



Titre: Étude de la capacité de la liaison descendante d'un réseau cellulaire
Title: Mimo à large bande

Auteur: Ben-Wah Kuang
Author:

Date: 2010

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Kuang, B.-W. (2010). Étude de la capacité de la liaison descendante d'un réseau cellulaire Mimo à large bande [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal].
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/313/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/313/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Jean-François Frigon
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE LA CAPACITÉ DE LA LIAISON DESCENDANTE D'UN RÉSEAU
CELLULAIRE MIMO À LARGE BANDE

BEN-WAH KUANG
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AVRIL 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE DE LA CAPACITÉ DE LA LIAISON DESCENDANTE D'UN RÉSEAU
CELLULAIRE MIMO À LARGE BANDE

présenté par : KUANG, Ben-Wah

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury constitué de :

Mme. SANSÒ, Brunilde, Ph.D., présidente.

M. FRIGON, Jean-François, Ph.D., membre et directeur de recherche.

M. CONAN, Jean, Ph.D., membre.

À mes parents

REMERCIEMENTS

Je remercie profondément mon directeur de recherche Jean-François Frigon qui m'a donné l'opportunité de réaliser un projet de recherche aux études supérieures. Ce travail n'aurait jamais été possible sans son encadrement.

Un grand merci aussi à Diego, Jihed, Wael et Xingliang pour les innombrables discussions et suggestions.

RÉSUMÉ

Ce travail cherche à évaluer la capacité du lien descendant d'un réseau cellulaire MIMO à large bande dans des environnements urbain et sous-urbain. De nombreuses études se sont déjà penchées sur les performances des liaisons MIMO point-à-point tandis que celles qui ont cherché à estimer les performances d'un réseau cellulaire ont posé plusieurs hypothèses qui limitent la portée de leurs résultats. Ce projet se distingue par la modélisation de la corrélation du canal induite par les caractéristiques spatiales des réseaux d'antenne et aussi par la modélisation de la corrélation des paramètres à grande échelle entre les stations de base. L'influence du nombre d'antennes à la station de base et à la station mobile ainsi que l'influence de l'espacement des antennes sont étudiées en employant le modèle de canal Spatial Channel Model proposé par le 3GPP et le modèle de Kronecker. La dégradation causée par un renvoi partiel des statistiques de l'interférence à la station de base a aussi été étudiée. Les résultats ont montré que l'espacement entre les antennes à la station de base doit être maintenu à au moins une longueur d'onde et l'espacement au récepteur à au moins un quart de longueur d'onde pour éviter une perte de capacité importante dans l'environnement urbain. Dans l'environnement sous-urbain, l'espacement à la station de base doit être doublé afin de compenser un étalement angulaire plus faible. Si les antennes sont suffisamment écartées, la capacité varie linéairement avec le nombre de degrés de liberté comme pour un canal de Rayleigh point-à-point. Cependant, les résultats ont aussi montré que les caractéristiques spatiales ont une influence qui varie en fonction de la position de la station mobile. Concernant l'influence de la connaissance de l'état du canal au transmetteur, ce travail a permis d'établir que la connaissance partielle des statistiques de l'interférence conduit à une dégradation de moins de 3% des performances versus une connaissance complète du canal au transmetteur.

ABSTRACT

The purpose of this work is to estimate the downlink capacity of a wideband MIMO cellular network in an urban and suburban environment. Previous works on MIMO focused mostly on point-to-point links while others studied MIMO cellular network under site-specific conditions or unrealistic assumptions. This research project is novel because it takes in consideration the channel correlation induced by the spatial characteristics of the multi-antenna arrays and the inter-site correlation between large scale parameters in a cellular network setup. The influence of the number of antenna at the base station and at the mobile stations as well as the influence of the multi-antenna arrays spacing are evaluated by using the 3GPP Spatial Channel Model and the Kronecker model. Moreover, the degradation of the performances caused by a partial feedback of the interference statistics is also examined. The results showed that antenna spacing must be maintained over one carrier wavelength at the base station and over one fourth of a wavelength at the mobile station to avoid a large capacity penalty in an urban environment. In a suburban environment, the spacing at the base station must be increased to two wavelength to compensate a smaller angle spread. If the antennas are sufficiently spaced, the cell capacity increases linearly with the number of degrees of freedom as with point-to-point links in an uncorrelated Rayleigh channel. However, the results also showed that the influence of spatial characteristics depends on the mobile station location in the cell. Regarding the impact of channel state information at the transmitter, the simulations suggest that interference covariance information at the transmitter has little influence on the performances.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES TABLEAUX	ix
LISTE DES FIGURES	x
LISTE DES ANNEXES	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	4
2.1 Simulation d'un réseau cellulaire en utilisant le modèle de Rayleigh	4
2.2 Les mécanismes de propagation	5
2.3 Les modèles de canal basés sur la corrélation	7
2.4 Le modèle de canal SCM	8
2.5 La capacité des réseaux MIMO en pratique	9
CHAPITRE 3 MODÉLISATION DU CANAL MIMO ET DU RÉSEAU CELLULAIRE	11
3.1 Le canal MIMO	11
3.1.1 Modélisation des canaux SISO	11
3.1.2 Modélisation des canaux MIMO	15
3.1.3 Modélisation physique des canaux MIMO	17
3.2 Le modèle de canal SCM	24
3.2.1 Calcul des délais	25
3.2.2 Calcul de la puissance P_n	26
3.2.3 Calcul du gain par effet d'ombrage σ_{SF}	26

3.2.4	Calcul des angles de départ $\theta_{n,m,AoD}$, $\delta_{n,AoD}$ et $\Delta_{n,m,AoD}$	26
3.2.5	Calcul des angles d'arrivée $\theta_{n,m,AoA}$, $\delta_{n,AoA}$ et $\Delta_{n,m,AoA}$	27
3.2.6	Calcul du déphasage $\Phi_{n,m}$	27
3.2.7	Gain d'antenne	28
3.2.8	L'atténuation de parcours	29
3.2.9	Sommaire du modèle SCM	29
3.3	Modèle Kronecker-Salz-Winters	30
3.4	Le modèle de Rayleigh spatialement décorrélé	32
3.5	Modèles non-retenus	32
3.6	Le modèle cellulaire	32
3.7	Corrélation des paramètres à grande échelle	34
CHAPITRE 4	CALCUL DE LA CAPACITÉ	36
4.1	Modélisation du canal MIMO plat en fréquence	36
4.2	Calcul de la capacité d'un canal MIMO	36
4.2.1	Décomposition d'un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous- bandes plates en fréquence	36
4.2.2	Calcul de la capacité d'un canal sélectif en fréquence	37
4.2.3	Connaissance de l'état du canal au transmetteur	37
CHAPITRE 5	RÉSULTATS	40
5.1	Méthodologie de simulation	40
5.2	Influence de l'espacement des antennes	41
5.3	Influence de la disponibilité des statistiques de l'interférence	47
5.4	Influence du nombre d'antennes	48
5.5	Comparaison entre le milieu urbain et le milieu sous-urbain	53
CHAPITRE 6	CONCLUSION	57
RÉFÉRENCES	59
ANNEXES	62

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Résultats obtenus par Catreux <i>et al.</i> (2001)	5
Tableau 3.1	Sommaire du modèle SCM	29
Tableau 5.1	Valeurs des paramètres de simulation	42
Tableau 5.2	Capacité en fonction de la distribution des angles de départ	54
Tableau B.1	Assignation des angles $\Delta_{n,m,AoD}$ ($^{\circ}$)	65
Tableau B.2	Valeurs des angles $\Delta_{n,m,AoA}$ ($^{\circ}$) pour avoir un étalement angulaire de 35°	65

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Configuration du réseau cellulaire disposé en nid d'abeille utilisée par Catreux <i>et al.</i> (2001).	5
Figure 2.2	Mécanismes de propagation	6
Figure 2.3	Le modèle MDDCM.	7
Figure 3.1	Canal sans-fil.	12
Figure 3.2	Canal de transmission en bande de base dans le domaine discret. . . .	12
Figure 3.3	La qualité d'un canal sans-fil fluctue dans le temps.	14
Figure 3.4	Un canal MIMO conceptualisé.	15
Figure 3.5	Un canal MIMO avec un réflecteur.	18
Figure 3.6	Un canal MIMO avec deux réflecteurs.	19
Figure 3.7	Gain $f_R(k/L_R, \Omega_R)$. $L_R = \lambda$. $n_R = 3$	21
Figure 3.8	Gain $f_R(k/L_R, \Omega_R)$. $n_R = 2$. Augmenter l'espacement permet d'affiner la résolution d'un réseau d'antennes et fait apparaître des grands lobes secondaires. Les petits cercles représentent des réflecteurs.	23
Figure 3.9	Illustration des angles de départ et d'arrivée. Figure traduite et adaptée de 3GPP (2008)	25
Figure 3.10	Gain de l'antenne de transmission	28
Figure 3.11	Un transmetteur émet un faisceau qui atteint le récepteur après avoir été dévié par un cluster. Dans le modèle Salz–Winters les sous-trajets sont uniformément distribués au sein du faisceau.	31
Figure 3.12	À gauche, un réseau cellulaire disposé en nid d'abeille. La flèche en trait plein représente la liaison descendante avec le secteur communicant et celles en trait tireté les liaisons avec les secteurs interférents. À droite, un secteur divisé en 9 régions d'analyse identifiées par des lettres. . .	33
Figure 3.13	Les signaux émis par des secteurs appartenant à la même station de base empruntent les mêmes trajets et sous-trajets.	34
Figure 5.1	Réseau cellulaire. Chaque cellule est divisée en 3 secteurs.	41
Figure 5.2	Influence de l'espacement des antennes à la station mobile sur la capacité cellulaire. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Environnement urbain.	42
Figure 5.3	Gain de capacité lorsque d_R passe de $\lambda/16$ à $\lambda/2$. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	42
Figure 5.4	Influence de l'espacement des antennes à la station mobile sur la capacité de coupure. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Environnement urbain.	44

Figure 5.5	Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité cellulaire. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain.	44
Figure 5.6	Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité en fonction de la région d'analyse. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	45
Figure 5.7	Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité de coupure. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain.	46
Figure 5.8	Influence de l'espacement des antennes sur le gain d'une transmission à CSI complet par rapport à une transmission à l'aveugle. Gain= $\left(\frac{C_{cell,CSI\ complet}^x - C_{cell,Sans\ CSIT}^x}{C_{cell,Sans\ CSIT}^x}\right)$. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	46
Figure 5.9	Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité de coupure lorsque les sources d'interférence sont supprimées. N_0 a été fixé à -78 dBm afin de compenser la perte des interférences. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain. Modèle SCM.	47
Figure 5.10	Augmentation de la capacité due à une transmission à CSI complet par rapport à des transmissions sans CSIT, LISIT et VISIT. $d_T = 4\lambda$ et $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	48
Figure 5.11	À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, l'influence du nombre d'antennes sur l'augmentation de capacité apportée par une allocation de la puissance à CSI complet. $d_T = 4\lambda$ et $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	49
Figure 5.12	À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, l'influence du nombre d'antennes sur l'augmentation de capacité apportée par une allocation de la puissance à CSI complet. $d_T = \lambda/2$ et $d_R = \lambda/8$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.	52
Figure 5.13	Influence du nombre d'antennes lorsque $n_T = n_R$. Modèle SCM. Environnement urbain.	53
Figure 5.14	Estimation grossière du rapport signal-à-interférence dans modèle cellulaire simplifié. $R = 500m$	54
Figure 5.15	Influence de l'espacement des antennes à la station mobile. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Modèle SCM.	55
Figure 5.16	Influence de l'espacement des antennes à la station de base. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM.	55

Figure 5.17	À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, gain de capacité apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.	56
Figure C.1	À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité de coupure $C_{cell}^{1\%}$. À droite, gain apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.	66
Figure C.2	À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité de coupure $C_{cell}^{10\%}$. À droite, gain apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.	67
Figure D.1	Influence de l'espacement des antennes à la station de base. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Sans CSIT. Environnement urbain. Seuil de confiance à 95%.	68

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Justification du modèle Kronecker–Salz–Winters	62
Annexe B	Valeurs des angles $\Delta_{n,m,AoD}$ et $\Delta_{n,m,AoA}$	65
Annexe C	Résultats de simulation supplémentaires	66
Annexe D	Intervalles de confiance	68

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

MIMO	Multiple Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
MISO	Multiple Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
CDMA	Code Division Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Multiple Access
3GPP	3rd Generation Partnership Project
CSI	Channel State Information
CSIT	Channel State Information at the Transmitter
LISIT	Low Interference State Information at the Transmitter
VISIT	Very Low Interference State Information at the Transmitter
LTE	Long Term Evolution
SCM	Spatial Channel Model
SCME	Spatial Channel Model Extended
KSW	Kronecker–Salz–Winters
BS	Base station
MS	Mobile Station
AoD	Angle of Departure (Angle de départ)
AoA	Angle of Arrival (Angle d’arrivée)
MDDCM	Multiuser Double-Directionnal Channel Model
LOS	Line-of-sight (Liaison en visibilité directe)
SNR	Signal-to-noise ratio (Rapport signal à bruit)
SINR	Signal-to-noise-and-interference ratio (Rapport signal à bruit et à l’interférence)
d_T	espacement des antennes à la station de base
d_R	espacement des antennes à la station mobile
n_T	nombre d’antennes à la station de base
n_R	nombre d’antennes à la station mobile
R	rayon d’une cellule
f_c	fréquence de la porteuse
λ	longueur d’onde de la porteuse
n_{sc}	nombre de sous-bandes
N	nombre de trajets
L	Atténuation de parcours

C_{cell}	Capacité ergodique cellulaire
$C_{cell}^{1\%}$	Capacité de coupure à 1% moyenne de la cellule
$C_{cell}^{10\%}$	Capacité de coupure à 10% moyenne de la cellule
C_{cell}^x	Capacité de coupure moyenne à x de la cellule
SF	Shadow Fading (Effet d'ombrage)
DS	Delay Spread (Étalement temporel)
AS	Angular Spread (Étalement angulaire)
$(.)^T$	transposition
$(.)^*$	transposition hermitienne
$\mathbb{E}\{*\}$	Opérateur espérance
$\mathbb{P}\{*\}$	Probabilité
$\mathcal{N}(\mathbf{m}, \mathbf{K})$	distribution normale de moyenne \mathbf{m} et de covariance \mathbf{K}
$\mathcal{CN}(\mathbf{m}, \mathbf{K})$	distribution complexe normale de moyenne \mathbf{m} et de covariance \mathbf{K}
$\mathcal{U}(a, b)$	distribution uniforme entre a et b
$\text{Re}\{x\}$	Partie réelle de x
$\text{Im}\{x\}$	Partie imaginaire de x
$x[m]$	Échantillon m du signal x
$\text{vec}(\mathbf{M})$	Empilement des colonnes de la matrice \mathbf{M} .

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Les premières générations de réseau cellulaire avaient comme objectif de fournir des services téléphoniques de base. Les générations présentes et futures visent à offrir l'accès à Internet et à fournir des services de données qui requièrent des débits de transmission considérablement plus élevés. Le projet Long Term Evolution (LTE) qui établit les cibles à atteindre pour les futurs réseaux cellulaires exige entre autres de doubler ou de tripler l'efficacité spectrale tout en diminuant les frais des abonnés (Dahlman *et al.*, 2006).

