-codage et d'allocation de puissance basées sur les DoA des utilisateurs au lieu de la connaissance de la réponse en fréquence de leurs canaux. Jusqu'à présent nous avons considéré un terminal utilisateur n'ayant qu'une seule antenne car le processus de multiplexage spatial est mis en œuvre pour transmettre plusieurs flux simultanément à plusieurs équipements utilisateurs (UE), chacun n'en recevant qu'un. En réalité cela revient à dire que chaque terminal ne possède qu'une seule chaîne RF et donc la présence d'un réseau analogique d'antennes sur celui-ci procurerait de nombreux bénéfices, comme un plus fort gain du trajet direct et une atténuation des trajets secondaires. Cela requiert en revanche de l'UE qu'il soit capable de dépointer le faisceau de son réseau d'antennes en temps réel et cela pose problème en raison de ses mouvements très aléatoires, dans toutes les directions de l'espace.

Les mouvements des terminaux peuvent en pratique être détectés et suivis au sein de chacun d'eux si ils possèdent une unité inertielle, appelée en anglais Inertial Measurement Unit (IMU), composée d'accéléromètres et de gyromètres. La majorité des terminaux mobiles modernes possède actuellement une telle IMU qui donne une mesure de leur accélération, jusqu'à 3 dimensions avec un accéléromètre à 3 axes, de sa vitesse angulaires, jusqu'à 3 dimensions également avec un gyromètre (couramment appelé gyroscope) à

3 axes. Les mesures de ces deux éléments sont complémentaires et permettent de déterminer rapidement la position et l'orientation précise du terminal. La précision de telles mesures est efficacement mise en avant dans [80] où est décrit une manière d'estimer la DoA en n'utilisant qu'une seule antenne.

La section 5.1 va donc tout d'abord introduire ces systèmes hybrides en soulignant les limitations de telles solutions lorsque appliquées à des transmissions multi-utilisateurs. Dans un second temps, la section 5.2 décrira un processus, reposant sur la connaissance des informations en provenance de l'IMU, dont le rôle est de permettre à l'UE de former et de dépointer son faisceau dans la direction de la Mass-BS en temps réel. Cette invention, qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet, s'inscrit dans le désir de conserver une Mass-BS entièrement numérique au détriment d'un nombre d'antennes plus faible, et d'implémenter un réseau d'antennes analogique flexible sur chaque terminal pour conserver un fort gain de beamforming (en prenant en compte un faisceau à l'émission et à la réception). Enfin, la section 5.3 comparera les performances d'un système hybride avec celles d'un système entièrement numérique, celui-ci servant en revanche des terminaux aux rayonnements à la directivité contrôlable selon le procédé présenté dans la section 5.2. Les deux solutions sont implémentées avec le même nombre de chaînes RF et d'éléments analogiques afin de pouvoir effectuer une comparaison pertinente. On montrera alors que les systèmes Massive MIMO multi-utilisateurs gagnent fortement à déporter tout étage analogique au niveau des terminaux plutôt que de les intégrer à la Mass-BS. Les conclusions seront présentées dans la section 5.4.

## 5.1 Beamforming Hybride Numérique et Analogique

Dans cette partie nous allons décrire les systèmes Hybrides de manière générale puis la structure choisie afin de pouvoir mettre en œuvre des techniques MU-MIMO. Les performances de ce système vont ensuite être illustrées à l'aide de résultats de simulation.

### 5.1.1 Modèle du système

Plusieurs structures de systèmes hybrides sont présentées dans [79] et chacune possède des avantages et inconvénients mais peu sont capables de permettre une transmission multi-utilisateurs. L'une d'elles est illustrée sur la Figure 5.1 où l'on voit le processus de précodage séparé en deux parties :

1. Une partie numérique ( $\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{N_D \times K}$  où  $N_D$  est le nombre de chaînes RF) qui se charge d'effectuer le multiplexage spatial (SDMA) ;
2. Une partie analogique ( $\mathbf{W}_A \in \mathbb{C}^{M \times N_D}$ ) dont le rôle est de former un faisceau dont le lobe principal englobe tous les utilisateurs à adresser simultanément. Chaque étage analogique, placé en aval d'une chaîne RF, est constitué de  $N_A$  antennes, chacune étant reliée à un déphaseur analogique contrôlé par le système. Ces déphaseurs permettent de contrôler la direction du faisceau formé par les  $N_A$  antennes. Cet étage permet donc d'obtenir un gain de beamforming plus important sans accroître le nombre de chaînes RF. A contrario, plus on souhaite augmenter le gain de beamforming de cette manière, plus le faisceau formé est fin et donc moins le lobe principal englobe d'utilisateurs.

Le compromis entre  $N_D$  et  $N_A$  va dépendre étroitement de l'environnement auquel la solution est destinée. En effet, plus la densité de population dans la cellule est importante, plus il est intéressant de focaliser précisément l'énergie vers des groupes d'utilisateurs respectant  $K < N_D$ . En revanche, si le nombre d'UE dans la cellule est toujours en moyenne inférieur à  $N_D$ , alors la présence d'un étage analogique est moins pertinent. Le nombre d'an-

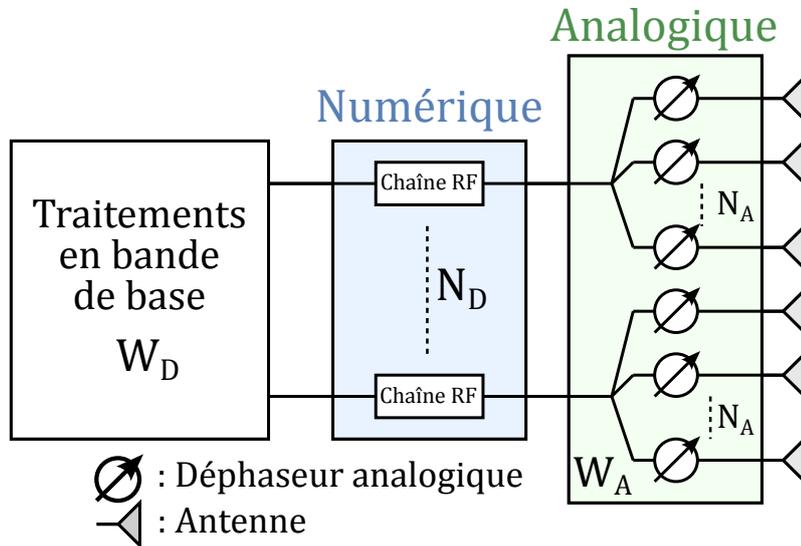


FIGURE 5.1 – Système Hybride Numérique et Analogique.  $N_D$  est le nombre de chaînes RF et  $N_A$  est le nombre d'antennes de chaque réseau d'antennes post chaîne RF, chaque antenne étant contrôlée en phase via un déphaseur analogique.

tennes du système est donc  $M = N_D \times N_A$  et le vecteur des signaux précodés  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  s'écrit alors :

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_A \mathbf{W}_D \mathbf{s} \quad (5.1)$$

avec  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  le vecteur des  $K$  symboles.

Par exemple, si l'on considère un réseau d'antennes linéaire (Uniform Linear Array (ULA)), la matrice  $\mathbf{W}_A$  prend la forme d'une matrice diagonale par blocs, i.e.  $\mathbf{W}_A = \text{diag}[\mathbf{a}_1(\phi_1), \dots, \mathbf{a}_{N_D}(\phi_{N_D})]$ , avec le *steering vector*  $\mathbf{a}_i$  défini comme :

$$\mathbf{a}_i(\phi_i) = [1, e^{jk d_A \sin(\phi_i)}, \dots, e^{j(N_A-1)k d_A \sin(\phi_i)}]^T \quad (5.2)$$

avec  $d_A$  l'espacement entre antennes,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  avec  $\lambda$  la longueur d'onde et  $\phi_i$  l'angle régissant la direction vers laquelle le faisceau du réseau d'antennes analogique  $i$  est dépointé.

En effet une manière efficace pour partager la ressource temps/fréquence entre les UE est d'avoir tous les réseaux analogiques dépointant leur faisceaux dans la même direction  $\phi_i = \bar{\phi}, \forall i$ . Dans ce faisceau, les utilisateurs peuvent être adressés simultanément si  $N_D > K$ . En d'autres termes, les UEs peuvent communiquer avec la Mass-BS simultanément seulement si celle-ci possède plus de chaînes RF qu'ils ne sont nombreux et s'ils sont visés par le faisceau formé par l'étage analogique du système hybride. En résumé, moins l'étage analogique comprend d'antennes, moins le gain de beamforming est fort mais plus il y a d'utilisateurs à adresser en SDMA pour un même nombre total  $M$  d'antennes.

Afin d'observer les performances d'un tel système hybride, nous avons mis en place un processus permettant de déterminer la direction  $\bar{\phi}$  vers laquelle dépointer le faisceau analogique de manière à viser le plus d'utilisateurs possible :

1. On détermine dans un premier temps la largeur minimale du faisceau analogique dépendant de  $d_A$  et  $N_A$ . On rappelle que le faisceau le plus étroit correspond à la DoA transversale (cf. Figure 2.13 de la section 2.3.1) et nous avons introduit dans 3.1.5.3 l'ouverture à  $-3\text{dB}$  d'un faisceau (cf. (3.14)). Dans ce cas, en considérant un réseau d'antennes plan à structure carrée ( $\sqrt{N_A}$  lignes et colonnes), cette ouverture du faisceau, en élévation comme en azimut, est :

$$\Delta\theta_{-3\text{dB}} \approx \frac{\lambda}{\sqrt{N_A} d_A} 0.886 \quad (5.3)$$

où  $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$  est l'écart angulaire du faisceau à l'intérieur duquel l'amplitude du lobe est supérieure à la moitié l'amplitude maximale (cf. Figure 5.2), soit entre  $\frac{\sqrt{N_A}}{2}$  et  $\sqrt{N_A}$  ;

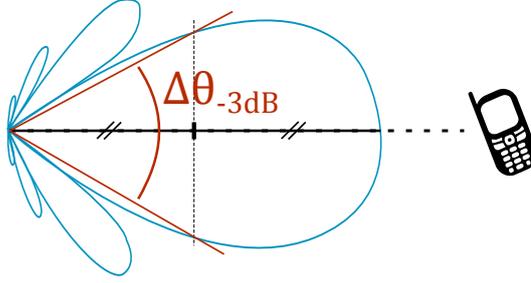


FIGURE 5.2 – Ouverture à  $-3\text{dB}$  d'un faisceau.