L'emploi des systèmes à entrée multiple et sortie multiple (MIMO) combiné à des techniques de traitement de signal spatio-temporel est l'approche la plus prometteuse pour atteindre les taux de transmission spécifiés dans le projet LTE. Les techniques MIMO sont des méthodes de transmission sans-fil qui utilisent plusieurs antennes au transmetteur et au récepteur pour exploiter les caractéristiques spatiales et temporelles du canal. Telatar (1999) a montré que leur utilisation conduit à des gains de capacité importants. En effet, les systèmes MIMO permettent une transmission de données sur des flux parallèles et une augmentation du débit de pointe¹. Golden *et al.* (1999) ont obtenu en laboratoire une efficacité spectrale de 20 à 40bps/Hz alors que les réseaux cellulaires actuels n'offrent qu'une efficacité spectrale de 0.05 à 2 bps/Hz.

Cependant, le renouvellement des infrastructures nécessite des investissements très lourds de la part des opérateurs mobiles (Durlacher, 2001). Une optimisation des technologies et une évaluation minutieuse des solutions par simulation avant le déploiement sont donc essentielles.

Les liaisons MIMO point-à-point ont fait l'objet de beaucoup d'études. Malheureusement, on ne peut pas déduire les performances des réseaux cellulaires directement à partir de ces résultats. D'une part, dans un contexte cellulaire, l'interférence n'est généralement pas assimilable à du bruit blanc gaussien sur la liaison descendante car elle provient principalement de quelques stations de base et d'autre part le SNR peut varier par des dizaines de dB à l'intérieur d'une cellule. Aussi, certains auteurs ont noté une corrélation des paramètres à grande échelle d'une station de base à l'autre et d'une position de l'utilisateur à l'autre. La capacité de la liaison descendante dans un réseau cellulaire a déjà été évaluée par Catreux *et al.* (2001). Rappelons que la capacité est le débit maximal auquel une quantité d'information peut être transmise avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible (Cover et Thomas, 2006). Comme beaucoup d'auteurs, le canal a été simulé en employant le modèle de Rayleigh

1. Peak data rate

non corrélé. Ce modèle suppose que le signal reçu sur chaque antenne de réception subit des évanouissements indépendants. Or, on sait qu'à moins que l'espacement des antennes soit grande par rapport à la longueur d'onde de la porteuse ou que l'environnement soit très riche en réflecteur, cette hypothèse est invalide et conduit généralement à une évaluation optimiste des performances. Une quantité de modèles de réseaux cellulaires et de canal plus réalistes dont celui de Kronecker ont été développés. Actuellement, le 3GPP a proposé le Spatial Channel Model (SCM), qui réunit un ensemble de modèles, pour simuler les canaux MIMO (3GPP, 2008).

Cependant, une revue de littérature a révélé qu'aucune étude n'a étudié l'influence des caractéristiques spatiales des systèmes MIMO sur la capacité des réseaux cellulaires avec des modèles de propagation qui tiennent compte de cette corrélation dans un environnement réaliste. L'objectif de ce travail consiste donc à étudier l'influence du nombre d'antennes au transmetteur et au récepteur, de l'espacement entre les antennes et de la disponibilité de la connaissance de l'état du canal sur la capacité de la liaison descendante d'un réseau cellulaire dans des environnements urbain et sous-urbain. La capacité est une métrique de performance fondamentale et indépendante de la technologie employée. L'étude de la liaison descendante a été choisie car les débits requis sont généralement plus importants que sur la liaison ascendante.

La capacité d'un réseau cellulaire à large bande a donc été estimée par simulation dans l'environnement Matlab en se servant des modèles de canal SCM et de Kronecker. L'interférence est modélisée dans un contexte multicellulaire contrairement à la plupart des études qui l'assimile à du bruit blanc gaussien. L'utilisateur est supposé immobile ce qui simplifie les simulations.

Ce mémoire est structuré comme suit. Le chapitre 2 présente une courte revue de littérature concernant les méthodes d'évaluation de la capacité des réseaux cellulaires MIMO. Le chapitre suivant présente les modèles de canal utilisés. Le calcul de la capacité en tenant compte des interférences est expliqué au chapitre 4. Finalement, la méthodologie de simulation et les résultats sont présentés dans le chapitre 5 avant de conclure.

L'essentiel de la contribution de ce travail se trouve dans l'analyse des résultats au chapitre 5 et dans la conclusion alors que le reste de l'ouvrage constitue une mise en commun de résultats de la littérature.

Contrairement à d'autres études, les résultats de simulation montrent qu'une augmentation linéaire du nombre d'antennes conduit à une augmentation linéaire de la capacité cellulaire. Ils révèlent aussi qu'une variation des caractéristiques spatiales entraîne des effets qui peuvent être différents selon la position de la station mobile dans la cellule. Cependant, la disponibilité des statistiques de l'interférence semble avoir une influence négligeable sur les

performances. De plus, contrairement à plusieurs travaux antérieurs, les résultats suggèrent que diminuer l'étalement angulaire des trajets à la station de base peut conduire à une amélioration des performances mais entraîne cependant une augmentation de l'espacement minimale des antennes de transmission.

Ce travail n'a pas la prétention de servir d'outil de planification cellulaire mais simplement d'offrir une meilleure compréhension de l'influence des caractéristiques spatiales au niveau de la couche physique et de guider les choix des paramètres d'antenne lors de la planification.

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE

De nombreux modèles de propagation ont été développés afin d'estimer la performance des systèmes MIMO. une évaluation pour un endroit spécifique requiert l'emploi du lancer de rayon¹ et une connaissance précise de l'environnement, et nécessite un temps de calcul élevé. Par contre, on sait par expérience que cette estimation peut se faire en ne modélisant que quelques caractéristiques essentielles du milieu de propagation de façon générale (Tsoulos, 2006). Ce chapitre passe en revue la revue quelques méthodes employées pour estimer la performance des réseaux cellulaires MIMO qui ont influencé ce travail. Les méthodes plus anciennes et plus approximatives sont d'abord présentées avant de passer à celles plus récentes et plus raffinées.

2.1 Simulation d'un réseau cellulaire en utilisant le modèle de Rayleigh

On sait depuis les travaux de Telatar (1999) que l'utilisation des systèmes MIMO permet d'augmenter de façon significative l'efficacité spectrale d'une liaison point-à-point si les évanouissements induits par le canal multitrajet sont indépendents d'une antenne à l'autre et sont distribués selon une loi complexe normale. Un canal ayant cette propriété est appelé canal de Rayleigh non corrélé. Plusieurs auteurs ont depuis cherché à évaluer les performances des systèmes MIMO dans un contexte cellulaire. Catreux *et al.* (2001) ont estimé l'efficacité spectrale de la liaison descendante d'une cellule d'intérêt entourée de six cellules interférentes en fonction des méthodes de modulation adaptative et de la connaissance du canal à la station de base (voir figure 2.1). Les auteurs ont posé comme hypothèse que le canal est plat en fréquence et est de type Rayleigh non corrélé. La première hypothèse n'est valide que pour les systèmes à bande étroite et la seconde pour des milieux riches en réflecteurs. Ils ont néanmoins réussi à montrer qu'augmenter le nombre d'antennes de réception conduit à une augmentation presque linéaire de l'efficacité spectrale tandis qu'ajouter des antennes à la station de base apporte un gain considérablement plus faible lorsque l'état du canal n'est pas connu de la station de base (voir tableau 2.1). Les auteurs ont également évalué la dégradation des performances lorsque le nombre de niveaux de modulation utilisé diminue. Ils ont observé qu'utiliser des transmetteurs ayant plusieurs antennes permet de diminuer cette dégradation.

1. ray-tracing

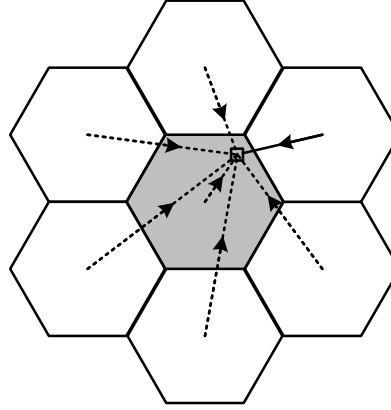


Figure 2.1 Configuration du réseau cellulaire disposé en nid d'abeille utilisée par Catreux *et al.* (2001).

Tableau 2.1 Résultats obtenus par Catreux *et al.* (2001)

Nombre d'antenne($n_T \times n_R$)	Efficacité spectrale moyenne (bps/Hz)
1×1	2.57
1×3	5.98
1×6	11.02
3×3	7.15
3×6	12.76

2.2 Les mécanismes de propagation

Shiu *et al.* (2000) ont montré que les propriétés spatiales des réseaux d'antennes induisent une corrélation entre les évanouissements du signal reçu. Ainsi le modèle de canal de Rayleigh non corrélé peut mener à une estimation erronée de la capacité. Or, il est maintenant généralement admis que l'hypothèse d'un environnement suffisamment riche en réflecteur pour valider le modèle de Rayleigh est rarement satisfaite dans un environnement extérieur et que les mécanismes de propagation doivent être modélisés afin d'évaluer les performances correctement. Molisch (2002) et Fugen *et al.* (2004) ont identifié trois mécanismes par lesquels le signal peut atteindre la station mobile (voir figure 2.2). Dans le premier mécanisme, le signal est dévié par des réflecteurs regroupés en amas dans la proximité de l'utilisateur ou de la station de base. Cette déviation peut être simple c'est-à-dire que le signal est dévié soit près de la station de base ou soit près de la station mobile. Elle peut aussi être double. Dans ce cas, les 2 stations sont entourées par un amas local. Dans le second mécanisme,

nommé propagation le long des *street-canyons*², les artères urbaines agissent en guide d'onde et acheminent une part importante du signal en milieu urbain. Ce mécanisme favorise l'apparition d'un canal dégénéré³ c'est-à-dire une situation où le milieu est incapable de fournir des sous-canaux de transmission indépendants puisque les signaux voyagent à travers un seul goulot d'étranglement. Finalement, les amas de réflecteurs éloignés tels que les gratte-ciels en milieu urbain et des collines élevées en milieu rural, ainsi que la liaison en visibilité directe⁴ constituent le troisième mécanisme de propagation. La propagation par amas éloigné augmente considérablement l'étalement angulaire et temporel du signal et constitue généralement le mécanisme le plus déterminant dans l'évaluation des performances en milieu extérieur (Apslund *et al.*, 2002). Fugen *et al.* (2004) ont développé un modèle nommé Multiuser Double-Directionnal Channel Model (MDDCM) afin de tenir compte de ces mécanismes de propagation et de la corrélation des paramètres à grande échelle entre des positions rapprochées. Dans ce modèle, un usager en se déplaçant active ou désactive des réflecteurs et des amas de réflecteurs éloignés (voir figure 2.3). Lorsque la station mobile se trouve à la position P1, seulement les réflecteurs en gris à l'intérieur de l'ellipse sont actifs. À la position P2, certains réflecteurs deviendront actifs tandis que d'autres seront désactivés. Si la station mobile pénètre dans la région de visibilité V alors l'amas lointain qui lui est associé sera activé. Le canal entre la station mobile et la station de base est calculé en utilisant une méthode de ray-tracing. La capacité est évaluée en utilisant une configuration cellulaire identique à celle de Catreux avec un seul usager par cellule (figure 2.1) à la différence que l'utilisateur ne peut se déplacer que sur une grille afin de reproduire le déplacement typique d'une station mobile

2. À défaut de trouver un équivalent français, on désigne par le terme *street-canyon* une rue bordée par des édifices élevés.

3. *keyhole*

4. Équivalent français de *line-of-sight*.

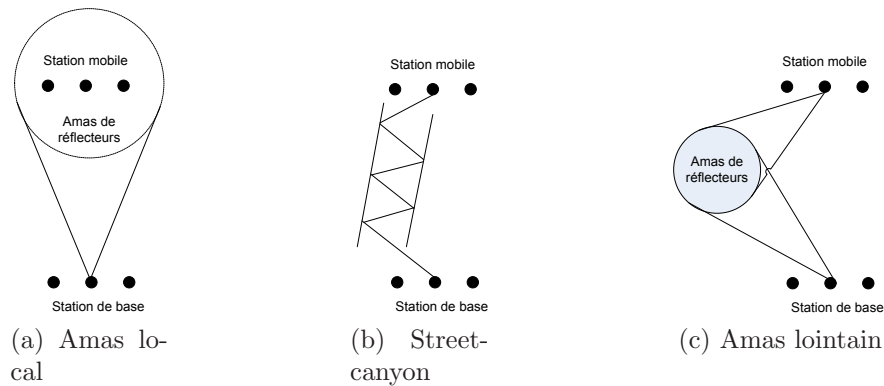


Figure 2.2 Mécanismes de propagation

en ville. Une simulation à faible puissance de transmission (ratio signal sur bruit (SNR) de 1 dB en moyenne dans la cellule) montre, outre le fait que l'utilisation d'antenne MIMO⁵ apporte un gain de capacité important, que la capacité prédite dans un contexte cellulaire est quasi identique à celle d'une liaison sans interférence co-cellulaire puisque le signal interférent est surtout dominé par le bruit thermique. Elle montre aussi que l'emploi du *waterfilling*⁶ à la station de base apporte un gain d'environ 20 % de la capacité médiane sur l'utilisation seule du beamforming alors que celui-ci apporte 15 % de gain sur une allocation uniforme de la puissance. Dans une seconde simulation à grand SNR (49 dB en moyenne), l'interférence co-cellulaire domine et dégrade considérablement les performances du système. Les auteurs notent une forte diminution du gain de waterfilling (moins de 10 % par rapport à une allocation uniforme). Ils concluent que l'interférence doit absolument être modélisée pour évaluer correctement les réseaux cellulaires qui fonctionnent en régime grand SNR.

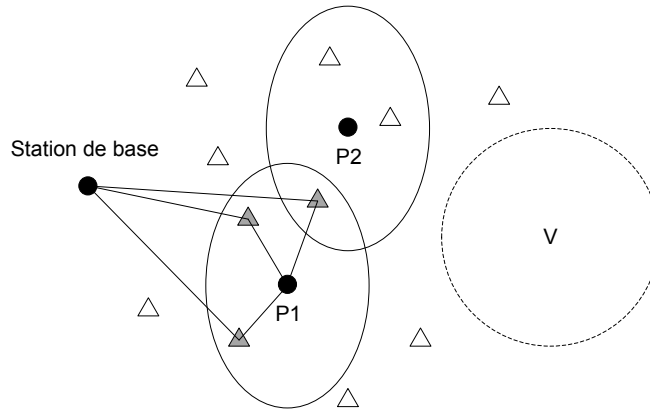


Figure 2.3 Le modèle MDDCM.

2.3 Les modèles de canal basés sur la corrélation

Le modèle MDDCM a l'inconvénient de devoir connaître l'emplacement des réflecteurs et des régions de visibilité des amas lointains et d'avoir à recourir à l'utilisation du ray-tracing qui peut devenir complexe si l'effet street-canyon est considéré. Des approches pour générer les coefficients d'évanouissement sans se préoccuper de l'emplacement précis et des propriétés des réflecteurs existent. Le modèle de Kronecker développé en partie par Kermoal *et al.* (2002) suppose que la matrice de corrélation du canal est séparable en deux autres : une

5. Fugen a simulé un système de 4 antennes à la station de base et 4 antennes à la station mobile avec un espacement d'une demi longueur d'onde.