2. L'utilisateur autour duquel sont regroupés le plus d'autres terminaux, dans la limite de la zone couverte par l'ouverture du faisceau définie dans l'équation (3.14), est identifié et un ensemble  $\mathcal{K}$  regroupant tous ces UE est alors créé ;
3. La direction vers laquelle dépointer le faisceau analogique est alors déterminée à partir de la moyenne des DoA de tous les utilisateurs du groupe  $\mathcal{K}$ . En notant  $\phi_k$  la DoA de l'utilisateur  $k$ , l'expression de la direction du faisceau analogique est alors :

$$\bar{\phi} = \frac{1}{\text{Card}\{\mathcal{K}\}} \sum_{k \in \mathcal{K}} \phi_k \quad (5.4)$$

L'environnement utilisé pour les simulations de ce chapitre est celui du scénario *3-Rays*, défini dans 3.1.2 et illustré pour rappel sur la Figure 5.3.

On va s'intéresser aux deux précodeurs CB et DBS, leur rôle étant de maximiser l'énergie émise vers chaque UE, afin d'observer l'impact de l'utilisation de la DoA plutôt que de la connaissance du canal sur des systèmes hybrides. Ici le précodage,  $\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{N_D \times K}$ , se base sur le canal de transmission normalisé équivalent  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times N_D}$ . Il s'agit du canal vu de l'ensemble des chaînes RF et donc les gains et atténuations provoqués par l'étage analogique du système hybride en font intégralement partie. On a donc :

$$\mathbf{W}_D^{(CB)} = \mathbf{H}^H \quad (5.5)$$

et

$$\mathbf{W}_D^{(DBS)} = \mathbf{A}^H \quad (5.6)$$

avec  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times N_D}$ .

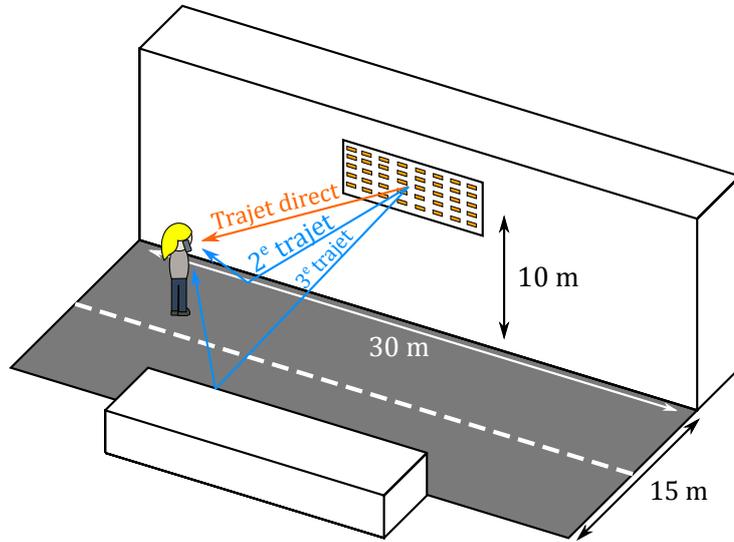


FIGURE 5.3 – Configuration de la cellule.

### 5.1.2 Performances d'un système hybride

La Figure 5.4 montre comment l'intégration d'un étage analogique derrière chaque chaîne RF agit sur les performances d'un système à grand nombre d'antennes. Les courbes en pointillés correspondent à un système Massive MIMO entièrement numérique et les courbes pleines proviennent de l'implémentation d'un étage analogique. Les réseaux d'antennes analogiques utilisés sont de structure carrée ( $N_A = 4$  sans marqueurs et  $N_A = 16$  avec des marqueurs étoiles). Les courbes bleues proviennent de l'application du précodeur CB et les vertes proviennent de l'application du DBS.

Un premier résultat visible est que le CB reste plus performant, quel que soit le système hybride utilisé, surtout lorsque le nombre d'utilisateurs dans la cellule est élevé. Cela provient de la nature de l'information servant à générer le précodeur. En effet, le CB permet de compenser le canal de transmission, et cela se traduit par la formation d'un faisceau exploitant tous les trajets du canal. Le DBS, quant à lui, ne s'appuie que sur le trajet direct pour transmettre les données utiles et donc, dès lors que les UE se rapprochent, la corrélation de leurs canaux augmente et l'interférence est plus forte. Dans le cas du CB, la prise en compte des réflexions dans le précodage permet d'obtenir des canaux plus décorrélés et donc les UE sont plus facilement discriminés, et les performances observées meilleures.

En ce qui concerne l'implémentation d'un étage analogique, il est clair que les performances du système sont meilleures, quel que soit le précodeur

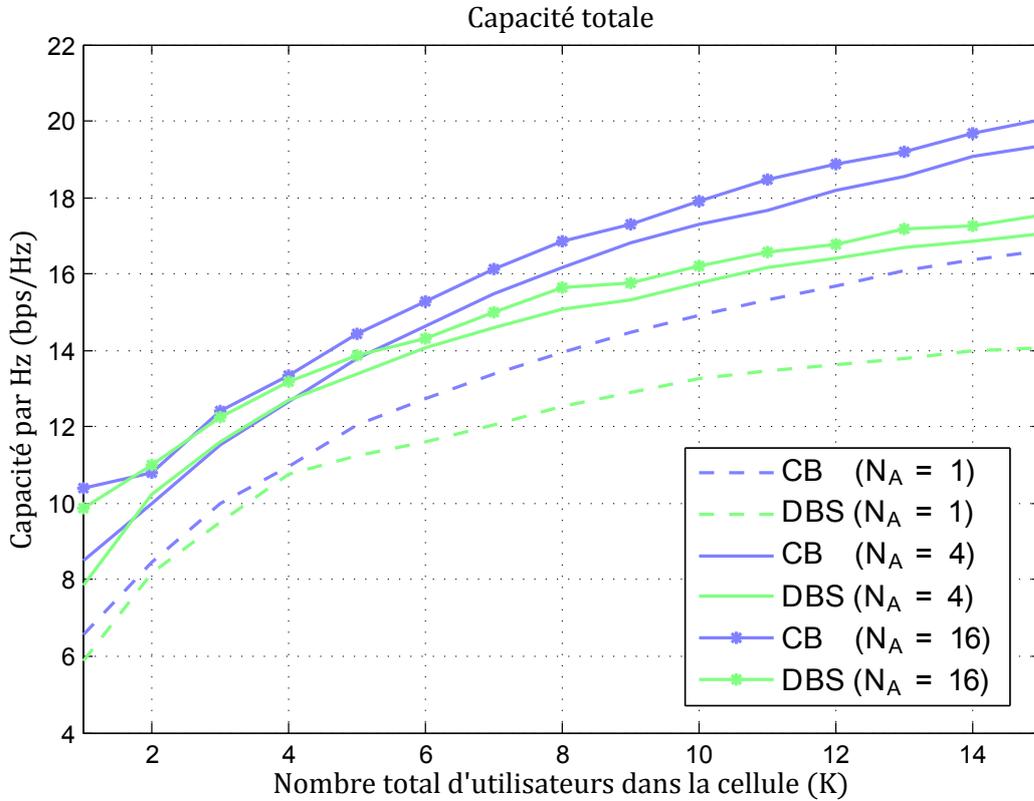


FIGURE 5.4 – Comparaison des performances entre un système hybride à  $N_A = 1$ ,  $N_A = 4$  et  $N_A = 16$  antennes par étage analogique rattaché à chaque chaîne RF. Les UE sont des terminaux à antenne unique et la Mass-BS possède  $N_D = 16$  chaînes RF. Les résultats proviennent d'une moyenne sur 600 positions aléatoires des UE dans la cellule.

sélectionné. En revanche, passer de  $N_A = 4$  à  $N_A = 16$  n'accroît que très peu les performances (beaucoup moins que passer de  $N_A = 1$  à  $N_A = 4$ ). En effet, plus le nombre d'antennes de l'étage analogique est élevé, plus le faisceau est étroit (cf. équation (3.14)) et donc moins  $\mathcal{K}$  regroupe d'utilisateurs. En d'autres termes, chaque utilisateur du groupe bénéficie d'un gain très élevé lié à l'étage analogique mais la capacité totale de la cellule n'est que très légèrement meilleure car beaucoup moins d'utilisateurs ont un lien de qualité. Un compromis est donc à trouver entre le nombre d'antennes de la Mass-BS, dont découle le gain de beamforming, et la sensibilité à la dispersion angulaire des utilisateurs.

En résumé, de telles solutions hybrides peuvent accroître les performances d'un système MU-MIMO jusqu'à une certaine limite qui dépend de la den-

sité de population de la cellule. Plus les UE sont nombreux, plus il est intéressant de focaliser une petite zone précisément en leur offrant un gain de beamforming analogique élevé.  $N_A$  doit donc être choisi pour générer un faisceau permettant de couvrir le plus d'UE tout en respectant la contrainte  $\text{Card}\{\mathcal{K}\} < N_D$ . Notons que ce genre de système est initialement décrit, et prouvé pertinent, pour une transmission point-à-point visant à transmettre plusieurs flux en parallèle [78, 81] à un seul terminal par ressource temps/fréquence.

## 5.2 Massive MIMO avec terminaux directifs

Un système Massive MIMO tel que décrit dans cette thèse considère les UEs comme des terminaux à antenne unique. En effet, chaque UE reçoit l'information directement sans avoir besoin de connaître le canal de transmission, contrairement à de nombreuses techniques MIMO en point-à-point.

En MU-MIMO, l'appellation *single antenna terminal* traduit en réalité la présence d'une unique chaîne RF. En effet, si l'on considère un réseau d'antennes analogique derrière cette chaîne RF, le terminal est toujours considéré comme ayant une antenne unique, à la différence près que cette antenne possède un rayonnement directif particulier, et potentiellement contrôlable. En effet, grâce à la présence de déphaseurs analogiques on peut alors obtenir un terminal *single antenna* dont on contrôle la direction du maximum de rayonnement de l'antenne.

L'idée principale est de déporter le réseau d'antennes analogiques de la station de base hybride. La section qui suit va donc décrire comment un terminal peut ajuster la direction de son faisceau en temps réel afin qu'il puisse viser la Mass-BS en permanence avec son lobe principal de rayonnement.

### 5.2.1 Description

Cette méthode est basée sur l'hypothèse que l'UE possède un réseau d'antennes dont la direction du faisceau puisse être contrôlée de manière analogique<sup>1</sup> ou numérique<sup>2</sup>. L'objet de celle-ci est d'adapter la direction du lobe principal de rayonnement de l'UE en fonction de son mouvement (inclinaison et déplacement).

La méthode qui va suivre requiert la connaissance des paramètres suivant :

- L'angle d'inclinaison de la Mass-BS par rapport à la verticale, voir l'angle  $\alpha$  sur la Figure 5.6 - a)

---

1. Une chaîne RF et  $N_{UE}$  antennes.

2.  $N_{UE}$  chaînes RF et  $N_{UE}$  antennes.

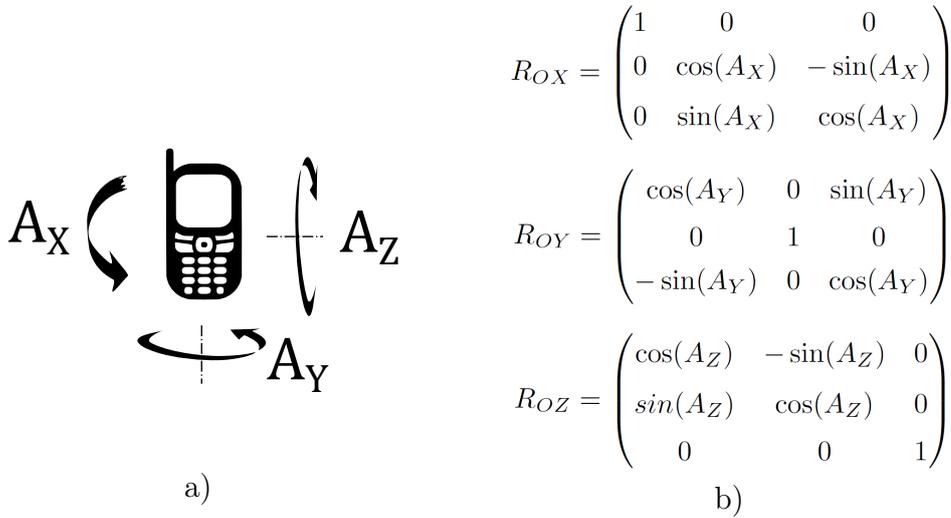


FIGURE 5.5 – Paramètres d’inclinaison d’un terminal.

- La DoA utilisée par la Mass-BS pour former le faisceau dirigé vers l’UE  $(\theta, \varphi)$
- Les angles décrivant l’inclinaison du terminal (voir  $A_X, A_Y, A_Z$  sur la Figure 5.5 - a ). Ces informations sont données par l’IMU (accéléromètres et gyromètres)

**Remarque :** en utilisant la méthode d’estimation de la DoA présentée dans la section 3.3.1 et introduite dans [79], l’UE peut extraire la DoA qu’il utilise la Mass-BS pour dépointer son faisceau vers lui, et ce uniquement en ayant connaissance de la table de correspondance entre sous-porteuses et DoA utilisée par le processus d’estimation.

### 5.2.2 Calcul de la DoA vue du terminal et dépointage

Les étapes à suivre pour permettre à l’UE de focaliser l’énergie vers la Mass-BS en temps réel sont les suivantes :

1. L’UE prend connaissance de la DoA  $(\theta, \varphi)$  vue de la Mass-BS (par exemple lors du processus d’estimation d’angle décrit dans 3.3.1)
2. Un repère de référence est choisi, correspondant à l’utilisateur faisant face au mur sur lequel est positionnée la Mass-BS (voir Figure 5.6 – b)). La DoA initiale, permettant à l’UE de diriger son faisceau vers la Mass-BS, est alors calculée, cf. Figure 5.6 – a) et b)  $(\theta_0 = \theta, \phi_0 = \varphi + \alpha)$

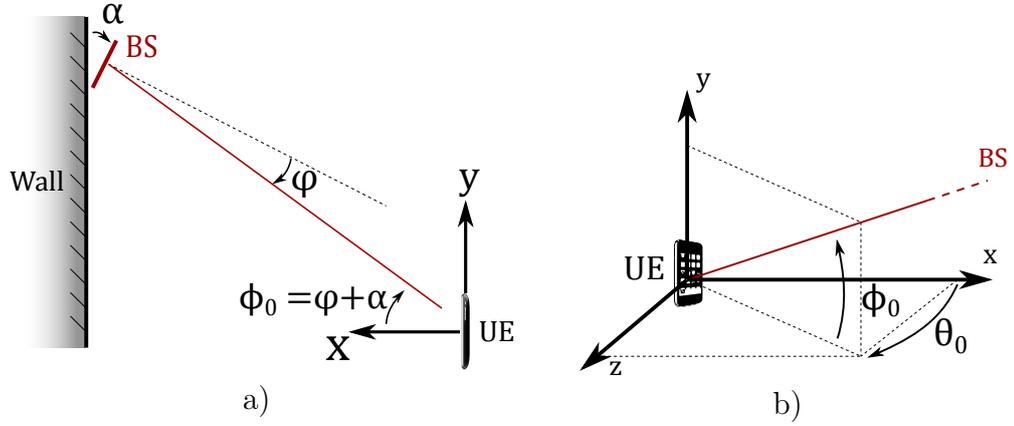


FIGURE 5.6 – Représentation géométrique du système incluant l'angle d'inclinaison de la Mass-BS  $\alpha$ , avec  $(\theta, \varphi)$  la DoA utilisée pour dépointer son faisceau vers l'UE, et le couple d'angles  $(\theta_0, \phi_0)$  correspondant à la DoA vue de l'UE lorsqu'il fait face au mur sur lequel est fixé la Mass-BS.

3. L'information d'inclinaison du terminal est récupérée auprès de l'IMU (voir  $A_X, A_Y, A_Z$  sur la Figure 5.5 - a))
4. Les matrices de rotation  $R_{OX}, R_{OY}$  et  $R_{OZ}$ , cf. Figure 5.5 - b), permettent de déterminer les nouvelles coordonnées d'un point du repère initial dans le repère final, celui-ci étant le repère du terminal. Soient  $(x_0, y_0, z_0)$  les coordonnées d'un point positionné arbitrairement dans le repère initial, celles-ci deviennent  $(x_{UE}, y_{UE}, z_{UE})$  dans le repère associé au terminal. La connaissance de la DoA de l'UE passe alors par le processus suivant :
  - (a) L'objectif est de déterminer les coordonnées d'un point placé sur la droite reliant la Mass-BS à l'UE. On choisit arbitrairement  $x_0 = 1$  ce qui donne le reste des coordonnées suivantes :  $y_0 = \frac{\tan(\phi_0)}{\cos(\theta)}$  et  $z_0 = \tan(\theta)$
  - (b) On peut ensuite déterminer les coordonnées de ce point dans le repère de l'UE en appliquant aux coordonnées initiales les matrices de rotation :

$$\begin{pmatrix} x_{UE} \\ y_{UE} \\ z_{UE} \end{pmatrix} = R_{OX} R_{OY} R_{OZ} \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

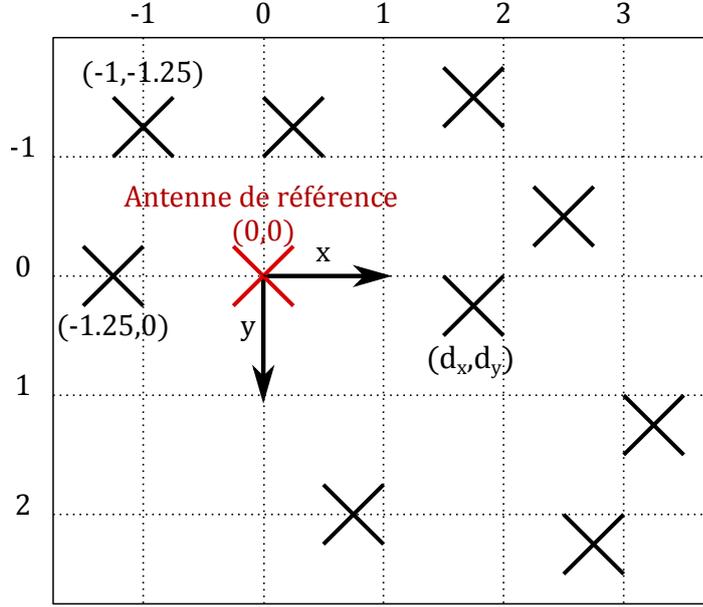


FIGURE 5.7 – Coordonnées des antennes d’un réseau d’antennes plan.

La DoA réelle vue par l’UE est donc :

$$\theta_{UE} = \arctan\left(\frac{z_{UE}}{x_{UE}}\right) \quad (5.8)$$

$$\phi_{UE} = \arctan\left(\frac{y_{UE}}{\sqrt{x_{UE}^2 + z_{UE}^2}}\right) \quad (5.9)$$

5. Le faisceau peut enfin être dépointé, de manière analogique ou numérique, en direction de la station de base. En considérant un réseau d’antennes plan, tel qu’illustré Figure 5.7, le déphasage à appliquer à chaque antenne  $m$  de coordonnées  $(d_x, d_y)$ , relativement à une antenne de référence de coordonnées  $(0,0)$  choisie arbitrairement, est :

$$\Delta\phi^m = \frac{2\pi}{\lambda}(d_x \cos(\phi_{UE}) \sin(\theta_{UE}) + d_y \sin(\phi_{UE})) \quad (5.10)$$

### 5.2.3 Généralisation à tous réseaux d’antennes 3D

Dans le cas d’un réseau d’antennes 3D, ou multi-couches, illustré en coupe sur la Figure 5.8 et en perspective sur la Figure 5.9, il convient d’appliquer à

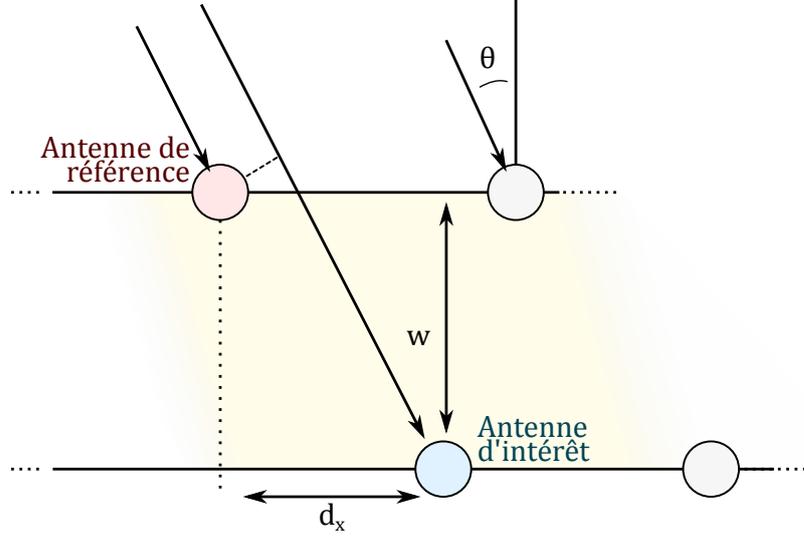


FIGURE 5.8 – Structure d'un réseau d'antennes multi-couches.

chaque antenne un déphasage adapté. La direction du faisceau est déterminée par rapport à un réseau plan et les Figures 5.8 et 5.7 illustrent respectivement les coordonnées des antennes en coupe verticale perpendiculaire au plan, et les coordonnées des antennes en projection sur ce plan par rapport à une antenne de référence, choisie arbitrairement et ayant les coordonnées  $(0,0)$  dans le plan.