6. À défaut de trouver un équivalent français, on utilise dans ce travail le terme anglais *waterfilling* pour désigner la méthode d'allocation de puissance qui maximise la capacité d'un canal.

matrice de corrélation \mathbf{R}_T du côté transmetteur et une matrice de corrélation \mathbf{R}_R du côté récepteur. La matrice des coefficients d'évanouissement associée à un amas peut être générée par $\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_R)}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_T^{T/2}$, où $(.)^T$ désigne la transposition et \mathbf{G} est une matrice aléatoire dont les éléments sont indépendants et distribués selon $\mathcal{CN}(0, 1)$. La condition de séparabilité permet de modéliser les conditions de propagation à la station de base indépendamment des conditions à la station mobile. Plusieurs auteurs dont Loyka et Tsoulos (2002) et Durgin et Rappaport (2000) proposent des méthodes pour obtenir génériquement les coefficients des matrices \mathbf{R}_R et \mathbf{R}_T . L'erreur de prédiction du modèle de Kronecker n'est pas encore clairement établie. En effet, une étude par Abouda *et al.* (2006) suggère que le modèle de Kronecker a tendance à surestimer légèrement la capacité ergodique par rapport aux résultats mesurés tandis qu'une autre par Herdin *et al.* (2004) suggère l'inverse. Dans tous les cas, Weichselberger *et al.* (2006) attribue cette erreur de prédiction à l'hypothèse de séparabilité. C'est pourquoi d'autres auteurs ont développé des modèles qui relaxent cette hypothèse en introduisant un facteur de couplage entre la corrélation au transmetteur et celle au récepteur (Sayeed, 2002; Weichselberger *et al.*, 2006). Mais de façon générale le modèle de Kronecker est considéré suffisamment précis pour évaluer la capacité des systèmes de petite taille en particulier les systèmes 2×2 tandis que le modèle proposé par Weichselberger *et al.* (2006) se montre nettement plus précis pour ceux de taille supérieure (8×8) (Correia, 2006). Le modèle de Kronecker reste néanmoins très populaire auprès des chercheurs en raison de sa simplicité et parce qu'il permet d'optimiser le transmetteur et le récepteur indépendamment.

2.4 Le modèle de canal SCM

Le 3GPP propose le Spatial Channel Model (SCM) afin de modéliser les systèmes MIMO à large bande (inférieure à 5Mhz) qui suppose que le signal parvient au récepteur après avoir été réfléchi par un nombre fini d'amas de réflecteurs (3GPP, 2008). En fait, le modèle SCM est plutôt un protocole de simulation de réseau cellulaire qu'un simple modèle de canal et spécifie comment modéliser la corrélation des paramètres à grande échelle. Il contient également des clauses qui expliquent comment modéliser l'effet street-canyon et la ligne de visibilité directe et constitue en quelque sorte une évolution du modèle MDDCM. Par contre, les paramètres à grande échelle sont directement modélisés sans devoir connaître la position des réflecteurs ce qui évite de recourir à du ray-tracing. Cependant, Jaeckel *et al.* (2009) ont montré que le modèle SCM prédit une borne inférieure de la capacité car il surestime la corrélation des paramètres à grande échelle. Par exemple, les signaux émis par les différentes antennes des secteurs d'une station de base donnée sont supposés emprunter les mêmes trajets. Or, Jaeckel *et al.* (2009) souligne qu'en pratique les antennes sont parfois placées à des extrémités

opposées du toit d'un édifice et donc séparées possiblement par des dizaines mètres. Ceci a pour effet d'annuler la corrélation inter-secteur de l'étalement angulaire et de l'étalement temporel lorsque la station de base est à la même hauteur que les édifices voisins. Le modèle Spatial Channel Model Extended (SCME) développé par Baum *et al.* (2005) dans le cadre du projet WINNER s'adresse aux réseaux ayant une bande passante encore plus élevée (jusqu'à 100 MHz).

Pan *et al.* (2007) ont examiné l'influence des caractéristiques spatiales (nombre d'antenne et espacement) sur la capacité ergodique d'une liaison point-à-point en employant le modèle SCM. Ils ont supposé que le signal emprunte un seul trajet⁷ et que l'interférence est assimilable à du bruit blanc gaussien. Leurs simulations ont montré dans un premier temps que la capacité prédite par le modèle SCM est considérablement plus faible, jusqu'à trois fois, que celle prédite par un modèle de Rayleigh non corrélé ou des modèles one-ring à régime petit ou grand SNR (3 dB ou 20 dB). Elles ont montré dans un deuxième temps que la capacité n'est pas directement proportionnel à $\min(n_T, n_R)$ contrairement au modèle de Rayleigh, n_T et n_R étant respectivement le nombre d'antenne au transmetteur et au récepteur. Par exemple, doubler n_R et n_T conduit à une augmentation de la capacité située entre 40 et 65% selon le scénario simulé.

Alors que Pan *et al.* (2007) se sont penchés uniquement sur le cas d'une liaison point-à-point plate en fréquence, Vieira *et al.* (2008) ont cherché à estimer l'influence des caractéristiques spatiales dans un contexte cellulaire en utilisant un modèle de canal sélectif en fréquence similaire à SCM. L'atténuation de parcours et les caractéristiques des amas de réflecteurs ont été déterminées en s'appuyant sur des données cartographiques de la ville de Lisbonne tandis que la position de la station mobile est générée en utilisant un modèle de mobilité qui reproduit les déplacements typique d'un usager en milieu urbain. Les résultats suggèrent que la configuration 2×2 MIMO avec un espacement d'une demie longueur d'onde offre le meilleur compromis entre la capacité et la taille des réseaux d'antennes. De plus, augmenter l'espacement des antennes peut mener à une légère diminution de la capacité lorsque le transmetteur connaît l'état du canal, phénomène non observé par Pan *et al.* (2007). Cependant, les simulations ont été effectuées pour un SNR moyen fixe de 5 dB seulement alors qu'en pratique la puissance du signal reçu peut varier par des dizaines de dB en fonction de la position de l'usager. Comme beaucoup d'auteurs, Vieira *et al.* (2008) ont assimilé les interférences à du bruit blanc gaussien.

7. La notion de trajet au sens du modèle SCM sera expliquée dans la section 3.2

2.5 La capacité des réseaux MIMO en pratique

Toutes les études mentionnées ne se sont intéressées qu'à la borne théorique de Shannon des systèmes MIMO. Or, même en posant l'hypothèse que l'interférence est assimilable à du bruit blanc et gaussien, cette borne ne peut pas être atteinte en pratique d'une part parce qu'elle implique l'utilisation de mots de code de longueur infinie et d'autre part à cause des contraintes d'implémentation des systèmes de communication réels. Afin d'évaluer les performances d'un réseau cellulaire en tenant compte de ces contraintes, Mogensen *et al.* (2007) ont introduit un facteur pour tenir compte de la bande passante effective du système et un facteur pour le SNR effectif du système dans le canal de la capacité. Ils ont montrés qu'en considérant les détails d'implémentation, le débit possible d'un réseau respectant HSDPA-OFDM en utilisant des antennes MIMO 2x2 se situe entre 1.6 et 3 dB de la capacité de Shannon.

Enfin, bien que la plupart de ces modèles sont présentés par leurs auteurs comme étant réalistes, très peu d'effort a été fait pour les valider expérimentalement et rigoureusement (Correia, 2006). Néanmoins, il est généralement admis qu'il est suffisant de modéliser les atténuations du canal pour estimer les performances d'un système à bande étroite tandis que l'évaluation des systèmes à large bande requiert aussi une modélisation de l'étalement temporel et parfois aussi des directions d'arrivée et de départ des signaux.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION DU CANAL MIMO ET DU RÉSEAU CELLULAIRE

Ce chapitre a pour objectif d'expliquer la modélisation de la réponse impulsionnelle d'un canal MIMO soit la matrice $\mathbf{H}(\tau)$ qui sera décrite plus loin. Trois modèles de canal MIMO ont été employés dans ce travail : le Spatial Channel Model (SCM), le modèle Kronecker-Salz-Winters (KSW) et le modèle de Rayleigh sélectif en fréquence.

De nombreux modèles pour générer la matrice de canal de façon synthétique ont été développés. Le 3GPP propose le modèle SCM pour simuler un canal de communication. Il s'agit en fait d'un ensemble de modèles permettant de simuler le canal de propagation de plusieurs environnements de propagation. Nous avons cependant choisi d'implémenter seulement les modèles spécifiques aux macro-cellules sous-urbaines et aux micro-cellules urbaines. Deux autres modèles ont aussi été implémentés. L'un est basé sur la structure de Kronecker et l'autre sur le modèle de Rayleigh. Les environnements micro-cellule urbaine et macro-cellule sous-urbaine ont été simulés dans ce travail car il s'agit généralement des environnements qui ont la plus grande concentration d'utilisateurs et ceux qui intéressent le plus les opérateurs mobiles. Dans l'environnement urbain, la station de base est à la même hauteur que les édifices voisins tandis que dans l'environnement sous-urbain, la station de base se trouve au-dessus des édifices. Par conséquent, l'étalement angulaire est plus grand dans l'environnement urbain. À noter, que le terme *sous-urbain* est emprunté du 3GPP pour parler d'un environnement de banlieue. On parle de micro-cellule lorsque le rayon de couverture est inférieur à 500m et de macro-cellule lorsque le rayon est d'environ 1500m. Cependant, pour effectuer une comparaison équitable, le rayon a été fixé à 500m dans les deux environnements.

La première section de ce chapitre présente une introduction aux canaux MIMO. La prochaine section explique comment le canal de propagation en bande de base sur la liaison descendante a été modélisé pour chacun des modèles. La configuration du réseau cellulaire est présentée dans la section suivante.

3.1 Le canal MIMO

3.1.1 Modélisation des canaux SISO

Cette section a pour premier objectif d'introduire les systèmes MIMO et de présenter les résultats importants connus de la littérature. Le deuxième objectif est de présenter une analyse qui permet de mettre en relation les propriétés physiques des systèmes MIMO avec la

modélisation du canal. Cette section n'a pas la prétention de constituer un cours complet mais une synthèse. Le lecteur est prié de consulter des ouvrages spécialisée comme *Fundamentals of Wireless Communication* (Tse et Viswanath, 2005) et *Space-Time Codes and MIMO Systems* (Jankiraman, 2004) pour une analyse détaillée. Les résultats de cette section ont justement été tirés de ces ouvrages sauf indication contraire.

Soit le système de communication sans-fil ayant une antenne de transmission et une antenne de réception illustré à la figure 3.1. Dans ce travail, l'antenne de transmission et l'antenne de réception sont considérées comme étant une source ponctuelle de signal et un capteur ponctuel de signal idéaux. Les propriétés physiques des antennes telles que les dimensions physiques, le couplage et la polarité ne sont donc pas considérées. Les signaux en bande de base sont convertis vers une bande passante centrée autour d'une fréquence porteuse f_c avant d'être transmis dans le canal sans-fil (voir figure 3.2). Tout système linéaire invariant dans le temps peut être complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle (Proakis et Salehi, 2004). Elle correspond à la réponse du système si on lui injecte une impulsion de

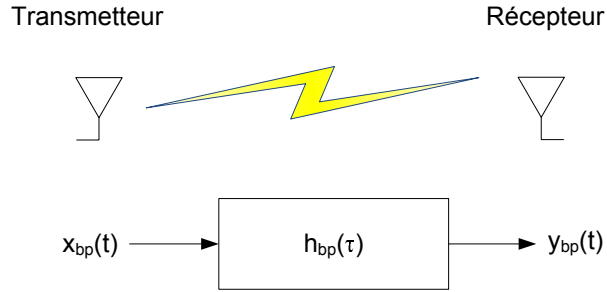


Figure 3.1 Canal sans-fil.

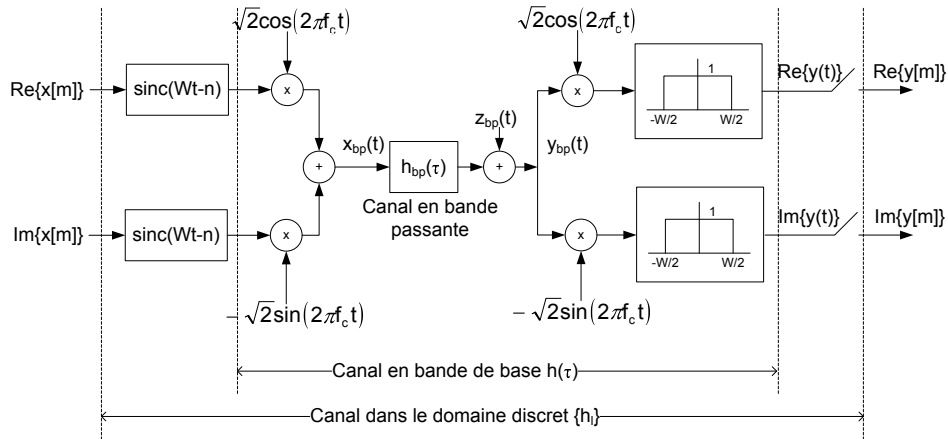


Figure 3.2 Canal de transmission en bande de base dans le domaine discret.

Dirac. Dans le cas précis d'un canal sans-fil, le récepteur reçoit plusieurs copies retardées¹ du signal émis. Par conséquent, si le transmetteur émet une impulsion, la réponse impulsionnelle du système en bande passante est

$$h_{bp}(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n^{bp} \delta(\tau - \tau_n) \quad (3.1)$$

où a_n^{bp} et τ_n sont respectivement le gain et le délai du trajet² n . N est le nombre total de trajets empruntés par le signal. On suppose que l'environnement de propagation change lentement le temps d'une transmission de sorte qu'on puisse considérer les délais et les gains invariants dans le temps. Si le transmetteur émet un signal complexe³ $x_{bp}(t)$, le signal $y_{bp}(t)$ au récepteur est

$$y_{bp}(t) = h_{bp}(\tau) \star x_{bp}(t) + z_{bp}(t) \quad (3.2)$$

où $z_{bp}(t)$ est un bruit additif. Dans cette section, le bruit est modélisé comme étant une variable aléatoire de densité complexe normale $\mathcal{CN}(0, N_0)$ où N_0 est la densité spectrale du bruit. Puisque dans les systèmes de télécommunication les traitements se font en bande de base, on s'intéressera à partir de maintenant uniquement à la réponse du canal en bande de base $h(\tau)$ qui est tel que

$$y(t) = h(\tau) \star x(t) + z(t) \quad (3.3)$$

où $x(t)$ et $y(t)$ sont les signaux en bande de base au transmetteur et au récepteur respectivement. Le bruit $z(t)$ a les mêmes propriétés statistiques que $z_{bp}(t)$. On peut montrer que $h(\tau)$ est donné par l'équation

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(\tau - \tau_n) \quad (3.4)$$

où $a_n = a_n^{bp} e^{-j2\pi f_c \tau_n}$. Dans les systèmes de communication numérique, le traitement du signal se fait non seulement en bande de base mais aussi dans le domaine discret⁴. Autrement dit, les symboles sont transmis à un taux de W symboles par seconde à travers le canal. Le récepteur échantillonne le signal reçu à un taux identique. Notons par $x[m]$ et $y[m]$ les *mièmes* symboles

1. Les signaux se propagent à ras le sol dans les systèmes de communication sans-fil terrestres et peuvent emprunter plusieurs trajets pour se rendre au récepteur.

2. Un trajet correspond à une raie dans cette section seulement. Un trajet aura un sens différent et correspondra à un ensemble de raies à partir de la section suivante.

3. Un signal complexe est une représentation mathématique des composantes en quadrature d'un signal réel. Les parties réelle et imaginaire sont simplement les composantes en phase et en quadrature du signal réel.