Le déphasage  $\Delta\phi^m$  à appliquer à l'antenne  $m$  de coordonnées  $(d_x, d_y, w)$ , avec  $w$  l'épaisseur de la couche, afin de former le faisceau dirigé dans la direction  $(\theta, \varphi)$  s'écrit de la façon suivante :

le déphasage associé à l'épaisseur des couches doit être pris en compte. Ainsi, si l'on pose  $w$  l'écart entre deux couches, l'expression générale du déphasage à appliquer par antenne est :

$$\Delta\phi^m = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta\Phi_{\text{azimut}}^m + \Delta\Phi_{\text{elevation}}^m) \quad (5.11)$$

avec

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{\text{azimut}}^m &= (d_x - w \tan \theta \cos \varphi) \sin \theta \cos \varphi + \frac{w}{\cos \theta \cos \varphi} \\ \Delta\Phi_{\text{elevation}}^m &= (d_y - w \tan \varphi) \sin \varphi + \frac{w}{\cos \varphi} \end{aligned}$$

Notons que dans le cas particulier d'un réseau d'antennes plan,  $w = 0$  et l'on retrouve le déphasage par antenne de l'équation (5.10).

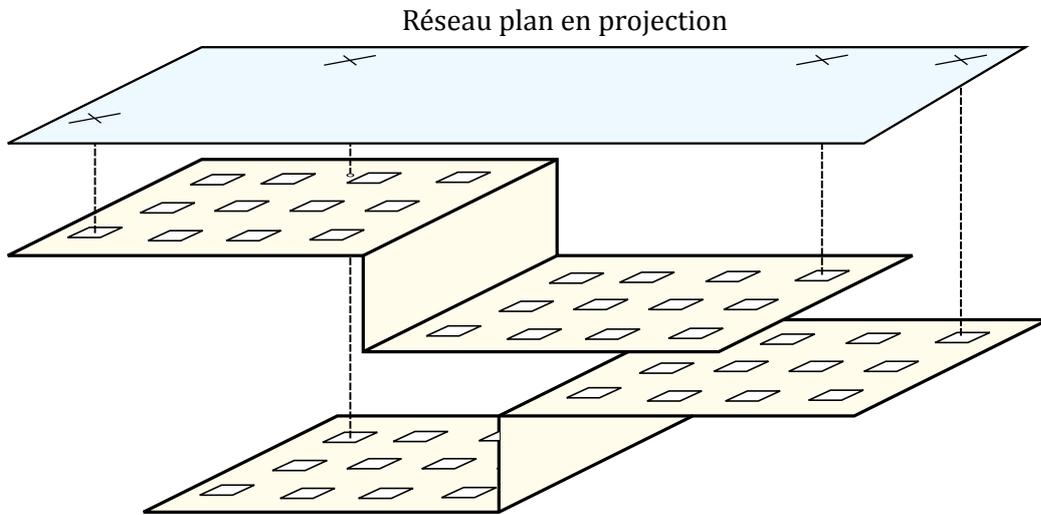


FIGURE 5.9 – Réseau d’antennes multi-couches en perspective.

### 5.3 Comparaison entre systèmes Hybride et Massive MIMO avec terminaux directifs

Avec un système hybride tel que décrit dans la section 5.1, nous avons vu qu’accroître le nombre d’antennes contrôlées de manière analogique a ses limites. Dans un scénario comme celui présenté dans cette thèse (cf. section 3.1.1), la seule solution efficace pour accroître la capacité de la cellule repose dans l’addition de nouvelles chaînes RF. Il est important de souligner que cela est à l’opposé de l’objectif premier d’un système Hybride, conçu pour diminuer ce nombre.

De plus, le fait qu’une solution hybride requiert des UE suffisamment proches pour pouvoir mettre en œuvre une technique d’accès SDMA réduit les bénéfices d’une transmission multi-utilisateurs. En effet, le principe fondamental d’un système MU-MIMO est le suivant : *Moins les canaux des utilisateurs sont corrélés, moins l’interférence inter-utilisateurs est forte et donc plus la capacité de la cellule est élevée.* Dans un environnement LOS, cela se traduit par le besoin de mettre le plus de distance possible entre les utilisateurs de la cellule afin d’obtenir le moins d’interférences possible. En réalité les positions idéales des utilisateurs peuvent être déterminées pour que chacun se trouve dans les nuls de rayonnement de tous les autres UE [82]. Cela n’est en revanche pas très réaliste pour un scénario de small cell similaire à celui présenté dans cette thèse car les UE ont un mouvement aléatoire. Cependant, certains scénarios ayant des terminaux placés à des endroits bien

particuliers, comme par exemple le *Wireless Backhaul* introduit au chapitre 1, pourraient bénéficier grandement de telles techniques.

Nous allons donc montrer comment les performances du système évoluent lorsqu'on passe d'un système hybride à  $N_A$  antennes par étage analogique, à un système entièrement numérique (Massive MIMO) où chaque UE possède  $N_A$  antennes contrôlées de manière analogique et met en œuvre le processus de dépointage en temps réel décrit dans la section 5.2. En d'autres termes il s'agit d'observer l'impact du déport de l'étage analogique de la Mass-BS vers les terminaux. Non seulement cette solution permet de conserver une Mass-BS flexible grâce au potentiel des calculs en bande de base, mais cela offre un potentiel d'évolution de qualité de service simple. En effet, la seule chose qu'un constructeur a besoin de faire pour accroître la qualité de transmission d'un terminal est d'augmenter son nombre d'antennes. Notons également que les traitements à la Mass-BS sont identiques, quel que soit le nombre d'antennes de chaque UE, et seule la complexité de fabrication de terminaux à grand nombre d'antennes va limiter l'évolution des gains dont ceux-ci vont pouvoir bénéficier.

La Figure 5.10 prouve comment le déport d'un étage analogique, dénombrant  $N_A = 16$  antennes par réseau d'antennes, d'une Mass-BS hybride vers chaque terminal, modifie conséquemment les performances de la cellule. Non seulement les courbes correspondant aux terminaux directifs (marqueurs carrés) sont nettement meilleures que les performances du système hybride (marqueurs étoiles), mais l'écart entre la capacité du CB et du DBS est légèrement réduite. Rappelons que dans un environnement *1-Ray* (purement LOS), les performances des deux précodeurs sont identiques car la matrice de canal normalisée  $\mathbf{H}$  est réduite à la *steering matrix* (cf. 3.2.1). Cela illustre donc que plus les terminaux ont d'antennes, moins la diversité du canal est forte et plus les solutions basées sur les Directions d'Arrivée sont efficaces et proches de l'optimal.

## 5.4 Conclusion

Les systèmes Massive MIMO aux longueurs d'onde millimétriques sont des solutions prometteuses, principalement car ils offrent de forts gains de beamforming permettant de contrecarrer les fortes pertes en espace libre.

Le fait que le temps de cohérence soit inversement proportionnel à la fréquence porteuse ne facilite pas l'implémentation de techniques basées sur la connaissance des réponses impulsionnelles ou fréquentielles du canal. En revanche, les techniques basées sur la géométrie du canal ne changent pas avec la fréquence, ce qui explique l'intérêt grandissant des solutions exploitant les

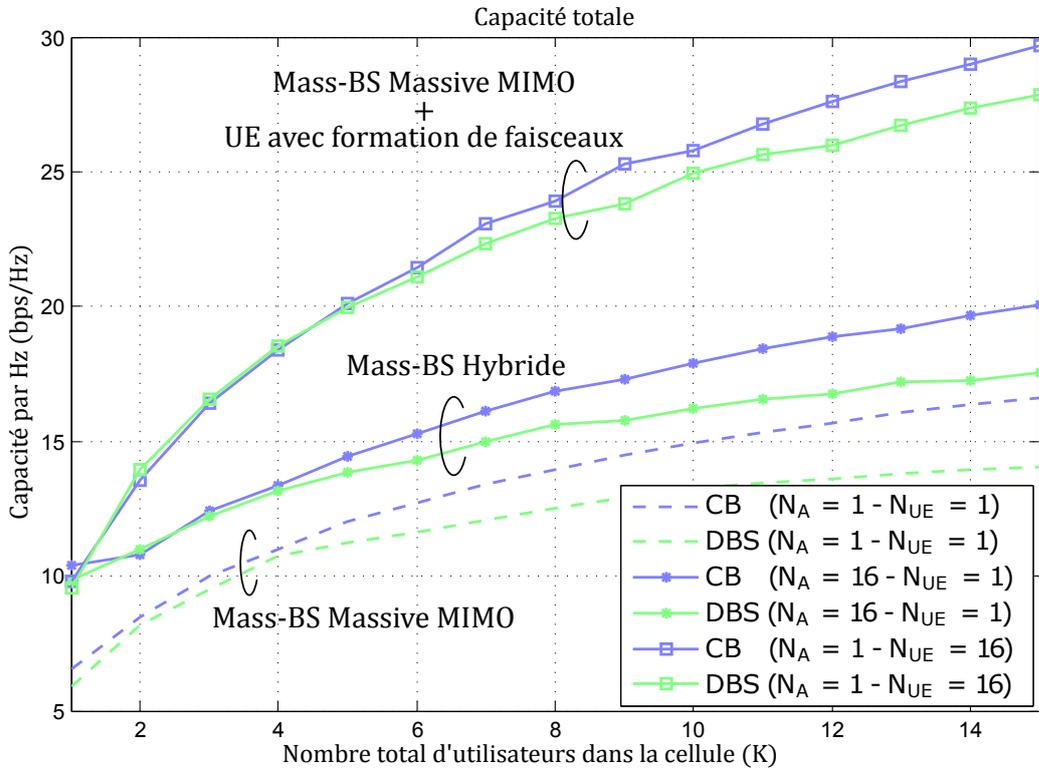


FIGURE 5.10 – Comparaison à même nombre de chaînes RF ( $N_D = 16$ ) entre un système Massive MIMO ( $N_A = 1 - N_{UE} = 1$ ), un système hybride ( $N_A = 16 - N_{UE} = 1$ ) et un système Massive MIMO avec des terminaux directifs ( $N_A = 1 - N_{UE} = 16$ ). Deux précodeurs sont observés : le Conjugate Beamforming (CB) construit à partir de la réponse en fréquence du canal ( $\mathbf{H}$ ) et le Digital Beamsteering (DBS) construit à partir des DoA ( $\mathbf{A}$ ).  $N_{UE}$  est le nombre d'antennes au niveau du terminal et le nombre de chaîne RF est fixé à 16 à la Mass-BS et 1 par terminal.