4. Le signal est discret au sens du temps. Cela ne signifie pas nécessairement que les symboles appartiennent à un alphabet de taille fini.

au transmetteur et au récepteur respectivement. On peut montrer que

$$y[m] = \sum_l h_l x[m-l] + z[m] \quad (3.5)$$

où $h_l = \sum_n a_n \text{sinc}[l - \tau_n W]$. Un canal sans-fil dans le domaine discret agit comme un filtre numérique. Pour un canal plat en fréquence, c'est-à-dire un canal dont l'amplitude de la réponse fréquentielle est constante ou une réponse temporelle composée d'une seule impulsion, on aura un seul terme non nul dans la somme tel que

$$y[m] = hx[m] + z[m]. \quad (3.6)$$

Autrement dit, un canal plat en fréquence est un canal sans mémoire.

Revenons au canal en bande de base dans le domaine continu. La figure 3.3 montre les fluctuations typiques d'un signal perçu au récepteur. Ces fluctuations sont appelées *évanouissements*. On distingue des évanouissements à grande échelle et des évanouissements à petite échelle. Ces dernières sont causées par des combinaisons constructives et destructives des différentes copies du signal qui arrivent au récepteur. Le processus de communication peut être interrompu si le canal se trouve dans un évanouissement profond. Différentes stratégies existent pour remédier à cette situation. On peut par exemple appliquer un codage de répétition combiné avec un entrelaceur au détriment d'une efficacité spectrale réduite. Une autre solution consiste à recueillir plusieurs échantillons du signal à différents endroits d'où l'utilité des systèmes multi-antenne qui feront l'objet de la sous-section suivante.

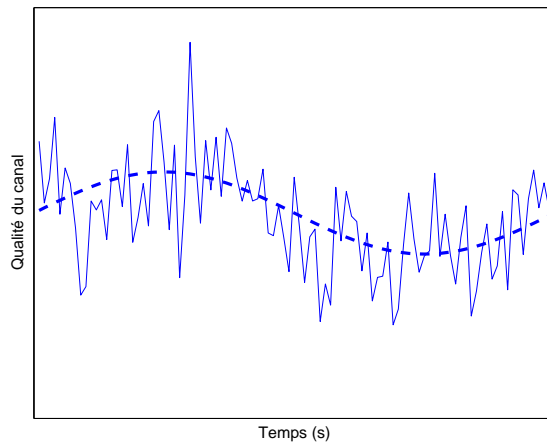


Figure 3.3 La qualité d'un canal sans-fil fluctue dans le temps.

3.1.2 Modélisation des canaux MIMO

Un système MIMO est un système de communication sans-fil pour lequel le transmetteur et le récepteur peuvent être équipés de plusieurs antennes pour exploiter les caractéristiques spatiales du milieu de propagation. La figure 3.4 illustre de façon conceptuelle un canal MIMO ayant n_T antennes de transmission et n_R antennes réceptrices. Les antennes au transmetteur et au récepteur forment respectivement des réseaux et collaborent entre elles pour accroître les performances. Si $h_{ba}(\tau)$ est la réponse impulsionnelle du sous-canal entre l'antenne transmettrice a et l'antenne réceptrice b alors selon le principe de superposition les signaux captés par chacune des antennes de réception sont donnés par

$$y_1(t) = h_{11}(\tau) \star x_1(t) + h_{12}(\tau) \star x_2(t) + \dots + h_{1n_T}(\tau) \star x_{n_T}(t) + z_1(t) \quad (3.7)$$

$$y_2(t) = h_{21}(\tau) \star x_1(t) + h_{22}(\tau) \star x_2(t) + \dots + h_{2n_T}(\tau) \star x_{n_T}(t) + z_2(t) \quad (3.8)$$

$$\vdots$$

$$y_{n_R}(t) = h_{n_R1}(\tau) \star x_1(t) + h_{n_R2}(\tau) \star x_2(t) + \dots + h_{n_Rn_T}(\tau) \star x_{n_T}(t) + z_{n_R}(t) \quad (3.9)$$

où $x_i(t)$ et $y_i(t)$ sont les signaux transmis et reçu respectivement par l'antenne de transmission et de réception i . $z_i(t)$ est le bruit complexe normale de densité spectrale N_0 . Ces équations peuvent être réécrites de façon plus compacte sous une forme matricielle :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_{n_R}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11}(\tau) & h_{12}(\tau) & \dots & h_{1n_T}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & h_{22}(\tau) & \dots & h_{2n_T}(\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1}(\tau) & h_{n_R2}(\tau) & \dots & h_{n_Rn_T}(\tau) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(\tau)} \star \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n_T}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_{n_R}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}(t)} \quad (3.10)$$

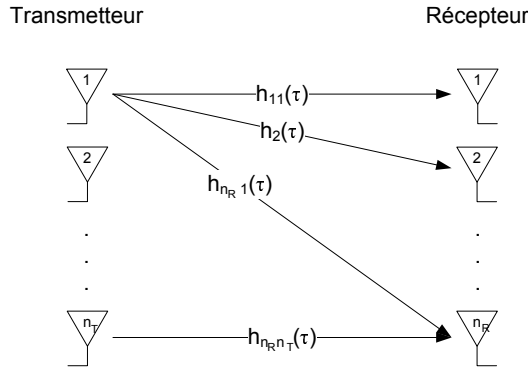


Figure 3.4 Un canal MIMO conceptualisé.

Cette équation constitue une généralisation de l'équation 3.3 au canaux MIMO. De façon similaire, on a dans le domaine discret

$$\mathbf{y}[m] = \sum_l \mathbf{H}_l \mathbf{x}[m-l] + \mathbf{z}[m]. \quad (3.11)$$

Pour un canal plat en fréquence, on a simplement

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3.12)$$

où les indexes m ont été éliminés afin d'alléger l'écriture. Cette section s'intéressera à partir de maintenant uniquement aux canaux plats en fréquence d'une part parce que leur analyse est plus aisée et d'autre part parce qu'un canal sélectif en fréquence peut être ramené en un ensemble de canaux plats en fréquence. La capacité d'un tel canal est donnée par

$$C = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{1}{N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^* \right| \quad (3.13)$$

où $\mathbf{R}_x = \mathbf{x}\mathbf{x}^*$ est la matrice de covariance du signal transmis qui est telle que $\text{tr}\{\mathbf{R}_x\} = E_s$. E_s est l'énergie moyenne émise par utilisation du canal. La formule 3.13 implique que la matrice de canal est connue alors qu'elle est en fait aléatoire. Elle est très souvent modélisée par le modèle de canal de Rayleigh non corrélé selon lequel tous les éléments sont indépendants et distribués selon $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$. Or, ceci suppose que les canaux vus par deux antennes, même très proches, sont non corrélés. En fait, le modèle de Rayleigh ne tient pas compte de la géométrie des réseaux d'antennes. On définit la matrice de corrélation spatiale du canal comme étant (Correia, 2006)

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}^*(\mathbf{H})\} \quad (3.14)$$

où $\text{vec}(\mathbf{H})$ est une opération qui forme un vecteur en empilant les colonnes de la matrices \mathbf{H} . Si les sous-canaux sont spatialement non corrélés alors $\mathbf{R} = \sigma^2 \mathbf{I}$.

Le transmetteur peut convertir un canal MIMO en un maximum de $n_{\min} = \min\{n_T, n_R\}$ canaux parallèles (ou modes de transmission) s'il connaît l'état du canal (et si le récepteur le connaît aussi). À noter que n_{\min} correspond au rang de la matrice \mathbf{H} pour un canal de Rayleigh. La capacité est simplement donnée par

$$C \approx \sum_{i=1}^{n_{\min}} \log_2 \left(1 + \frac{E_i \lambda_i^2}{N_0} \right) \quad (3.15)$$

où λ_i est à la fois la valeur singulière i de \mathbf{H} et le gain du mode de transmission i , $i = 1 \dots n_{\min}$. E_i est l'énergie par utilisation du canal attribuée au mode i . La répartition optimale de la

puissance est donnée par la méthode du waterfilling. À petit rapport signal-à-bruit (SNR), le transmetteur a tendance à concentrer l'énergie sur les modes les plus forts. À grand SNR, on peut montrer que la capacité augmente lorsque le conditionnement $\frac{\max_i \lambda_i}{\min_i \lambda_i}$ s'améliore.

Si la connaissance du canal n'est pas disponible au transmetteur, la stratégie naturelle consiste à répartir uniformément la puissance sur les antennes donc $\mathbf{R}_x = \mathbf{I}$. Cette stratégie est un cas particulier de la répartition par waterfilling lorsque $n_{\min} = n_T$ et lorsque le canal est parfaitement conditionné. Ainsi, sans connaissance du canal au transmetteur, les performances s'améliorent aussi avec le conditionnement du canal.

Pour un canal de Rayleigh, si $n_T = n_R = n_X$ et si on peut approximer la capacité ergodique par

$$C = n_X \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_o} \right). \quad (3.16)$$

Autrement dit, on a d'une part que la capacité MIMO est environ n_X fois plus élevée que la capacité d'un canal à entrée et à sortie simples (SISO). D'autre part, cela signifie qu'il suffit d'ajouter des antennes pour augmenter facilement la capacité MIMO en bps/Hz. Pour un système de communication limité en bande de passante, l'utilisation du MIMO permet d'améliorer significativement l'efficacité spectrale. Cependant, ce résultat est valide pour un canal de Rayleigh, ce qui implique des sous-canaux non corrélés. La prochaine sous-section présente une analyse qui permet de mettre en relation les dimensions des réseaux d'antenne avec le conditionnement de la matrice et avec la corrélation des sous-canaux tandis que la prochaine section met en évidence l'invalidité du modèle de Rayleigh et propose des modèles plus réalistes. Cependant, on s'attend intuitivement à ce qu'augmenter l'espacement des antennes conduit à réduire la corrélation entre les sous-canaux.

3.1.3 Modélisation physique des canaux MIMO

La sous-section précédente a présenté une modélisation mathématique des canaux MIMO et l'évaluation des performances en supposant une matrice de canal déterministe sans se préoccuper de la physicalité du canal de propagation. Cette sous-section montre comment la répartition des réflecteurs et certains paramètres physiques des réseaux d'antennes influencent la matrice de canal.

Modèle MIMO avec un seul réflecteur

Soit le système MIMO montré à la figure 3.5 ayant n_T antennes de transmission et n_R antennes de réception. L'espacement entre les antennes est de d_T au transmetteur et d_R au récepteur. Un réflecteur fait office de station relai, captant les signaux émis par le transmetteur et les retransmettant vers le récepteur. Examinons d'abord le cas où on a seulement un

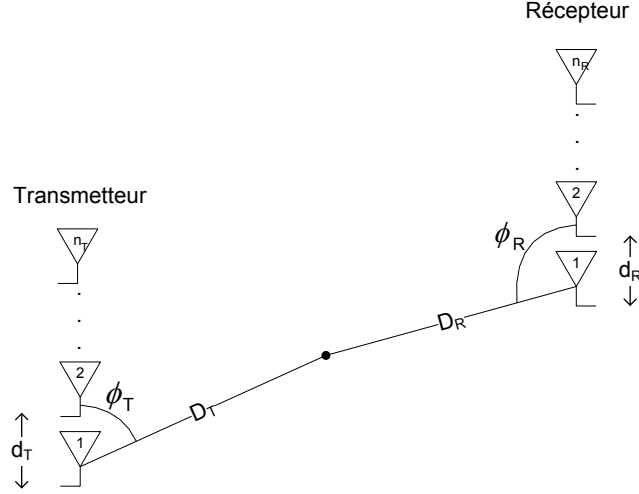


Figure 3.5 Un canal MIMO avec un réflecteur.

seul réflecteur avant de passer au cas où on a plusieurs réflecteurs. Soit \mathbf{h}_T le canal entre le transmetteur et le réflecteur et \mathbf{h}_R le canal entre le réflecteur et le récepteur. \mathbf{h}_T et \mathbf{h}_R sont approximés par

$$\mathbf{h}_T = a_T e^{\frac{j2\pi D_T}{\lambda}} \mathbf{e}_T(\Omega_T) \quad (3.17)$$

$$\mathbf{h}_R = a_R e^{\frac{j2\pi D_R}{\lambda}} \mathbf{e}_R(\Omega_R) \quad (3.18)$$

où a_T et a_R sont les atténuations sur les trajets. D_T et D_R sont respectivement la distance qui sépare le réflecteur de l'antenne de transmission 1 et celle qui sépare le réflecteur de l'antenne de réception 1. $\mathbf{e}_T(\Omega_T)$ et $\mathbf{e}_R(\Omega_R)$ sont appelés les signatures spatiales et sont données par

$$\mathbf{e}_T(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{n_T}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi d_T \Omega} \\ e^{-j2\pi 2d_T \Omega} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi (n_T-1)d_T \Omega} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{e}_R(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{n_R}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi d_R \Omega} \\ e^{-j2\pi 2d_R \Omega} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi (n_R-1)d_R \Omega} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

où $\Omega_T = \cos(\phi_T)$ et $\Omega_R = \cos(\phi_R)$ sont appelés les cosinus directionnels au transmetteur et au récepteur. Si le transmetteur émet le signal \mathbf{x} alors le réflecteur reçoit le signal $\mathbf{h}_T^* \mathbf{x}$ et le retransmet au récepteur qui reçoit au final le signal

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{h}_R \mathbf{h}_T^* \mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= a_T a_R \sqrt{n_T n_R} e^{\frac{-j2\pi(D_R + D_T)}{\lambda}} \mathbf{e}_R(\Omega_R) \mathbf{e}_T^*(\Omega_T) + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (3.21)$$

où $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, N_0 \mathbf{I})$. Bref, on voit par inspection que la matrice de canal est

$$\mathbf{H} = a \mathbf{e}_R(\Omega_R) \mathbf{e}_T^*(\Omega_T) \quad (3.22)$$

où $a = a_T a_R \sqrt{n_T n_R} e^{\frac{-j2\pi(D_R + D_T)}{\lambda}}$.

Modèle MIMO avec un deux réflecteur

Considérons maintenant le canal de propagation illustré à la figure 3.6 où le signal se propage par le biais de deux réflecteurs. Puisque le canal reçu est la somme des signaux qui passent par chacun des réflecteurs, le canal MIMO est donné par

$$\mathbf{H} = a_1 \mathbf{e}_R(\Omega_{R1}) \mathbf{e}_T^*(\Omega_{T1}) + a_2 \mathbf{e}_R(\Omega_{R2}) \mathbf{e}_T^*(\Omega_{T2}) \quad (3.23)$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \mathbf{e}_R(\Omega_{R1}) & a_2 \mathbf{e}_R(\Omega_{R2}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}''} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_T^*(\Omega_{T1}) \\ \mathbf{e}_T^*(\Omega_{T2}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}'}. \quad (3.24)$$

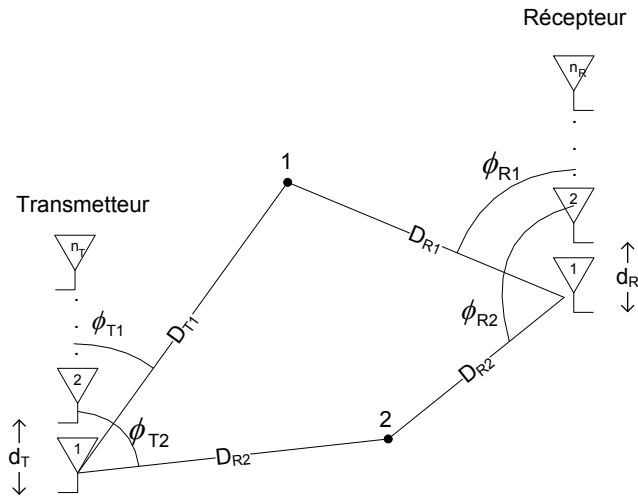


Figure 3.6 Un canal MIMO avec deux réflecteurs.