DoA pour les small cells, ou autres scénarios 5G. Ces directions sont essentielles à la mise en oeuvre de systèmes hybrides numériques et analogiques qui permettent à la station de base de focaliser l'énergie vers une zone particulière à l'intérieur de laquelle est rendu possible un multiplexage spatial des utilisateurs (SDMA). Ces systèmes sont en revanche peu évolutifs dans un contexte multi-utilisateurs car seule l'augmentation de chaînes RF peut significativement décupler le pouvoir de discrimination d'une station de base Massive MIMO, hybride ou non.

Dans ce chapitre on a montré comment mettre en oeuvre une solution

formation de faisceau au niveau du terminal en temps réel, capable de dépointier son rayonnement vers la station de base en temps réel. Cette solution s'appuie sur l'hypothèse de la présence d'une Unité de Mesure de Inertielle (IMU) qui permet de connaître les changements de position et d'inclinaison du terminal. Ensuite une comparaison a été faite entre un système hybride adressant des UE à antenne unique et un système Massive MIMO adressant des UE à autant d'antennes qu'en possède l'étage analogique de la solution hybride. Dans ce dernier cas, chaque UE à multiples antennes mets en œuvre le processus de dépointage en temps réel vers la Mass-BS.

Cette analyse a permis de mettre en avant le besoin qu'ont les transmissions MU-MIMO à hautes fréquences d'utiliser des stations de base entièrement numériques, même si l'on ne peut pas y intégrer autant d'antennes. L'utilisation de terminaux directifs, bénéficiant d'un gain de beamforming complétant celui de la Mass-BS, va alors rapidement compenser la restriction du nombre d'antennes de la Mass-BS, et leurs réseaux d'antennes peuvent être entièrement analogiques sans que cela ne dégrade les performances.



# Conclusion et Perspectives

## Conclusion

Ces travaux de thèses ont été consacrés à l'étude des systèmes Massive MIMO multi-utilisateurs dans un contexte de petites cellules et avec visibilité directe entre utilisateurs et station de base.

Dans un premier temps ces travaux ont permis de décrire, dans le chapitre 1, l'environnement dans lequel évolue ce système en décrivant, entre autres, les contraintes associées à leur implémentation aux longueurs d'onde millimétriques (mmWave). L'utilisation de ces fréquences va directement cibler plusieurs scénarios plus ou moins denses, les maîtres mots étant *faible mobilité*, *small cells*, *Line-of-Sight (LOS)* et *hauts débits*.

Les caractéristiques fondamentales des systèmes multi-antennaires ont ensuite été étudiées dans le chapitre 2 pour permettre aux différents précodeurs d'être introduits, de sorte à mettre en avant leur effet sur le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes. Ceux-ci étant adaptés à des transmissions multi-utilisateurs, nous avons également décrit les systèmes point-à-point afin de comparer les formules de capacité et justifier le choix d'un accès Spatial Division Multiple Access (SDMA).

Nous avons ensuite décrit dans le chapitre 3 le scénario choisi pour les simulations ayant mené aux résultats de ces travaux de thèse, en modélisant le canal de manière géométrique afin de calculer un canal de transmission réaliste via une technique de tracé de rayon. Dans un second temps **nous avons comparé deux précodeurs**, le Conjugate Beamforming et le Zéro-Forcing, couramment utilisés dans la littérature, **en mettant en avant l'impact d'une transmission dans un environnement de plus en plus LOS sur leurs performances**.

Nous avons alors introduit **un nouveau précodeur, construit à partir du couple d'angles décrivant la position angulaire de chaque utilisateur** dans la cellule en référence à la station de base, et non pas de la réponse en fréquence (ou en temps) du canal de transmission. Cette modélisation nous a alors permis de comparer les performances d'un tel traitement, n'ayant be-

soin que de deux informations par utilisateur (angle en azimut et en élévation pour une représentation sphérique), par rapport aux autres précodeurs dont le nombre d'éléments nécessaire à leur implémentation est proportionnel à la taille de la bande, à la vitesse de l'élément se déplaçant le plus rapidement dans la cellule et au nombre d'antennes de la station de base. **Nous avons alors montré que les performances d'un tel précodeur sont très nettement à la hauteur du compromis complexité/performances qu'il offre** et avons complété cette analyse en illustrant sa robustesse face à une erreur d'estimation d'angles.

Afin d'aller plus loin avec cette approche basée sur les positions angulaires des utilisateurs et non la réponse en fréquence de leurs canaux, nous avons ensuite introduit, dans le chapitre 4, ce qu'on appelle *l'effet de fuite* (en anglais *Leakage*), qui correspond à l'interférence qu'une transmission vers un utilisateur génère sur tous les autres utilisateurs de la cellule en accès SDMA. Nous l'avons ensuite exprimé en utilisant une modélisation géométrique du canal de propagation, puis **nous avons décrit une méthode d'allocation de puissance limitant cet effet de fuite par utilisateur**. Afin de s'adapter à un scénario où la station de base ne connaît que certaines informations géométriques (comme par exemple uniquement l'angle en azimut et en élévation par utilisateur), nous avons décliné plusieurs expressions simplifiées de l'allocation de puissance puis **nous avons prouvé que l'exploitation de l'allocation de puissance la plus simple** (uniquement les angles des trajets directs) **permet d'accroître significativement la capacité totale de la cellule**.

Pour compléter l'analyse des solutions basés sur les informations géométrique du canal, nous avons introduit dans le chapitre 5 les systèmes Hybrides Numériques et Analogiques dont le rôle est de simplifier la conception de la station de base en réduisant le nombre de chaînes Radio-Fréquences (RF) tout en conservant un nombre élevé d'antennes. L'information de position angulaire de l'utilisateur est nécessaire à la station de base pour dépointer le faisceau, formé par l'étage analogique du système, dans la direction de celui-ci. En revanche, cet étage analogique restreint significativement le potentiel d'un tel système pour une transmission multi-utilisateurs car il limite le nombre d'UE que la Mass-BS hybride peut adresser simultanément. C'est pourquoi **nous avons dans un premier temps décrit une méthode permettant à un terminal utilisateur d'utiliser de multiples antennes pour former et pointer un faisceau en temps réel vers la station de base**. En d'autres termes, nous avons proposé de déporter l'étage analogique de la station de base vers un équipement mobile. Ainsi, nous avons prouvé l'intérêt de conserver une station de base entièrement numérique pour raison de flexibilité et surtout pour toute perspective d'évo-

lution, dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs, en **comparant les performances d'un système hybride avec celles d'un système Massive MIMO avec l'étage analogique intégré dans le terminal**. Cela nous a alors permis de conclure sur **l'efficacité d'un tel système Massive MIMO avec des terminaux directifs** dans le cadre d'une transmission multi-utilisateurs en LOS.

L'ensemble de ces travaux a donné lieu à la publication de trois articles en conférence internationale, à la soumission d'un article dans une revue internationale et au dépôt de deux brevets.

## Perspectives

### Autres scénarios

- *Wireless Backhaul* : il serait intéressant d'observer les performances de telles solutions dans le cas d'une implémentation de type *Wireless Backhaul*. En effet, les stations de base étant statiques, les angles restent inchangés et la latence des transmissions pourraient s'en retrouver amoindrie.
- *Bureau de développement collaboratif de réalité virtuelle* : des liens à très haut débit sont requis pour pouvoir mettre en place un environnement de développement collaboratif flexible de réalité augmentée, effets spéciaux, etc... Dans ce genre d'environnements, très peu de mobilité est observé mais les réflecteurs sont relativement nombreux (Indoor).
- *Systèmes facilement déployables pour de l'événementiel* : une solution simple à mettre en place, permettant de couvrir des besoins ponctuels en débit, pourrait répondre à de nombreuses problématiques liées à l'événementiel. Par exemple, dans le cas d'un festival accueillant ponctuellement 10 000 personnes dans un endroit n'ayant à l'année à couvrir que 20 personnes, le réseau fixe est alors largement sous dimensionné. Ainsi de nouvelles solutions, alliant à la fois un système de backhaul et un système répondant aux besoins en débit et en couverture, seraient pertinentes et pourraient grandement bénéficier des travaux présentés dans cette thèse.

### Extension de l'approche angulaire

- *Multiples Mass-BS collaboratives* : des méthodes coopératives (CoMP), basées sur une modélisation géométrique du canal de propagation,

pourraient donner de bons résultats à condition de prendre en compte de nombreux facteurs. Par exemple, l'ignorance de la phase de l'onde par la station de base implique que l'on ne peut pas mettre en œuvre une technique de type *Joint Processing* (cf. chapitre 1).

- *Zéro-Forcing angulaire* : l'étude d'autres précodeurs, comme par exemple une version angulaire d'un précodeur à annulation d'interférences de type Zéro-Forcing, aiderait à la prise de recul nécessaire à la mise en œuvre d'une approche géométrique. Si plusieurs actions de précodage sont possibles à partir d'une même connaissance angulaire, il devient alors possible d'adapter les traitements aux besoins instantanés d'un utilisateur.
- *Approche conjointe du groupement d'utilisateurs et de l'allocation de puissance* : une suite logique des travaux de cette thèse serait l'observation des performances d'un système Massive MIMO multi-utilisateurs combinant l'allocation de puissance vue dans le chapitre 4 et la méthode de groupement d'utilisateurs basée sur les directions d'arrivées proposée dans le chapitre 5. Cela permettrait ainsi au système de bénéficier du gain en capacité lié à l'allocation de puissance en conservant une qualité de service minimum par utilisateur.

## Mise en œuvre et implémentation

- Des tests sur plateforme seraient bienvenus pour valider les résultats dans un environnement réel.
- De la même manière, cette mise en œuvre permettrait de tester la qualité d'estimation des angles et la facilité d'implémentation.
- Pour que cette plateforme puisse voir le jour, il est également impératif de définir la voie de retour que devra utiliser le terminal pour communiquer à la Mass-BS les informations de contrôle dont elle aura besoin pour former ses faisceaux et permettre un accès SDMA.
- Afin de compléter l'ensemble des études préalables nécessaires à la mise en œuvre d'une plateforme, il serait important de poursuivre celles traitant des limitations des différents composants d'un système Massive MIMO (Antennes, amplificateurs, DAC/ADC, etc ...), que ce soit en terme de rayonnements parasites (entre deux lignes de cuivre parallèles par exemple), en terme de consommation d'énergie, ou tout autre paramètre pertinent.

# Publications

## Revue internationale avec comité de lecture

1. A. Rozé, M. Héléard, M. Crussière, and C. Langlais, "Leakage Based Power Allocation in a Multi-User Millimeter-Wave Massive MIMO System", *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking* (soumis)

## Conférences Internationales avec comité de lecture

1. A. Rozé, M. Héléard, M. Crussière, and C. Langlais, "Linear Precoder Performance for Massive MIMO Systems in near LOS Environments : Application to mmWave Transmission", in *European Wireless 2015 ; 21th European Wireless Conference ; Proceedings of. VDE*, 2015.
2. A. Rozé, M. Héléard, M. Crussière, and C. Langlais, "Millimeter-Wave Digital Beamsteering in Highly Line-of-Sight Environments for Massive MIMO Systems", in *Wireless World Research Forum Meeting 35*, 2015.
3. A. Rozé, M. Crussière, M. Héléard, and C. Langlais, "Comparison between a Hybrid Digital and Analog Beamforming System and a Fully Digital Massive MIMO System with Adaptive Beamsteering Receivers", in *Thirteenth International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2016.

## Brevets

1. A. Rozé, M. Héléard, and M. Crussière, "*Procédé de formation d'un faisceau pointant d'un terminal vers un émetteur, à partir d'au moins un réseau d'antennes du terminal, terminal et programme d'ordinateur correspondant*", Brevet français n°R27524FR soumis en décembre 2015.
2. A. Rozé, M. Héléard, and M. Crussière, "*Procédé de formation d'une pluralité de faisceaux pointant respectivement vers une pluralité d'équi-*

*pements terminaux, équipement émetteur et programme d'ordinateur associés", Brevet français n°FR16/55687 soumis en juin 2016.*

# Bibliographie

- [1] A. Lee Swindlehurst, Ender Ayanoglu, Payam Heydari, and Filippo Capolino. Millimeter-wave massive MIMO : the next wireless revolution. *IEEE Communications Magazine*, 52(9) :56–62, 2014.
- [2] Shuangfeng Han, Chih-Lin I, Zhikun Xu, and Sen Wang. Reference Signals Design for Hybrid Analog and Digital Beamforming. *IEEE Communications Letters*, 18(7) :1191–1193, July 2014.
- [3] T.L. Marzetta. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9(11) :3590–3600, 2010.
- [4] F. Rusek, D. Persson, Buon Kiong Lau, E.G. Larsson, T.L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson. Scaling Up MIMO : Opportunities and Challenges with Very Large Arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, 30(1) :40–60, 2013.
- [5] Jeffrey G. Andrews, Stefano Buzzi, Wan Choi, Stephen Hanly, Angel Lozano, Anthony C. K. Soong, and Jianzhong Charlie Zhang. What Will 5g Be? *arXiv :1405.2957 [cs, math]*, May 2014. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Special Issue on 5G Communication Systems, Editorial/Tutorial Paper, September 2014.
- [6] N. Bhushan, Junyi Li, D. Malladi, R. Gilmore, D. Brenner, A Damnjanovic, R. Sukhavasi, C. Patel, and S. Geirhofer. Network densification : the dominant theme for wireless evolution into 5g. *IEEE Communications Magazine*, 52(2) :82–89, February 2014.
- [7] Emil Bjornson, Marios Kountouris, and Merouane Debbah. Massive MIMO and small cells : Improving energy efficiency by optimal soft-cell coordination. In *2013 20th International Conference on Telecommunications (ICT)*, pages 1–5, May 2013.

- 
- [8] Hien Quoc Ngo, E.G. Larsson, and T.L. Marzetta. Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, 61(4) :1436–1449, 2013.
- [9] Zhengdao Wang. Performance of Uplink Multiuser Massive MIMO Systems. *arXiv :1311.1288 [cs, math]*, November 2013.
- [10] Hansung Leem, Seon Yeob Baek, and Dan Keun Sung. The Effects of Cell Size on Energy Saving, System Capacity, and Per-Energy Capacity. In *2010 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 1–6, 2010.
- [11] E. Kurniawan and A. Goldsmith. Optimizing cellular network architectures to minimize energy consumption. In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 4771–4775, June 2012.
- [12] Long Zhao, Hui Zhao, and Kan Zheng. Energy efficient power allocation strategy for downlink MU-MIMO with massive antennas. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 20(3) :1–7, June 2013.
- [13] C. Rowell, S. Han, Z. Xu, G. Li, and Z. Pan. Toward Green and Soft : A 5g Perspective. *Communications Magazine, IEEE*, 52(2) :66–73, 2014.
- [14] Emil Björnson, Jakob Hoydis, Marios Kountouris, and Mérouane Debbah. Hardware Impairments in Large-scale MISO Systems : Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits. *arXiv :1305.4651 [cs, math]*, pages 1–6, July 2013.
- [15] A. Roze, M. Helard, M. Crussiere, and C. Langlais. Linear Precoder Performance for Massive MIMO Systems in near LOS Environments : Application to mmWave Transmission. In *European Wireless 2015 ; 21th European Wireless Conference ; Proceedings of. VDE*, 2015.
- [16] A. Roze, M. Helard, M. Crussiere, and C. Langlais. Millimeter-Wave Digital Beamsteering in Highly Line-of-Sight Environments for Massive MIMO Systems. In *Wireless World Research Forum Meeting 35*, 2015.
- [17] A. Roze, M. Helard, and M. Crussiere. Procédé de formation d’une pluralité de faisceaux pointant respectivement vers une pluralité d’équipements terminaux, équipement émetteur et programme d’ordinateur associés.

- [18] A. Roze, M. Helard, and M. Crussiere. Procédé de formation d'un faisceau pointant d'un terminal vers un émetteur, à partir d'au moins un réseau d'antennes du terminal, terminal et programme d'ordinateur correspondant.
- [19] A. Roze, M Crussière, M. Helard, and C. Langlais. Comparison between a Hybrid Digital and Analog Beamforming System and a Fully Digital Massive MIMO System with Adaptive Beamsteering Receivers. In *Thirteenth International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2016.
- [20] Joao Vieira, Steffen Malkowsky, Karl Nieman, Zachary Miers, Nikhil Kundargi, Liang Liu, Ian Wong, Viktor Owall, Ove Edfors, and Fredrik Tufvesson. A flexible 100-antenna testbed for Massive MIMO. In *IEEE GLOBECOM 2014 Workshop on Massive MIMO : from theory to practice*, pages 12–08, 2014.
- [21] Clayton Shepard, Hang Yu, Narendra Anand, Erran Li, Thomas Marzetta, Richard Yang, and Lin Zhong. Argos : Practical many-antenna base stations. In *Proceedings of the 18th annual international conference on Mobile computing and networking*, pages 53–64. ACM, 2012.
- [22] Erik G. Larsson, Fredrik Tufvesson, Ove Edfors, and Thomas L. Marzetta. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems. *arXiv :1304.6690 [cs, math]*, April 2013.
- [23] Xiang Gao, O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson. Linear Pre-Coding Performance in Measured Very-Large MIMO Channels. In *2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pages 1–5, September 2011.
- [24] Y. Mehmood, W. Afzal, F. Ahmad, U. Younas, I. Rashid, and I. Mehmood. Large scaled multi-user MIMO system so called massive MIMO systems for future wireless communication networks. In *2013 19th International Conference on Automation and Computing (ICAC)*, pages 1–4, 2013.
- [25] Jakob Hoydis, Stephan ten Brink, and Merouane Debbah. Massive MIMO : How many antennas do we need? *arXiv :1107.1709 [cs, math]*, July 2011.
- [26] Emil Björnson, Luca Sanguinetti, Jakob Hoydis, and Mérouane Debbah. Designing Multi-User MIMO for Energy Efficiency : When is Massive MIMO the Answer? *arXiv :1310.3843 [cs, math]*, October 2013.

- [27] T. Nakamura, S. Nagata, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, Tang Hai, Shen Xiaodong, Yang Ning, and Li Nan. Trends in small cell enhancements in LTE advanced. *IEEE Communications Magazine*, 51(2) :98–105, February 2013.
- [28] Boyu Li and Ping Liang. Small Cell In-Band Wireless Backhaul in Massive MIMO Systems : A Cooperation of Next-Generation Techniques. *arXiv :1402.2603 [cs, math]*, February 2014.
- [29] Wenjia Liu, Shengqian Han, Chenyang Yang, and Chengjun Sun. Massive MIMO or small cell network : Who is more energy efficient ? In *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, pages 24–29, 2013.
- [30] Thien-Toan Tran, Yoan Shin, and Oh-Soon Shin. Overview of enabling technologies for 3gpp LTE-advanced. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012(1) :1–12, December 2012.
- [31] Summary of the description of candidate eICIC solutions, 3gpp R1-104968, 2010.
- [32] H. Huang and M. Trivellato. Performance of multiuser MIMO and network coordination in downlink cellular networks. In *6th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks and Workshops, 2008. WiOPT 2008*, pages 85–90, April 2008.
- [33] Hoon Huh, Giuseppe Caire, H. Papadopoulos, and S. Ramprasad. Achieving “Massive MIMO” Spectral Efficiency with a Not-so-Large Number of Antennas. 2011.
- [34] Rong Zhang and L. Hanzo. Cooperative Downlink Multicell Preprocessing Relying on Reduced-Rate Back-Haul Data Exchange. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(2) :539–545, February 2011.
- [35] Marc-Antoine Bouzigues, Isabelle Siaud, Maryline H elard, and Anne-Marie Ulmer-Moll. Time Reversal for Green Radio Communications. 2012.
- [36] J. Hoydis, Axel Muller, R. Couillet, and M. Debbah. Analysis of multicell cooperation with random user locations via deterministic equivalents. In *2012 10th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt)*, pages 374–379, May 2012.