La matrice \mathbf{H}' peut être interprétée comme étant la matrice de canal entre le transmetteur et la paire de réflecteurs et la matrice \mathbf{H}'' peut être interprétée comme étant la matrice de canal entre la paire de réflecteurs et le récepteur. Pour que \mathbf{H}' et \mathbf{H}'' soient adéquatement conditionnés une condition minimale est que $|\Omega_{T1} - \Omega_{T2}|$ soit de l'ordre de ou supérieur à $1/L_T$ et que $|\Omega_{R1} - \Omega_{R2}|$ soit de l'ordre de ou supérieur $1/L_R$. $L_T = n_T d_T$ et $L_R = n_R d_R$ sont respectivement les envergures⁵ des réseaux d'antennes au transmetteur et au récepteur. En fait, le conditionnement est lié à la capacité de discerner les signaux le long de différents trajets. Par exemple, pour tenter d'isoler la composante du signal provenant du réflecteur 1 de celle provenant du réflecteur 2, le récepteur peut projeter le signal reçu \mathbf{y} sur la direction du canal vu par le réflecteur 1 :

$$\mathbf{e}_R^*(\Omega_{R1})\mathbf{y} = \mathbf{e}_R^*(\Omega_{R1}) [a_1\mathbf{e}_R(\Omega_{R1})x_1 + a_2\mathbf{e}_R(\Omega_{R2})x_2 + \mathbf{z}] \quad (3.25)$$

$$= a_1x_1 + a_2\mathbf{e}_R^*(\Omega_{R1})\mathbf{e}_R(\Omega_{R2})x_2 + \mathbf{e}_R^*\mathbf{z} \quad (3.26)$$

où \mathbf{z} est le bruit additif, et x_1 et x_2 sont les signaux provenant des réflecteur 1 et 2 respectivement. Si les signatures spatiales sont telles que $\mathbf{e}_R^*(\Omega_{R1})\mathbf{e}_R(\Omega_{R2}) \approx 0$ (donc presque orthogonales) alors \mathbf{H}'' sera bien conditionné⁶ et le deuxième terme de l'équation 3.26 deviendra négligeable. Par contre, si \mathbf{H}'' est mal conditionné le récepteur ne pourra pas isoler les composantes du signal même si il est de rang complet. Deux trajets ayant une distance angulaire $\Omega_{R1} - \Omega_{R2} < 1/L_R$ sont considérés indiscernables. Une analyse similaire du côté récepteur conduit aux mêmes conclusions.

Si \mathbf{H}' et \mathbf{H}'' sont bien conditionnés alors $\mathbf{H} = \mathbf{H}''\mathbf{H}'$ le sera également. Pour offrir un pouvoir de multiplexage spatial et pour disposer d'un canal bien conditionné il faut soit que les réflecteurs soient angulairement suffisamment séparés⁷ ou soit augmenter l'envergure L des antennes. Cette dernière permet d'affiner la résolution $1/L$ des réseaux d'antennes.

Représentation dans le domaine angulaire d'un canal MIMO avec une multitude de réflecteurs

Soient les matrices unitaires $\mathbf{U}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_T(0) & \mathbf{e}_T(\frac{1}{L_T}) & \dots & \mathbf{e}_T(\frac{n_T-1}{L_T}) \end{bmatrix}$ et $\mathbf{U}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_R(0) & \mathbf{e}_R(\frac{1}{L_R}) & \dots & \mathbf{e}_R(\frac{n_R-1}{L_R}) \end{bmatrix}$. Les colonnes de \mathbf{U}_T forment une base orthonormale qu'on nommera \mathcal{S}_T et les colonnes de \mathbf{U}_R forment une base orthonormale qu'on nommera \mathcal{S}_R . Les vecteurs $\mathbf{x}^a = \mathbf{U}_T^*\mathbf{x}$ et $\mathbf{y}^a = \mathbf{U}_R^*\mathbf{y}$ sont la représentation dans le domaine angulaire des vecteurs \mathbf{x} et \mathbf{y} respectivement. \mathbf{x}^a et

5. Même si techniquement on devrait avoir $L_T = (n_T - 1)d_T$ et $L_R = (n_R - 1)d_R$.

6. Pour être rigoureux, il faudrait que $a_1 = a_2$. On ne cherche qu'à se faire une idée de l'influence de la séparation angulaire sur le conditionnement.

7. On verra bientôt que cette condition est nécessaire mais pas suffisante.

\mathbf{y}^a sont liés par la relation

$$\mathbf{y}^a = \underbrace{\mathbf{U}_R^* \mathbf{H} \mathbf{U}_T}_{\mathbf{H}^a} \mathbf{x}^a + \mathbf{U}_R^* \mathbf{z} \quad (3.27)$$

Les colonnes des matrices \mathbf{U}_T et \mathbf{U}_R sont des signatures spatiales correspondant à une ou plusieurs (ou parfois aucune) directions de départ ou d'arrivée. Autrement dit, on est passé d'un canal MIMO pour lequel les entrées et sorties sont les signaux émis ou reçus sur les antennes à un canal MIMO pour lequel les entrées sont les composantes du signal émis dans des directions de départ associées aux colonnes de \mathbf{U}_T et les sorties sont les composantes du signal reçu dans des directions d'arrivée correspondant aux colonnes de \mathbf{U}_R . L'élément (k, l) de la nouvelle matrice de canal est donné par

$$h_{kl}^a = \mathbf{e}_R^*(k/L_R) \mathbf{H} \mathbf{e}_T(l/L_T). \quad (3.28)$$

En insérant l'équation 3.22 dans 3.28, on obtient dans le cas d'un canal avec un seul réflecteur :

$$h_{kl}^a = a \underbrace{\mathbf{e}_R^*(k/L_R) \mathbf{e}_R(\Omega_R)}_{f_R(l/L_R, \Omega_R)} \underbrace{\mathbf{e}_T^*(\Omega_T) \mathbf{e}_T(l/L_T)}_{f_T(l/L_T, \Omega_T)}. \quad (3.29)$$

L'élément (k, l) correspond donc au gain subit par la composante du signal qui quitte le transmetteur dans la direction $\arccos(l/L_T)$ et qui arrive au récepteur dans la direction $\arccos(k/L_R)$. Si on trace l'amplitude du gain⁸ f_R en fonction de ϕ_R en coordonné polaire,

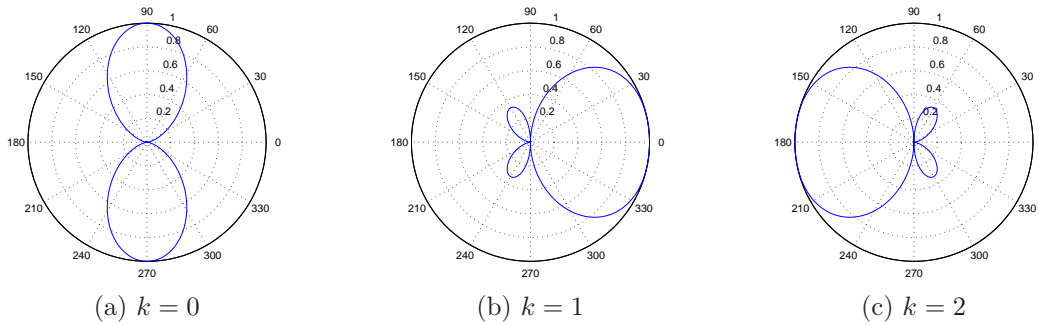


Figure 3.7 Gain $f_R(k/L_R, \Omega_R)$. $L_R = \lambda$. $n_R = 3$

on obtient des rosaces tel qu'illustré à la figure 3.7. Ces rosaces présentent des petits lobes et des grands lobes. Les figures sont semblables pour f_T et ne sont pas dessinées ici par souci de concision. Quelques remarques s'imposent :

8. Ce gain est appelé gain de *beamforming*.

1. Les grands lobes ont une largeur de $2/L$ au sens du cosinus directionnel, L étant l'envergure du réseau d'antenne considéré. La largeur du grand lobe est appelée l'ouverture du faisceau⁹.
2. Les lobes sont symétriques par rapport à l'axe. 0° - 180° .
3. Si $d_T < \lambda/2$ alors certaines signatures spatiales $\mathbf{e}_T(l/L_T)$ ne correspondent à aucune direction de départ physique et les diagrammes polaires associés à ces signatures n'ont pas de grand lobe. λ est la longueur d'onde de la porteuse. Si $d_T > \lambda/2$ alors certaines signatures spatiales $\mathbf{e}_T(l/L_T)$ correspondent à plusieurs directions de départ physique et les diagrammes polaires associés à ces signatures ont plus qu'une paires de grands lobes. Si $d_T = \lambda/2$, les n_T directions spatiales $\mathbf{e}_T(l/L_T)$ ont un ou une paire de grands lobes. Les mêmes conclusions s'appliquent au récepteur.
4. La majeure partie de l'énergie d'un trajet qui arrive au récepteur se propage le long d'un vecteur \mathbf{e}_R particulier. Ceci est en raison du fait que les grands lobes sont orientés dans des directions différentes : si un trajet se trouve dans l'ouverture du faisceau d'une des directions spatiales \mathbf{e}_R , il se trouvera dans un petit lobe dans les autres directions spatiales.
5. Les trajets ayant des angles d'incidence qui sont tels que leur séparation angulaire est inférieure à $1/L$ ne peuvent pas être discrémisés par le réseau d'antennes.

Pour un canal avec plusieurs réflecteurs, l'élément h_{kl}^a est la somme des contributions de chaque réflecteur n :

$$h_{kl}^a = \sum_n a_n \mathbf{e}_R^*(k/L_R) \mathbf{e}_R(\Omega_{R,n}) \mathbf{e}_T^*(\Omega_{T,n}) \mathbf{e}_T(l/L_T). \quad (3.30)$$

Les trajets qui apportent une contribution significative au coefficient h_{kl}^a sont ceux pour lesquelles les gains $f_T(k/L_T, \Omega_T)$ et $f_R(k/L_R, \Omega_R)$ sont grands (≈ 1). Concrètement, les trajets dont les angles d'incidence se trouvent de la fenêtre angulaire de largeur $1/L_T$ centrée autour de la signature $\mathbf{e}_T(l/L_T)$ au transmetteur et dans la fenêtre angulaire de moins de $1/L_R$ centrée autour de la signature $\mathbf{e}_R(l/L_R)$ au récepteur contribuent essentiellement à l'élément h_{kl}^a de la matrice de canal \mathbf{H}^a et presque pas aux autres éléments (à cause de la remarque 4). On peut interpréter ce résultat comme si on avait classé les trajets dans $n_T \times n_R$ partitions h_{kl}^a . Si $d_T < \lambda/2$ alors certains éléments de \mathbf{H}^a seront presque nuls car les gains seront toujours faibles (à cause de la remarque 3).

9. Beam width

En considérant un modèle de canal statistique (un très grand nombre de réflecteurs), le rang de la matrice \mathbf{H}^a est donné avec une probabilité de 1 par

$$\text{rang}(\mathbf{H}^a) = \min\{\text{nombre de lignes non nulles}, \text{nombre de colonnes non nulles}\} \quad (3.31)$$

Si $d_R < \lambda/2$ ou $d_T < \lambda/2$, alors on aura forcément des lignes ou des colonnes approximativement nulles et le système ne bénéficiera pas du nombre maximum de degrés de liberté possible soit $\min(n_T, n_R)$. Si $d_R = \lambda/2$ ou $d_T = \lambda/2$ et que les réflecteurs sont concentrés

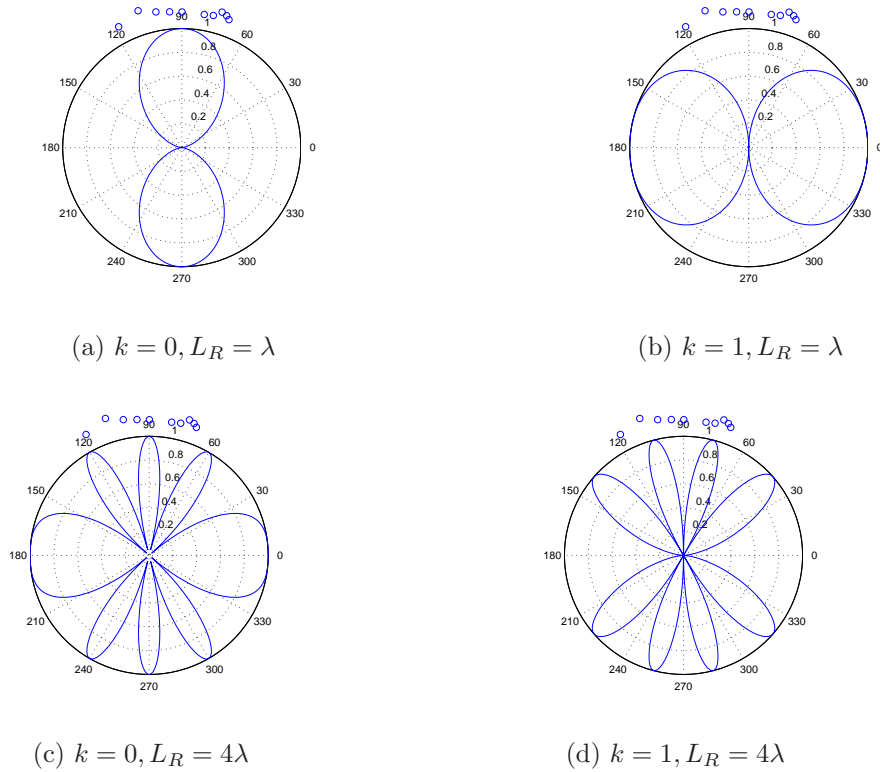


Figure 3.8 Gain $f_R(k/L_R, \Omega_R)$. $n_R = 2$. Augmenter l'espacement permet d'affiner la résolution d'un réseau d'antennes et fait apparaître des grands lobes secondaires. Les petits cercles représentent des réflecteurs.

dans certaines régions angulaires, on peut se retrouver encore une fois avec des éléments nuls. Augmenter l'espacement des antennes rétrécit la largeur des faisceaux et améliore la résolution des réseaux d'antennes. Si $d_R > \lambda/2$ ou $d_T > \lambda/2$, on verra apparaître des signatures avec plusieurs paires de lobes. Ceci permet de regrouper des trajets angulairement éloignés au sein de la même partition h_{kl}^a , ce qui réduit la probabilité d'avoir des partitions vides. Au niveau de la matrice de canal \mathbf{H} , ceci a pour effet de rendre les éléments moins corrélés. Pour que le modèle de Rayleigh en particulier soit valide, il faut qu'un grand nombre de réflecteurs

contribuent à chaque partition. Si l'énergie du signal n'est pas uniformément distribué autour des réseaux d'antennes, les antennes doivent être suffisamment espacées pour déployer plusieurs lobes dans des directions diversifiées (voir figure 3.8). Enfin, cette analyse appuie l'intuition de départ selon laquelle espacer les antennes permet de diminuer la corrélation du canal MIMO. Ce résultat a été confirmé par d'autres travaux dont ceux de Salz et Winters (1994) qui ont considéré un modèle spécifique de distribution des réflecteurs.

3.2 Le modèle de canal SCM

Le modèle SCM s'intéresse aux statistiques du délai, des angles d'arrivée et de départ et des puissances associés aux raies plutôt qu'aux réflecteurs eux-mêmes. Il suppose que le récepteur reçoit un nombre fini N de copies du signal émis. Chaque trajet n est composé de $M = 20$ sous-trajets (voir figure 3.9). À noter que certains auteurs préfèrent employer les termes *faisceau* ou *cluster*, et *réflecteur* ou *scatterer* pour parler des trajets et des sous-trajets, respectivement. Cependant, les termes *trajet* et *sous-trajet* sont utilisés dans ce travail afin d'être conforme avec la terminologie employée par le 3GPP.¹⁰

Cela dit, la réponse temporelle en bande de base d'un système MIMO ayant n_T antennes de transmission et n_R antennes de réception est une matrice complexe de dimension $n_R \times n_T$ donnée par

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_n \delta(\tau - \tau_n) \quad (3.32)$$

où \mathbf{H}_n et τ_n sont respectivement la matrice des coefficients des évanouissements et le délai relatif du n ème¹¹ trajet. Dans le cas d'un récepteur immobile, l'élément (a, b) de \mathbf{H}_n est donné par

$$h_{a,b,n} = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left\{ \sqrt{G(\theta_{n,m,AoD})} e^{j(kd_b \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m})} e^{j(kd_a \sin(\theta_{n,m,AoA}))} \right\} \quad (3.33)$$

où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ est la longueur d'onde de la porteuse, G le gain d'antenne à la station de base (les stations mobiles sont supposées isotropiques), σ_{SF} le gain par effet d'ombrage, P_n la puissance normalisée du n ème trajet. $\theta_{n,m,AoD}$ ¹², $\theta_{n,m,AoA}$ ¹³ et $\Phi_{n,m}$ sont respectivement la direction de départ, la direction d'arrivée et le déphasage du m ème sous-trajet appartenant au n ème trajet. d_a (d_b) est la distance en mètre entre une antenne de référence au récepteur

10. Le 3GPP utilise les termes anglais *path* et *subpath*.

11. L'Office québécois de la langue française permet le recourt à cette graphie pour désigner le rang n bien que *énième* soit également possible. Cependant, l'Office ne fait pas mention de n -ième ni de n ème.

12. Le sigle *AoD* est l'abréviation de *Angle of Departure*

13. Le sigle *AoA* est l'abréviation de *Angle of Arrival*

(transmetteur) et l'antenne a (b) avec $d_1 = 0$. Les relations mathématiques servant à générer les paramètres du modèle SCM présentées dans la présente section ont été tirées de 3GPP (2008). Les prochaines sous-sections expliquent comment les paramètres de l'équation 3.33 sont calculés pour la liaison entre un secteur particulier et une station de base particulière. Dans ce qui suit, l'indice du secteur ne sera pas indiqué dans le but d'alléger l'écriture.

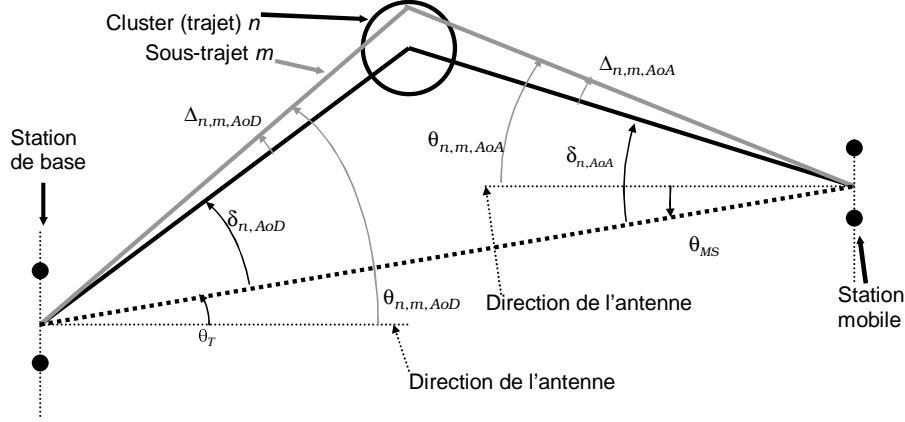


Figure 3.9 Illustration des angles de départ et d'arrivée. Figure traduite et adaptée de 3GPP (2008)

3.2.1 Calcul des délais

Le délai relatif τ_n du n ème trajet entre la station de base b et la station mobile est donné par $\tau_n = \tau'_n - \min \{\tau'_j\}$. Les délais τ'_n sont des variables aléatoires distribuées uniformément dans l'environnement urbain et selon une loi log-normale dans l'environnement sous-urbain d'après les relations

$$\tau'_n \sim \mathcal{U}(0, 1.2\mu s) \quad \text{micro-cellule urbaine} \quad (3.34)$$

$$\tau'_n = -1.4\sigma_{DS,b} \ln z_n \quad \text{macro-cellule sous-urbaine} \quad (3.35)$$

où $z_n \sim \mathcal{U}(0, 1)$, $\sigma_{DS,b} = 10^{0.288\alpha_b - 6.8}$ est l'étalement temporel du signal émis par la station de base b et $\alpha_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$. Les délais sont ordonnés de sorte que $\tau'_1 < \tau'_2 < \dots < \tau'_N$ avant de procéder au calcul des τ_n dans l'environnement sous-urbain. Le délai des sous-trajets n'est pas modélisé.

3.2.2 Calcul de la puissance P_n

La puissance P_n du trajet n est une variable aléatoire normalisée selon

$$P_n = \frac{P'_n}{\sum_{i=1}^N P'_i} \quad (3.36)$$

P'_n est donné par

$$P'_n = \begin{cases} 10^{-(\tau_n + z_n/10)} & \text{micro-cellule urbaine} \\ e^{-0.286 \cdot \frac{\tau_n}{\sigma_{DS,b}}} \cdot 10^{-\zeta_n/10} & \text{macro-cellule sous-urbaine} \end{cases} \quad (3.37)$$

où ζ_n et z_n sont des variables aléatoires qui suivent une distribution normale $\mathcal{N}(0, 9)$. Elles servent à simuler un effet d'ombrage spécifique au trajet n . Notons par ailleurs que la puissance P_n diminue lorsque le délai τ_n du trajet augmente.

3.2.3 Calcul du gain par effet d'ombrage σ_{SF}

Le gain par effet d'ombrage $\sigma_{SF,b}$ que subit le signal émis par la station de base b est donné par l'équation 3.38 où $\gamma_b \sim \mathcal{CN}(0, 1)$. $\sigma_{SH} = 10\text{dB}$ dans l'environnement urbain et 8 dB dans l'environnement sous-urbain. L'ensemble des N trajets issus d'un transmetteur subit le même gain d'ombrage.

$$\sigma_{SF,b} = 10^{\frac{\sigma_{SH}\gamma_b}{10}} \quad (3.38)$$

3.2.4 Calcul des angles de départ $\theta_{n,m,AoD}$, $\delta_{n,AoD}$ et $\Delta_{n,m,AoD}$

L'angle $\theta_{n,m,AoD}$ entre le m ème sous-trajet appartenant au n ème trajet et la direction de propagation de l'antenne de transmission peut être décomposé selon l'équation 3.39 (voir la figure 3.9).

$$\theta_{n,m,AoD} = \theta_T + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD} \quad (3.39)$$

θ_T est l'angle que fait la direction de l'antenne de transmission avec la liaison en visibilité directe ou le *line-of-sight* (LOS), $\delta_{n,AoD}$ est l'angle entre le LOS et le n ème trajet, et $\Delta_{n,m,AoD}$ est l'angle entre le m ème sous-trajet appartenant au trajet n et la direction médiane du n ème trajet. Les angles θ_T et θ_{MS} sont déterminés par la configuration du réseau cellulaire simulé et par la position de la station mobile (voir figure 3.9). Les N angles $\delta_{n,AoD}$ sont générés aléatoirement selon

$$\delta'_{n,AoD} \sim \begin{cases} \mathcal{U}(-40^\circ, 40^\circ) & \text{micro-cellule urbaine} \\ \mathcal{N}(0, 1.44\sigma_{AS,b}^2) & \text{macro-cellule sous-urbaine} \end{cases} \quad (3.40)$$

où $\sigma_{AS,b} = 10^{0.13\beta_b+0.69}$ est l'étalement angulaire et $\beta_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$. On a directement $\delta_{n,AoD} = \delta'_{n,AoD}$ dans l'environnement micro-cellulaire urbain. Par contre, les angles $\delta_{n,AoD}$ correspondent aux $\delta'_{n,AoD}$ ordonnés en ordre croissant dans l'environnement sous-urbain : $\delta_1 < \delta_2 < \dots < \delta_N$. Cette façon d'organiser les indices ($\delta_{n,AoD}$ augmente avec n) a pour but d'attribuer les plus grands délais aux trajets ayant les plus grands angles de départ dans l'environnement sous-urbain (puisque les délais τ_n augmentent aussi avec n).

Les angles des sous-trajets $\Delta_{n,m,AoD}$ sont des valeurs fixes choisies de sorte que l'étalement angulaire au transmetteur au sein d'un trajet soit de 2° en environnement sous-urbain et de 5° en environnement urbain. Les valeurs numériques sont fournies en annexe.

3.2.5 Calcul des angles d'arrivée $\theta_{n,m,AoA}$, $\delta_{n,AoA}$ et $\Delta_{n,m,AoA}$

L'angle d'arrivée du sous-trajet m appartenant au trajet n peut être décomposé comme suit.

$$\theta_{n,m,AoA} = \theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA} \quad (3.41)$$

où $\delta_{n,AoA} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{n,AoA}^2)$ et θ_{MS} est l'angle que fait la direction de l'antenne de réception avec le LOS. La variance $\sigma_{n,AoA}^2$ est donné par

$$\sigma_{n,AoA} = \begin{cases} 104.12(1 - e^{-0.2175|10 \log_{10} P_n|}) & \text{micro-cellule urbaine} \\ 104.12(1 - e^{-0.265|10 \log_{10} P_n|}) & \text{macro-cellule sous-urbaine} \end{cases}. \quad (3.42)$$

Donc, plus la puissance le long d'un trajet est élevé, plus la variance de l'angle d'arrivé est faible. Ceci implique que les trajets ayant un signal puissant sont concentrés dans des faisceaux étroits. Les angles des sous-trajets $\Delta_{n,m,AoA}$ ne peuvent prendre que les valeurs prédéfinies et sont attribuées aléatoirement aux sous-trajets. Ces valeurs ont été choisies de sorte que l'étalement angulaire au sein d'un trajet soit de 35° au récepteur et sont fournies en annexe.

3.2.6 Calcul du déphasage $\Phi_{n,m}$

Les déphasages $\Phi_{n,m}$ sont distribués uniformément selon

$$\Phi_{n,m} \sim \mathcal{U}(0, 360^\circ) \quad (3.43)$$

3.2.7 Gain d'antenne

Le signal qui se propage le long d'un trajet qui fait un angle θ avec la direction de l'antenne transmettrice d'un secteur subit un gain¹⁴ $G(\theta)$ donné par

$$G(\theta) = 10^{A(\theta)/10} \quad (3.44)$$

où $A(\theta)$ est le gain d'antenne en dB qui est donné par

$$A(\theta) = -\min \left[12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2, A_m \right]. \quad (3.45)$$

L'angle de coupure $\theta_{3\text{dB}}$ est fixé à 70° tandis que l'atténuation maximale A_m est fixé à 20 dB dans les cellules sectorisés en trois. On voit sur la figure 3.10 que le signal émis par un secteur va non seulement interférer avec les signaux des autres stations de base mais aussi avec ceux des secteurs voisins (car $\log(A(\theta)) > 0$ pour $\theta > 60^\circ$). Les antennes de réception sont supposés isotropes dans ce travail.

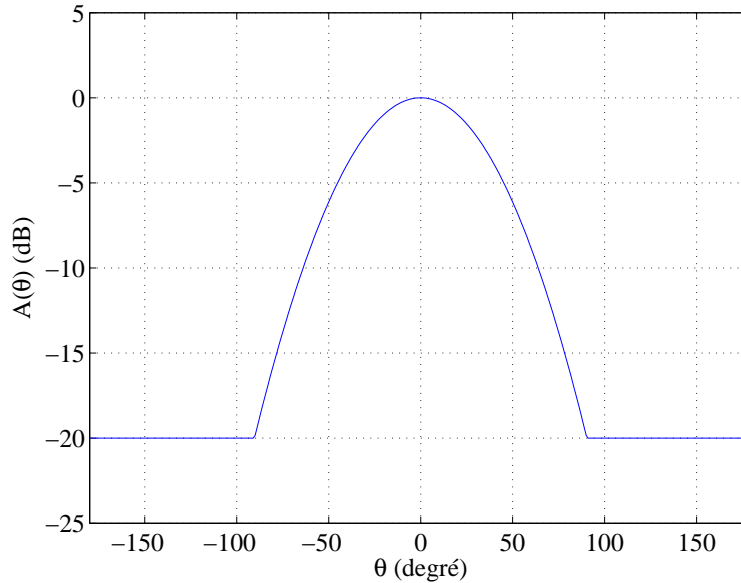


Figure 3.10 Gain de l'antenne de transmission

14. Il s'agit plutôt d'une perte puisque $G \leq 1$. Cependant, le terme *gain* est employé dans ce travail afin de rester conforme avec la littérature.

3.2.8 L'atténuation de parcours

L'atténuation de parcours ou *pathloss* en dB est estimée par l'équation 3.46 obtenue empiriquement pour une fréquence porteuse de $f_c = 1.9$ Ghz.

$$L = \begin{cases} 31.5 + 35 \log_{10}(d) & : \text{Sous-urbain} \\ 34.53 + 38 \log_{10}(d) & : \text{Urbain} \end{cases} \quad (3.46)$$

$d > 35\text{m}$ est la distance en mètre qui sépare l'utilisateur du transmetteur.

3.2.9 Sommaire du modèle SCM

Le tableau 3.1 présente la manière de calculer les paramètres du modèle SCM sous forme condensée.