- [37] A. Papadogiannis, D. Gesbert, and E. Hardouin. A Dynamic Clustering Approach in Wireless Networks with Multi-Cell Cooperative Processing. pages 4033–4037. IEEE, 2008.
- [38] Jie Gong, Sheng Zhou, Zhisheng Niu, Lu Geng, and Meng Zheng. Joint Scheduling and Dynamic Clustering in Downlink Cellular Networks. In *2011 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, pages 1–5, December 2011.
- [39] Sean A. Ramprasad, G. Caire, and H.C. Papadopoulos. A Joint Scheduling and Cell Clustering Scheme for MU-MIMO Downlink with Limited Coordination. In *2010 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, May 2010.
- [40] B. Badic, T. O’Farrell, P. Loskot, and J. He. Energy Efficient Radio Access Architectures for Green Radio : Large versus Small Cell Size Deployment. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, pages 1–5, September 2009.
- [41] Gunther Auer, Oliver Blume, Vito Giannini, Istvan Godor ETH, Muhammad Ali Imran, Ylva Jading EAB, Efstathios Katranaras, Magnus Olsson EAB, Dario Sabella TI, and Per Skillermark EAB. Energy efficiency analysis of the reference systems, areas of improvements and target breakdown. 2012.
- [42] F. Khan, Zhouyue Pi, and S. Rajagopal. Millimeter-wave mobile broadband with large scale spatial processing for 5g mobile communication. In *2012 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, pages 1517–1523, October 2012.
- [43] World Radiocommunication Conference (WRC-2015) - Agenda and References (Resolutions and Recommendations).
- [44] METIS. Intermediate description of the spectrum needs and usage principles, 2013.
- [45] R. C. de Lamare. Massive MIMO Systems : Signal Processing Challenges and Research Trends. *arXiv :1310.7282 [cs, math]*, October 2013.
- [46] A. Hakkarainen, J. Werner, K.R. Dandekar, and M. Valkama. Widely-linear beamforming and RF impairment suppression in massive antenna arrays. *Journal of Communications and Networks*, 15(4) :383–397, August 2013.

- 
- [47] Wonil Roh, J.-Y. Seol, J. Park, Byunghwan Lee, Jaekon Lee, Yungsoo Kim, Jaeweon Cho, K. Cheun, and F. Aryanfar. Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5g Cellular Communications : Theoretical Feasibility and Prototype Results. *Communications Magazine, IEEE*, 52(2) :106–113, 2014.
- [48] K.T. Truong and R.W. Heath. Effects of channel aging in massive MIMO systems. *Journal of Communications and Networks*, 15(4) :338–351, 2013.
- [49] Jubin Jose, Alexei Ashikhmin, Thomas L. Marzetta, and Sriram Vishwanath. Pilot Contamination and Precoding in Multi-Cell TDD Systems. *arXiv :0901.1703 [cs, math]*, January 2009.
- [50] Narayanan Krishnan, Roy D. Yates, and Narayan B. Mandayam. Cellular Systems with Many Antennas : Large System Analysis under Pilot Contamination. *arXiv :1301.0954 [cs, math]*, pages 1220–1224, October 2012.
- [51] Jakob Hoydis, Stephan ten Brink, and Mérouane Debbah. Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks : How many antennas do we need ? *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 31(2) :160–171, 2013.
- [52] Riichi Kudo, Simon Armour, Joe P. McGeehan, and Masato Mizoguchi. Channel state information feedback method for Massive MIMO OFDM. In *2013 IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1239–1243, 2013.
- [53] Ralf Müller, Laura Cottatellucci, and Mikko Vehkaperä. Blind pilot decontamination. *arXiv preprint arXiv :1309.6806*, 2013.
- [54] A. Ashikhmin and T. Marzetta. Pilot contamination precoding in multi-cell large scale antenna systems. In *2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT)*, pages 1137–1141, July 2012.
- [55] P. Raviteja, T. Lakshmi Narasimhan, and A. Chockalingam. Multiuser SM-MIMO versus Massive MIMO : Uplink Performance Comparison. *arXiv :1311.1291 [cs, math]*, November 2013.
- [56] M. Di Renzo and H. Haas. On Transmit Diversity for Spatial Modulation MIMO : Impact of Spatial Constellation Diagram and Shaping Filters at the Transmitter. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(6) :2507–2531, July 2013.

- [57] Jesús Arnau, Bertrand Devillers, Carlos Mosquera, and Ana Pérez-Neira. Performance study of multiuser interference mitigation schemes for hybrid broadband multibeam satellite architectures. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012(1) :1–19, 2012.
- [58] B. Kouassi, I. Ghauri, and L. Deneire. Reciprocity-based cognitive transmissions using a MU massive MIMO approach. In *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 2738–2742, 2013.
- [59] Boris Rodrigue Kouassi. *Stratégies de coopération dans les réseaux radio cognitif*. PhD thesis, Université Nice Sophia Antipolis, October 2013.
- [60] M. Chryssomallis. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 42(3) :129–136, June 2000.
- [61] Clayton Shepard, Narendra Anand, and Lin Zhong. Practical performance of MU-MIMO precoding in many-antenna base stations. In *Proceeding of the 2013 workshop on Cellular networks : operations, challenges, and future design*, pages 13–18. ACM, 2013.
- [62] Sebastian Wagner, Romain Couillet, Merouane Debbah, and Dirk T. M. Slock. Large System Analysis of Linear Precoding in Correlated MISO Broadcast Channels under Limited Feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, 58(7) :4509–4537, July 2012. arXiv :0906.3682 [cs, math].
- [63] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah. Comparison of linear precoding schemes for downlink massive MIMO. In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 2135–2139, June 2012.
- [64] Saif Khan Mohammed and Erik G. Larsson. Constant Envelope Precoding for Power-Efficient Downlink Wireless Communication in Multi-User MIMO Systems Using Large Antenna Arrays. *arXiv :1111.1191 [cs, math]*, November 2011.
- [65] Quoc-Tuong Ngo, Olivier Berder, and Pascal Scalart. 3-D minimum Euclidean distance based sub-optimal precoder for MIMO spatial multiplexing systems. In *Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1–5. IEEE, 2010.
- [66] Thierry Dubois, Maryline Héland, Matthieu Crussière, and Cécile Germond. Performance of time reversal precoding technique for MISO-OFDM systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013(1) :260, November 2013.

- [67] S.K. Mohammed and E.G. Larsson. Single-User Beamforming in Large-Scale MISO Systems with Per-Antenna Constant-Envelope Constraints : The Doughnut Channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(11) :3992–4005, 2012.
- [68] Hong Yang and Thomas L. Marzetta. Performance of Conjugate and Zero-Forcing Beamforming in Large-Scale Antenna Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 31(2) :172–179, February 2013.
- [69] Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. *European transactions on telecommunications*, 10(6) :585–595, 1999.
- [70] Michail Matthaiou, Matthew Mckay, Peter Smith, and Josef Nossek. On the condition number distribution of complex wishart matrices. *IEEE Transactions on Communications*, 58(6) :1705–1717, June 2010.
- [71] R. Roy and T. Kailath. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(7) :984–995, July 1989.
- [72] Anzhong Hu, Tiejun Lv, Hui Gao, Zhang Zhang, and Shaoshi Yang. An ESPRIT-Based Approach for 2-D Localization of Incoherently Distributed Sources in Massive MIMO Systems. *arXiv :1403.5352 [cs, math]*, March 2014.
- [73] Xiaofei Zhang, Lingyun Xu, Lei Xu, and Dazhuan Xu. Direction of Departure (DOD) and Direction of Arrival (DOA) Estimation in MIMO Radar with Reduced-Dimension MUSIC. *IEEE Communications Letters*, 14(12) :1161–1163, December 2010.
- [74] Xin Wang, Bong-Jun Kim, and Heung-Gyoon Ryu. A novel reactance domain MUSIC algorithm for direction of arrival estimation using 13-element ESPAR antennas. In *2014 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, pages 335–339, February 2014.
- [75] Antonio Capone, Ilario Filippini, and Vincenzo Sciancalepore. Context Information for Fast Cell Discovery in mm-wave 5g Networks. 2015.
- [76] Liang Dong, Gang Wu, Hao Feng, and Shaoqian Li. Leakage-based power allocation for relaxed SLNR beamforming in multi-cell MU-MIMO systems. In *2014 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, pages 512–516, November 2014.

- [77] In Kyeong Choi and Sok Kyu Lee. *Method and apparatus for allocating transmission power in multi input multi output system*. Google Patents, November 2014. US Patent 8,891,643.
- [78] O. El Ayach, R.W. Heath, S. Abu-Surra, S. Rajagopal, and Zhouyue Pi. The capacity optimality of beam steering in large millimeter wave MIMO systems. In *2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pages 100–104, June 2012.
- [79] Shuangfeng Han, I. Chih-Lin, Zhikun Xu, and Corbett Rowell. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5g. *Communications Magazine, IEEE*, 53(1) :186–194, 2015.
- [80] M.A. Yaqoob, F. Tufvesson, A. Mannesson, and B. Bernhardsson. Direction of arrival estimation with arbitrary virtual antenna arrays using low cost inertial measurement units. In *2013 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, pages 79–83, June 2013.
- [81] O. El Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Zhouyue Pi, and R.W. Heath. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(3) :1499–1513, March 2014.
- [82] Javier Lorca Hernando. *Method and System for Performing Multiple Access in Wireless OFDM Cellular Systems Considering Both Space and Frequency Domains*. November 2014. US Patent 20,140,348,255.



# Résumé

La densification des réseaux allant de pair avec le déploiement de petites cellules, les systèmes Massive MIMO disposent de caractéristiques prometteuses pour accroître la capacité des réseaux au travers des techniques de formation de faisceau, appelées beamforming. Les transmissions aux longueurs d'onde millimétriques (mmWave) sont, quant à elle, très convoitées car, non seulement les bandes passantes exploitables sont extrêmement larges, mais le canal de propagation est principalement Line-of-Sight (LOS), ce qui correspond à la visibilité directe entre le terminal et la station de base. L'attrait que peut avoir un système multi-utilisateurs Massive MIMO à de telles fréquences provient, en partie, du faible encombrement du réseau d'antennes, mais aussi du fort gain de beamforming dont il permet de bénéficier afin de contrecarrer les fortes pertes en espace libre que subissent les signaux à de telles longueurs d'onde.