Tableau 3.1 Sommaire du modèle SCM

Paramètre	Urbain	Sous-urbain
$\sigma_{SF,b}$	$10^{\frac{10\gamma_b}{10}}$ où $\gamma_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$	$10^{\frac{8\gamma_b}{10}}$ où $\gamma_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$
$\sigma_{DS,b}$ (°)	Ne s'applique pas	$10^{0.288\alpha_b} - 6.8$ où $\alpha_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$
$\sigma_{AS,b}$ (°)	Ne s'applique pas	$10^{0.13\beta_b} + 0.69$ où $\beta_b \sim \mathcal{N}(0, 1)$
τ_n (μs)	$\tau'_n - \min\{\tau'_n\}$ où $\tau'_n \sim \mathcal{U}(0, 1.2)$	$\tau'_n - \min\{\tau'_n\}$ où $\tau'_n = -1.4\sigma_{DS} \ln z_n$ $z_n \sim \mathcal{U}(0, 1)$ et $\tau'_N > \dots > \tau'_1$
P'_n (W)	$10^{-(\tau_n + z_n/10)}$ où $z_n \sim \mathcal{N}(0, 9)$	$e^{\frac{1.71\tau_n}{\sigma_{DS}}} 10^{-\xi_n/10}$ où $\xi_n \sim \mathcal{N}(0, 9)$
P_n	$\frac{P'_n}{\sum_i^N P'_n}$	
$\theta_{n,m,AoD}$ (°)	$\theta_T + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD}$	
$\delta_{n,AoD}$ (°)	$\mathcal{U}(-40^\circ, 40^\circ)$	$\mathcal{N}(0, (1.2\sigma_{AS})^2)$
$\Delta_{n,m,AoD}$ (°)	Valeurs fixes de sorte que l'étalement angulaire par trajet soit de 5°. Voir annexe.	Valeurs fixes de sorte que l'étalement angulaire par trajet soit de 2°. Voir annexe.
$\theta_{n,m,AoA}$ (°)	$\theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA}$	
$\delta_{n,AoA}$ (°)	$\mathcal{N}(0, \sigma_{n,AoA}^2)$ où $\sigma_{n,AoA} = 104.12(1 - e^{-0.265 10 \log(P_n) })$	$\mathcal{N}(0, \sigma_{n,AoA}^2)$ où $\sigma_{n,AoA} = 104.12(1 - e^{-0.2175 10 \log(P_n) })$
$\Delta_{n,m,AoA}$ (°)	Valeurs choisies aléatoirement parmi un ensemble de 20 valeurs fixés afin que l'étalement angulaire soit de 35° au récepteur. Voir annexe.	
$\Phi_{n,m}$ (°)	$\mathcal{U}(0, 360^\circ)$	
$L(d)$ (dB)	$34.53 + 38 \log(d)$ où $d \geq 35\text{m}$	$31.5 + 35 \log(d)$ où $d \geq 35\text{m}$
$G(\theta)$ (dB)	$-\min\left\{12\left(\frac{\theta}{70^\circ}\right)^2, 20\right\}$ où $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	

3.3 Modèle Kronecker-Salz-Winters

Le modèle de Kronecker, très populaire en raison de sa simplicité, suppose que la corrélation spatiale du canal au récepteur et au transmetteur sont séparables (Özcelik *et al.*, 2005; Kermoal *et al.*, 2002; Correia, 2006). Un canal MIMO caractérisé par la matrice de covariance $\mathbf{R} = \mathbb{E}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^*\}$ peut être généré de façon générale selon l'équation

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{G}) \quad (3.47)$$

où \mathbf{G} est une matrice aléatoire dont les éléments sont indépendants et identiquement distribués (iid) selon $\mathcal{CN}(0, 1)$. La matrice \mathbf{R} est habituellement obtenue en sondant physiquement le canal (Herdin *et al.*, 2004). Selon le modèle Kronecker, la matrice \mathbf{R} peut aussi être obtenue par la relation

$$\mathbf{R} = \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_R)} \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R \quad (3.48)$$

où \otimes est le produit de Kronecker et \mathbf{R}_R est la matrice de corrélation au récepteur et \mathbf{R}_T la matrice de corrélation au transmetteur définies selon les équations

$$\mathbf{R}_T = \mathbb{E}\{\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*\} \quad (3.49)$$

et

$$\mathbf{R}_R = \mathbb{E}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^*\}. \quad (3.50)$$

En insérant les équations 3.48, 3.49 et 3.50 dans 3.47 on obtient une expression pour générer un canal MIMO sans employer l'opérateur $\text{vec}()$.

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_R)}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_T^{T/2} \quad (3.51)$$

Le problème revient maintenant à estimer correctement les matrices de corrélation \mathbf{R}_R et \mathbf{R}_T . On peut y arriver sans recourir à une campagne de mesure en se servant du modèle de corrélation de Salz–Winters (Salz et Winters, 1994; Loyka et Tsoulos, 2002) exprimé par la relation¹⁵

$$\mathbf{R}_R = n_T \mathbf{S}(\varphi_R, \Delta_R, d_R) \quad (3.52)$$

$$\mathbf{R}_T = n_R \mathbf{S}(\varphi_T, \Delta_T, d_T) \quad (3.53)$$

15. La justification se trouve en annexe.

où l'élément (i, k) de la matrice \mathbf{S} est donné par

$$S_{ik}(\varphi, \Delta, d) = \frac{1}{2\Delta} \int_{\varphi-\Delta}^{\varphi+\Delta} e^{j2\pi d/\lambda(i-k)\sin\beta} d\beta. \quad (3.54)$$

Le modèle de Salz–Winters suppose que les signaux quittent le transmetteur (arrivent au récepteur) avec un angle φ_T (φ_R) et sont uniformément distribués au sein d'un faisceau dont l'ouverture est de $2\Delta_T$ ($2\Delta_R$) (voir figure 3.11). Dans l'équation 3.53, d_T est l'espacement des antennes au transmetteur et d_R l'espacement au récepteur. S_{ik} est toujours compris entre 0 et 1. En insérant les équations 3.52 et 3.53 dans 3.51 et en réutilisant l'équation 3.32, on

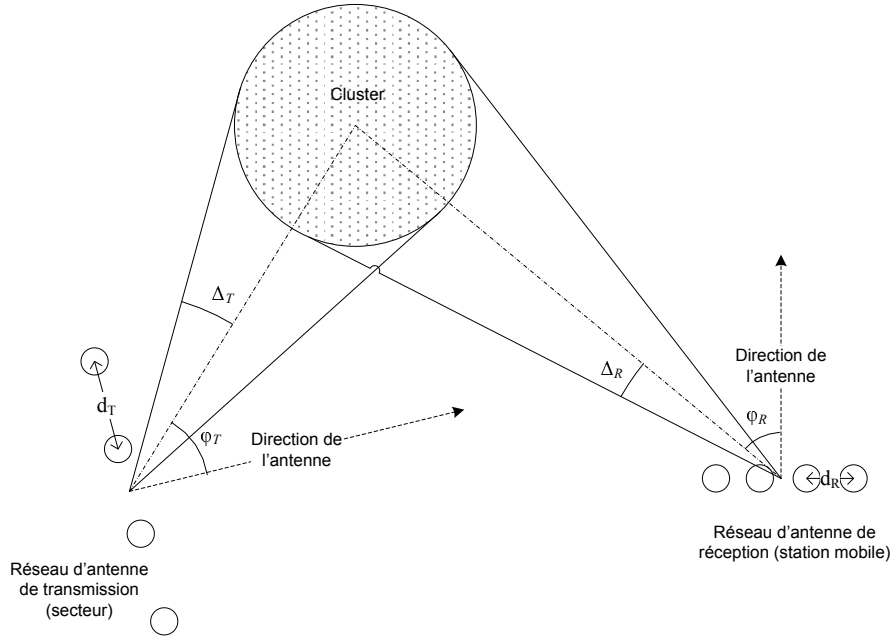


Figure 3.11 Un transmetteur émet un faisceau qui atteint le récepteur après avoir été dévié par un cluster. Dans le modèle Salz–Winters les sous-trajets sont uniformément distribués au sein du faisceau.

obtient la réponse temporelle d'un canal pour lequel le nombre de trajets est N :

$$\mathbf{H}(\tau) = \sqrt{P_n \sigma_{SF} G(\varphi_{n,T})} \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{S}_T^{T/2} \delta(\tau - \tau_n). \quad (3.55)$$

où $\mathbf{S}_R = \mathbf{S}(\varphi_{n,R}, \Delta_{n,R}, d_R)$ et $\mathbf{S}_T = \mathbf{S}(\varphi_{n,T}, \Delta_{n,T}, d_{n,T})$. La direction de départ (d'arrivée) du n ième trajet peut être calculé selon $\varphi_{n,T} = \theta_T + \delta_{n,AoD}$ ($\varphi_{n,R} = \theta_{MS} + \delta_{n,AoA}$). Le modèle décrit par l'équation 3.55 sera appelé modèle de Kronecker–Salz–Winters (KSW). Les paramètres du modèle KSW sont générés de la même façon que dans le modèle SCM afin de pouvoir

les comparer à la différence que $\Delta_R = 60^\circ$ et $\Delta_T = 8.5^\circ$ dans l'environnement urbain et $\Delta_T = 3.5^\circ$ dans l'environnement sous-urbain. Ces valeurs ont été choisies afin que l'étalement angulaire soit de 35° au récepteur, et de 5° au transmetteur dans l'environnement urbain et de 2° dans l'environnement sous-urbain.

3.4 Le modèle de Rayleigh spatialement décorrélé

Le modèle de canal de Rayleigh non décorrélé et sélectif en fréquence a aussi été implémenté pour des fins de comparaison. Il suppose que le gain de canal le long d'un trajet est indépendant d'une antenne à l'autre. Ce modèle est identique à KSW à la différence que $\mathbf{S}_R = \mathbf{I}_{n_R}$ et $\mathbf{S}_T = \mathbf{I}_{n_T}$. Le canal selon le modèle de Rayleigh est donc

$$\mathbf{H}(\tau) = \sqrt{P_n \sigma_{SF} G(\varphi_{n,T})} \sum_{n=1}^N \mathbf{G} \delta(\tau - \tau_n). \quad (3.56)$$

où \mathbf{G} est une matrice aléatoire dont les éléments sont indépendants et aléatoirement distribués selon $\mathcal{CN}(0,1)$. À noter que le canal $\mathbf{H}(\tau)$ est fréquentiellement corrélé bien qu'il ne le soit pas spatialement.

3.5 Modèles non-retenus

D'autres modèles de canal ont été rencontrés au cours de ce travail. Parmi les plus importants, on compte le modèle de Weichselberger qui permet de relaxer la condition de séparabilité du modèle de Kronecker en introduisant une matrice de couplage (Weichselberger *et al.*, 2006; Özcelik *et al.*, 2005). Durgin et Rappaport ont proposé une méthode alternative pour calculer les coefficients des matrices de corrélation \mathbf{R}_R et \mathbf{R}_T du modèle de Kronecker (Durgin et Rappaport, 2000; Tsoulos, 2006). Le modèle de Weichselberger a été rejeté d'une part en raison de sa complexité et d'autre part parce que peu d'indications sont fournies sur la manière de générer la matrice de couplage. Par contre celui de Durgin, bien que très simple a été rejeté en raison du peu d'intérêt qu'il suscite dans la littérature.

3.6 Le modèle cellulaire

La figure 3.12 montre le modèle idéalisé de cellules hexagonales disposées en nid d'abeille utilisé dans ce travail. Chaque cellule de rayon R est divisée en trois secteurs et les $n_S = 21$ secteurs du réseau cellulaire partagent la même bande passante et la même fréquence porteuse f_c (facteur de réutilisation unitaire). Le nombre d'antenne de transmission n_T est le même pour tous les secteurs. Les signaux émis par les secteurs appartenant à une station de base

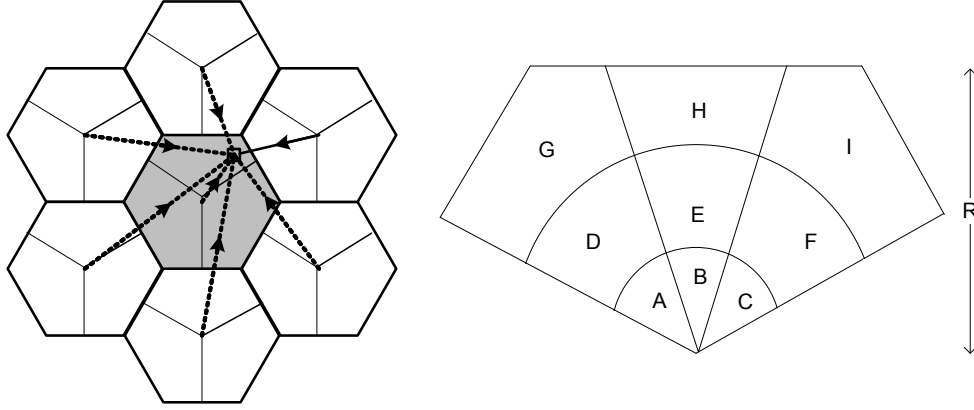


Figure 3.12 À gauche, un réseau cellulaire disposé en nid d'abeille. La flèche en trait plein représente la liaison descendante avec le secteur communicant et celles en trait tiré les liaisons avec les secteurs interférents. À droite, un secteur divisé en 9 régions d'analyse identifiées par des lettres.

donné empruntent les mêmes trajets et sous-trajets tel qu'illustré par la figure 3.13. Les signaux émis par le secteur A1 se propagent le long des trajets et sous-trajets en noir et subissent des gains d'antenne qui dépendent du diagramme de rayonnement du secteur A1. Les signaux émis par les secteurs A2 et A3 empruntent les mêmes chemins mais subissent des gains d'antenne qui sont propres aux secteurs A2 et A3. Les signaux émis par les secteurs B1, B2 et B3 empruntent les trajets et sous-trajets en gris différents de ceux en noirs. Les déphasages $\Phi_{n,m}$ sont indépendants dans les modèles SCM. La matrice \mathbf{G} est aussi générée de façon indépendante dans les modèles KSW et de Rayleigh.

Seulement la performance de la liaison descendante a été évaluée dans ce travail. On suppose aussi que chaque secteur émet des signaux à pleine puissance destinés à une seule station mobile dans la bande passante considérée. Ce modèle cellulaire a déjà été employé par Catreux *et al.* (2001) qui remarquent que la supposition d'une transmission à pleine puissance compense en partie le nombre limité de secteurs interférents. Enfin, pour évaluer la capacité moyenne de la cellule, n_L positions sont aléatoirement choisies dans le secteur supérieur de la cellule centrale. Pour chaque position l , la station mobile calcule la puissance des signaux en provenance de chaque secteur chaque fois que les conditions du canal sont générés et sélectionne le secteur ayant le signal le plus fort :

$$\max_k \left\{ \frac{\sigma_{SF,k}}{L_k} \sum_{n=1}^N G(\theta_{k,n,m,AoA}) P_{k,n} \right\} \quad (3.57)$$

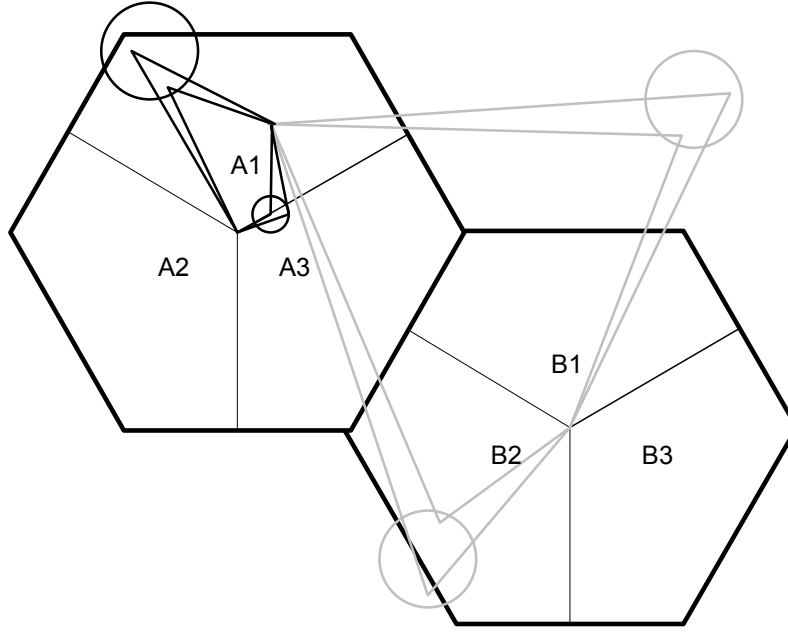


Figure 3.13 Les signaux émis par des secteurs appartenant à la même station de base empruntent les mêmes trajets et sous-trajets.

où $k = 1, 2, \dots, n_S$ est l'indice du secteur. Les signaux venant des secteurs non sélectionnés sont perçus comme étant de l'interférence. Finalement, le secteur sélectionné peut précoder le signal à transmettre¹⁶ s'il connaît les conditions du canal descendant. Les secteurs interférents n'ont pas cette possibilité et doivent distribuer la puissance uniformément sur les antennes de transmission et sans effectuer de *beamforming*. Cette hypothèse a été posée afin de simplifier les simulations et de rendre leur durée acceptable. À remarquer que la station mobile ne sélectionne pas nécessairement le secteur le plus proche à cause du gain d'antenne et du gain par effet d'ombrage qui est aléatoire (voir figure 3.12).