Dans un premier temps nous montrons comment l'augmentation de la fréquence porteuse impacte les performances de deux précodeurs connus. Au travers d'une modélisation déterministe et géométrique du canal, on simule un scénario Outdoor à faible mobilité et à forte densité de population en mettant en avant l'influence du trajet direct et des trajets réfléchis sur les performances. Plus précisément on prouve qu'en configuration purement LOS, le précodeur Zero-Forcing est beaucoup plus sensible à la structure du réseau d'antennes, et à la position des utilisateurs, que le Conjugate Beamforming (aussi connu sous le nom de retournement temporel). On introduit alors un précodeur basé uniquement sur la position angulaire des utilisateurs dans la cellule en référence à la station de base, puis l'on compare ses performances à celles des deux autres. La robustesse d'une telle implémentation à une erreur d'estimation d'angles est illustrée pour un scénario spécifique afin de souligner la pertinence des solutions angulaires, une direction étant plus facile à estimer et son évolution dans le temps plus prévisible.

On décrit dans un second temps comment la connaissance des positions angulaires des utilisateurs permet d'accroître la capacité de la cellule par le biais d'un procédé d'allocation de puissance reposant sur une évaluation de

l'interférence que chaque faisceau génère sur les autres. On prouve à l'aide de simulations que l'obtention de cette interférence, même exprimée sous une forme très simplifiée, permet d'améliorer très nettement la capacité totale de la cellule.

Enfin, nous introduisons les systèmes Hybrides Numériques et Analogiques ayant récemment été proposés afin de permettre à une station de base de conserver un large nombre d'antennes, nécessaire à l'obtention d'un fort gain de beamforming, tout en réduisant le nombre de chaînes Radiofréquences (RF). On commence par décrire une solution permettant à un terminal de former un faisceau dont la direction s'adapte à sa propre inclinaison, en temps réel, pour toujours viser la station de base. On compare ensuite les performances de tels récepteurs, associés à des stations de base Massive MIMO, avec celles d'une solution hybride connue, le nombre de chaînes RF des deux systèmes étant identiques. Principalement, la flexibilité et la capacité d'évolution de ces systèmes est mise en avant, ces deux atouts étant particulièrement pertinents pour de nombreux environnements à forte densité de population.

# Abstract

As wireless communication networks are driven toward densification with small cell deployments, massive MIMO technology shows great promises to boost capacity through beamforming techniques. It is also well known that millimeter-Wave systems are going to be an important part of future dense network solutions because, not only do they offer high bandwidth, but channel is mostly Line-of-Sight (LOS). The attractiveness of using a multi-user Massive MIMO system at these frequencies comes partly from the reduced size of a many antenna base station, but also from the high beamforming gains they provide, which is highly suited to combat the high path losses experienced at such small wavelengths.

First we show how raising the carrier frequency impacts the performance of some linear precoders widely used in Massive MIMO systems. By means of a geometrical deterministic channel model, we simulate a dense outdoor scenario and highlight the influence of the direct and multi-paths components. More importantly we prove that, in a Line-of-Sight (LOS) configuration, the discriminating skill of the well-known Zero Forcing precoder is much more sensitive to the antenna array structure and the user location than the Conjugate Beamforming precoder, also known as Time-Reversal. A precoder based on the knowledge of the angular position of all users is then introduced and compared to the other precoders based on channel response knowledge. Its robustness against angle estimation error is illustrated for a specific scenario and serves to back up the importance such a solution represents for future dense 5G networks, angular information being easier to estimate, and more so to keep track of.

After that, we show how the knowledge of Directions of Arrival can be used to increase the sum capacity of a multi-user transmission through leakage based power allocation. This allocation uses an estimation of inter-user interference, referred to as Leakage, and we show through simulations how this factor, even under its most simplified form, improves realistic transmissions. Moreover this solution is not iterative and is extremely easy to implement which makes it particularly well suited for high deployment scenarios.

Finally we introduce the Hybrid Analog and Digital Beamforming systems that have recently emerged to retain a high number of antennas without as many Radio Frequency (RF) chains, in order to keep high beamforming gains while lowering the complexity of conceiving many antenna base stations. We first describe a user equipment solution allowing the system to form a beam that adapts to its own movement so that it always focuses its energy toward the base station, using an on-board analog array and an Inertial Measurement Unit. Then we compare the performance of a known Hybrid solution with a fully digital Massive MIMO system, having as many RF chains as the Hybrid system, but serving user equipments with beamforming abilities. Mostly we emphasize how such a system allows for great flexibility and evolution, both traits being invaluable features in many future networks.

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multi-utilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques

**Nom Prénom de l'auteur : ROZE ANTOINE**

**Membres du jury :**

- Madame LANGLAIS Charlotte
- Madame BAUDOIN Geneviève
- Madame HELARD Maryline
- Monsieur CRUSSIÈRE Matthieu
- Monsieur TERRE Michel
- Monsieur CANCES Jean-Pierre
- Monsieur RADZIK José

Président du jury : *J.P. Cances*

Date de la soutenance : 17 Octobre 2016

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

Fait à Rennes, le 17 Octobre 2016

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



La densification des réseaux allant de pair avec le déploiement de petites cellules, les systèmes Massive MIMO disposent de caractéristiques prometteuses pour accroître la capacité des réseaux au travers des techniques de formation de faisceau, appelées beamforming. Les transmissions aux longueurs d'onde millimétriques (mmWave) sont, quant à elle, très convoitées car, non seulement les bandes passantes exploitables sont extrêmement larges, mais le canal de propagation est principalement Line-of-Sight (LOS), ce qui correspond à la visibilité directe entre le terminal et la station de base. L'attrait que peut avoir un système multi-utilisateurs Massive MIMO à de telles fréquences provient, en partie, du faible encombrement du réseau d'antennes, mais aussi du fort gain de beamforming dont il permet de bénéficier afin de contrecarrer les fortes pertes en espace libre que subissent les signaux à de telles longueurs d'onde.

Dans un premier temps nous montrons comment l'augmentation de la fréquence porteuse impacte les performances de deux précodeurs connus. Au travers d'une modélisation déterministe et géométrique du canal, on simule un scénario *Outdoor* à faible mobilité et à forte densité de population en mettant en avant l'influence du trajet direct et des trajets réfléchis sur les performances. Plus précisément on prouve qu'en configuration purement LOS, le précodeur Zero-Forcing est beaucoup plus sensible à la structure du réseau d'antennes, et à la position des utilisateurs, que le Conjugate Beamforming (aussi connu sous le nom de retournement temporel). On introduit alors un précodeur basé uniquement sur la position angulaire des utilisateurs dans la cellule en référence à la station de base, puis l'on compare ses performances à celles des deux autres. La robustesse d'une telle implémentation à une erreur d'estimation d'angles est illustrée pour un scénario spécifique afin de souligner la pertinence des solutions angulaires, une direction étant plus facile à estimer et son évolution dans le temps plus prévisible.

On décrit dans un second temps comment la connaissance des positions angulaires des utilisateurs permet d'accroître la capacité de la cellule par le biais d'un procédé d'allocation de puissance reposant sur une évaluation de l'interférence que chaque faisceau génère sur les autres. On prouve à l'aide de simulations que l'obtention de cette interférence, même exprimée sous une forme très simplifiée, permet d'améliorer très nettement la capacité totale de la cellule.

Enfin, nous introduisons les systèmes Hybrides Numériques et Analogiques ayant récemment été proposés afin de permettre à une station de base de conserver un large nombre d'antennes, nécessaire à l'obtention d'un fort gain de beamforming, tout en réduisant le nombre de chaînes Radiofréquences (RF). On commence par décrire une solution permettant à un terminal de former un faisceau dont la direction s'adapte à sa propre inclinaison, en temps réel, pour toujours viser la station de base. On compare ensuite les performances de tels récepteurs, associés à des stations de base Massive MIMO, avec celles d'une solution hybride connue, le nombre de chaînes RF des deux systèmes étant identiques. Principalement, la flexibilité et la capacité d'évolution de ces systèmes est mise en avant, ces deux atouts étant particulièrement pertinents pour de nombreux environnements à forte densité de population.

As wireless communication networks are driven toward densification with small cell deployments, massive MIMO technology shows great promises to boost capacity through beamforming techniques. It is also well known that millimeter-Wave systems are going to be an important part of future dense network solutions because, not only do they offer high bandwidth, but channel is mostly Line-of-Sight (LOS). The attractiveness of using a multi-user Massive MIMO system at these frequencies comes partly from the reduced size of a many antenna base station, but also from the high beamforming gains they provide, which is highly suited to combat the high path losses experienced at such small wavelengths.

First we show how raising the carrier frequency impacts the performance of some linear precoders widely used in Massive MIMO systems. By means of a geometrical deterministic channel model, we simulate a dense outdoor scenario and highlight the influence of the direct and multi-paths components. More importantly we prove that, in a Line-of-Sight (LOS) configuration, the discriminating skill of the well-known Zero Forcing precoder is much more sensitive to the antenna array structure and the user location than the Conjugate Beamforming precoder, also known as Time-Reversal. A precoder based on the knowledge of the angular position of all users is then introduced and compared to the other precoders based on channel response knowledge. Its robustness against angle estimation error is illustrated for a specific scenario and serves to back up the importance such a solution represents for future dense 5G networks, angular information being easier to estimate, and more so to keep track of.

After that, we show how the knowledge of Directions of Arrival can be used to increase the sum capacity of a multi-user transmission through leakage based power allocation. This allocation uses an estimation of inter-user interference, referred to as *Leakage*, and we show through simulations how this factor, even under its most simplified form, improves realistic transmissions. Moreover this solution is not iterative and is extremely easy to implement which makes it particularly well suited for high deployment scenarios.

Finally we introduce the Hybrid Analog and Digital Beamforming systems that have recently emerged to retain a high number of antennas without as many Radio Frequency (RF) chains, in order to keep high beamforming gains while lowering the complexity of conceiving many antenna base stations.

We first describe a user equipment solution allowing the system to form a beam that adapts to its own movement so that it always focuses its energy toward the base station, using an on-board analog array and an Inertial Measurement Unit. Then we compare the performance of a known Hybrid solution with a fully digital Massive MIMO system, having as many RF chains as the Hybrid system, but serving user equipments with beamforming abilities. Mostly we emphasize how such a system allows for great flexibility and evolution, both traits being invaluable features in many future networks.