3.7 Corrélation des paramètres à grande échelle

Plusieurs auteurs ont observé une corrélation inter-site (entre stations de base) des paramètres à grande échelle¹⁷ (Jaeckel *et al.*, 2009; Jaldén *et al.*, 2007; Zetterberg *et al.*, 2005). Pour tenir compte de cette corrélation, le 3GPP (2008) suggère de générer les variables α_b , β_b et γ_b qui interviennent dans le calcul de τ_n (sous-section 3.2.1), de δ_n , AoD (sous-section

16. C'est-à-dire effectuer du *beamforming* et du *waterfilling*.

17. Jaldén *et al.* (2007) définissent un paramètre à grande échelle comme étant une quantité qui caractérise un canal et qui est constante sur une distance de plusieurs longueurs d'onde : effet d'ombrage, étalement angulaire, étalement temporelle, etc.

3.2.4) et de σ_{SF} (sous-section 3.2.3) comme suit.

$$\begin{bmatrix} \alpha_b \\ \beta_b \\ \gamma_b \end{bmatrix} = (\mathbf{A} - \mathbf{B})^{1/2} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \end{bmatrix}}_{\omega} + \mathbf{B} \underbrace{\begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix}}_{\xi} \quad (3.58)$$

où ω et $\xi \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I})$ et où

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \rho_{13} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \rho_{23} \\ \rho_{31} & \rho_{32} & \rho_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & -0.6 \\ 0.5 & 1 & -0.6 \\ -0.6 & -0.6 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} & \zeta_{13} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} & \zeta_{23} \\ \zeta_{31} & \zeta_{32} & \zeta_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$\rho_{12} = \rho_{21}$ est le coefficient de corrélation entre l'étalement temporelle et l'étalement angulaire pour une station de base donnée, $\rho_{13} = \rho_{31}$ entre l'étalement temporel et le gain par effet d'ombrage, et $\rho_{23} = \rho_{32}$ entre l'étalement angulaire et le gain par effet d'ombrage. Le fait que $\rho_{12} > 0$ indique qu'une augmentation de l'étalement temporelle conduit à une augmentation de l'étalement angulaire. À l'opposé, $\rho_{31} < 0$ et $\rho_{32} < 0$ signifient qu'une augmentation du gain par l'effet d'ombrage conduit à une diminution des étalements angulaire et temporel.

$\zeta_{33} = 0.5$ est le coefficient d'autocorrélation du gain par effet d'ombrage entre stations de base. Par contre, l'étalement angulaire et l'étalement temporel ne sont pas corrélés ou autocorrélés d'une station de base à l'autre ($\zeta_{xy} = 0$ si $x \neq 3$ et $y \neq 3$).

Les paramètres à grande échelle ne sont pas corrélés dans le scénario micro-cellulaire urbain. Jaeckel *et al.* (2009) ont notamment montré que le modèle SCM surestime les coefficients de corrélation et conduit par conséquent à une borne inférieure sur la capacité.

CHAPITRE 4

CALCUL DE LA CAPACITÉ

Le chapitre 3 a décrit comment les canaux MIMO sont modélisés et a présenté brièvement le calcul de la capacité d'un canal plat en fréquence dans le cas précis où le bruit est blanc et gaussien. Ce chapitre présente le calcul de la capacité dans un cadre plus large et l'élargit aux cas où l'interférence est colorée. En particulier, il montre le passage d'un canal sélectif en fréquence vers un ensemble de canaux plats en fréquence. Il expliquera aussi comment la capacité d'un canal peut être calculée selon différents scénarios concernant la connaissance du canal au transmetteur.

4.1 Modélisation du canal MIMO plat en fréquence

Soit un canal MIMO discrétisé et plat en fréquence pour lequel le nombre d'antennes de transmission est n_T et le nombre d'antennes de réception est n_R . Le transmetteur émet un vecteur signal \mathbf{x} de dimension $n_T \times 1$ en bande de base. Le récepteur reçoit un vecteur signal \mathbf{y} de dimension $n_R \times 1$ donné par l'équation

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (4.1)$$

où \mathbf{H} est une matrice de dimension $n_R \times n_T$ qui modélise le canal multitrajet en bande de base et \mathbf{z} est un vecteur signal de dimension $n_R \times 1$ représentant les interférences et le bruit additif gaussien.

4.2 Calcul de la capacité d'un canal MIMO

4.2.1 Décomposition d'un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous-bandes plates en fréquence

Un canal MIMO sélectif en fréquence peut être ramené en un ensemble de canaux MIMO parallèles et plats en fréquence afin d'estimer sa capacité. Soit $\mathbf{H}_{(k)}(\tau)$ le canal dans le domaine temporel continu entre le secteur $k = 1, 2, \dots, n_S$ et la station mobile. Les délais τ_n de chaque canal descendant $\mathbf{H}_{(k)}(\tau)$ sont d'abord arrondis à $\frac{1}{16 \times W}$ près où $W = 5\text{MHz}$ est la largeur de bande du système. Les canaux avec délais discrétisés sont ensuite convertis en des ensembles de n_{sc} sous-bandes plates en fréquence en appliquant une transformation de Fourier discrète.

On a finalement que $\mathbf{H}_{(k)}(s)$, $s = 1, \dots, n_{sc}$, est le canal MIMO de la sous-bande s du canal descendant entre le secteur k et la station mobile dans le domaine fréquentiel.

Le signal interférent $\mathbf{z}(s)$ est la superposition du bruit thermique \mathbf{w} aux signaux émis par les $n_S - 1$ secteurs interférents. Le bruit thermique est modélisé comme une variable aléatoire gaussienne $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}\{\mathbf{0}, N_0 W \mathbf{I}\}$ où N_0 est la densité spectrale du bruit. La matrice de covariance du signal interférent $\mathbf{R}_z(s)$ de la sous-bande s est donnée par l'équation 4.2. On suppose dans ce travail que les signaux transmis par les différentes stations de base sont indépendants.

$$\mathbf{R}_z(s) = \frac{N_0 W}{n_{sc}} \mathbf{I} + \sum_{k=1, k \neq k_0}^{n_S} \frac{P}{n_{sc} n_T L_k} \mathbf{H}_{(k)}(s) \mathbf{H}_{(k)}^*(s) \quad (4.2)$$

P est la puissance de transmission par secteur¹, L_k est l'atténuation de parcours entre le secteur k et la station mobile, et k_0 est l'index du secteur sélectionné par la station mobile. $(.)^*$ indique la transposition hermitienne. L'interférence est approximée par du bruit gaussien coloré $\mathbf{z}(s) \sim \mathcal{CN}\{\mathbf{0}, \mathbf{R}_z(s)\}$ puisque elle est la somme de signaux indépendants provenant de plusieurs secteurs.

4.2.2 Calcul de la capacité d'un canal sélectif en fréquence

Soit $\mathbf{H}_{(k_0)}$ un canal MIMO sélectif en fréquence tel que décrit dans les sous-sections précédentes et bruité par un signal interférent $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}\{\mathbf{0}, \mathbf{R}_z\}$. Sa capacité instantannée est donnée par l'équation suivante (Geng *et al.*, 2002)

$$C_{inst} = \sum_{s=1}^{n_{sc}} \log_2 \frac{\left| \mathbf{R}_z(s) + \frac{1}{n_{sc} L_{k_0}} \mathbf{H}_{(k_0)}(s) \mathbf{R}_x(s) \mathbf{H}_{(k_0)}^*(s) \right|}{|\mathbf{R}_z(s)|} \quad (4.3)$$

où $\mathbf{R}_x = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(s)\mathbf{x}^*(s)\}$ est la matrice de covariance du signal transmis sur la sous-bande s et L_{k_0} l'atténuation de parcours. La puissance de transmission est par ailleurs contrainte par $P = \sum_{s=1}^{n_{sc}} \text{tr}\{\mathbf{R}_x(s)\}$ puisque l'élément (n, n) de la diagonale de $\mathbf{R}_x(s)$ est la puissance assignée à l'antenne de transmission n .

4.2.3 Connaissance de l'état du canal au transmetteur

L'information sur l'état du canal ou *channel state information* (CSI) peut être transmis à la station de base par le biais de la liaison ascendante dans les systèmes de communi-

1. Pour alléger le texte on emploiera désormais le mot *secteur* pour désigner le réseau d'antenne d'un secteur.

tion utilisant la technique de duplexage par répartition fréquentielle². Le transmetteur peut alors préencoder l'information à transmettre en fonction des conditions de propagation. Quatre scénarios concernant la connaissance de l'état du canal descendant au transmetteur (CSIT) ont été simulés. La station mobile connaît parfaitement l'état du canal dans tous les scénarios.

Premier scénario Le transmetteur ignore l'état du canal et les statistiques de l'interférence. La puissance de transmission est dans ce cas répartie uniformément sur toutes les antennes de transmission. On a donc que $\mathbf{R}_x(s) = \frac{P}{n_T n_{sc}} \mathbf{I}$, ce qui conduit à l'équation 4.4. On parle alors de *répartition uniforme de la puissance* ou de transmission à *l'aveugle* ou encore de transmission sans CSIT. Une distribution uniforme de la puissance sur les antennes conduit généralement à une capacité sous-optimale car la puissance de transmission n'est pas complètement allouée sur les modes de transmission effectifs.

$$C_{inst} = \sum_{s=1}^{n_{sc}} \log_2 \frac{\left| \mathbf{R}_z(s) + \frac{P}{n_T n_{sc} L_{k_0}} \mathbf{H}_{(k_0)}(s) \mathbf{H}_{(k_0)}^*(s) \right|}{|\mathbf{R}_z(s)|} \quad (4.4)$$

Deuxième scénario Le secteur sélectionné par la station mobile connaît parfaitement le canal descendant $\mathbf{H}_{(k_0)}$ et la matrice de covariance de l'interférence $\mathbf{R}_z(s)$. On peut montrer que chaque sous-bande est décomposable en un maximum de $n_{\min} = \min\{n_T, n_R\}$ canaux parallèles ou modes de transmission (Tse et Viswanath, 2005). La capacité instantanée est alors donnée par

$$C_{inst} = \sum_{s=1}^{n_{sc}} \sum_{i=1}^{n_{\min}} (1 + P_i(s) \lambda_i^2(s)) \quad (4.5)$$

où $\lambda_i(s)$ est la i ème valeur singulière de $\mathbf{W}(s) \mathbf{H}_{(k_0)}(s)$. $\mathbf{W}(s)$ est une matrice servant à blanchir l'interférence³. $P_i(s)$ est la puissance allouée au i ème mode de transmission de la sous-bande s et est contrainte par $\sum_i^{n_{\min}} \sum_s^{n_{sc}} = \frac{P}{L_{k_0}}$. La valeur des $P_i(s)$ est déterminée en appliquant la méthode du waterfilling sur l'ensemble des $n_{sc} n_{\min}$ modes de transmission (Tse et Viswanath, 2005). La méthode du waterfilling permet de déterminer l'allocation de puissance qui maximise la capacité. On parlera alors de transmission à CSI complet ou de transmission cohérente.

Troisième scénario Le secteur communicant avec la station mobile a une connaissance parfaite du canal descendant comme dans le scénario CSI complet. Cependant, le transmetteur ne connaît que le niveau de puissance de l'interférence par sous-bande $\tilde{I}(s) =$

2. Équivalent de *Frequency Division Duplexing* suggéré par l'Office québécois de la langue française.

3. La matrice de blanchiment $\mathbf{W}(s)$ doit satisfaire $\mathbb{E}\{\mathbf{W}(s) \mathbf{z}(s) \mathbf{z}^*(s) \mathbf{W}^*(s)\} = \mathbf{W}(s) \mathbf{R}_z(s) \mathbf{W}^*(s) = \mathbf{I}$.

$\frac{1}{n_R} \text{tr}\{\mathbf{R}_z(s)\}$. Dans ce cas, la matrice de blanchiment du canal est $\mathbf{W}(s) = \frac{1}{\hat{I}(s)} \mathbf{I}$ et la capacité est donnée par l'équation

$$C_{inst} = \sum_{s=1}^{n_{sc}} \log_2 \frac{|\mathbf{R}_z(s) + \mathbf{H}_{(k_0)}(s) \mathbf{V}(s) \mathbf{R}_x(s) \mathbf{V}^*(s) \mathbf{H}_{(k_0)}^*(s)|}{|\mathbf{R}_z(s)|} \quad (4.6)$$

pour laquelle $\mathbf{H}_{(k_0)}(s) = \mathbf{U}(s) \Lambda(s) \mathbf{V}^*(s)$. On parlera de connaissance faible des statistiques de l'interférence au transmetteur ou de *low interference statistics information at the transmitter* (LISIT).

Quatrième scénario Le secteur communicant avec la station mobile a encore une fois une connaissance parfaite du canal descendant mais ne connaît que la puissance moyenne de l'interférence $\hat{I} = \frac{1}{n_R n_{sc}} \sum_1^{n_{sc}} \text{tr}\{\mathbf{R}_z(s)\}$. La capacité instantanée est calculé de manière identique au scénario précédent. Cependant, le waterfilling est appliqué sur les valeurs singulières de $\mathbf{H}(s)/\sqrt{\hat{I}}$ élevées au carré. On parlera de connaissance très faible des statistiques de l'interférence au transmetteur ou de *very low interference statistics information at the transmitter* (VISIT).

CHAPITRE 5

RÉSULTATS

Les chapitres 3 et 4 se sont uniquement intéressés à l'aspect mathématique de la modélisation du canal MIMO et de l'évaluation de la capacité. Ce chapitre présente la méthodologie de simulation employée dans ce travail dans un premier temps et les résultats obtenus dans un deuxième temps. L'analyse des résultats est divisée en plusieurs parties pour faciliter la compréhension. Dans la première partie, on cherchera à connaître l'influence de l'espacement des antennes en maintenant le nombre d'antennes constant. Ensuite, l'effet de la disponibilité des statistiques de l'interférence sera étudié en fonction de l'espacement mais en fixant encore une fois le nombre d'antenne. Dans un troisième temps, l'impact du nombre d'antenne sera étudié en fixant l'espacement. Finalement, on se penchera sur l'influence de l'environnement de propagation sur la capacité d'un réseau cellulaire.

Quelques exemples de courbes contenant des intervalles de confiance sont présentées en annexe. Les intervalles ont été évalués pour un seuil de confiance à 95% en utilisant la méthode des *batch means* qui est décrite par Leon-Garcia (1994).

5.1 Méthodologie de simulation

La capacité ergodique du réseau cellulaire présenté à la figure 5.1 est évalué en employant la méthode de Monte Carlo dans l'environnement de simulation Matlab. Pour chaque scénario ou configuration d'antenne :

1. $n_P = 5000$ positions de la station mobile sont choisies aléatoirement dans le secteur supérieur de la cellule centrale du réseau présenté à la figure 5.1. La position des stations mobiles doit être à une distance d'au moins 35m de la station de base.
2. Pour chaque position p , l'orientation de la station mobile θ_{MS} est incrémentée à partir de 1° jusqu'à 360° par pas de 1° .
3. Pour chaque position p et orientation θ_{MS} , une nouvelle réalisation du canal entre chaque secteur et la station mobile est générée selon les modèles présentés au chapitre 3 et la capacité instantanée $C_{inst}(p, \theta_{MS})$ est calculée.

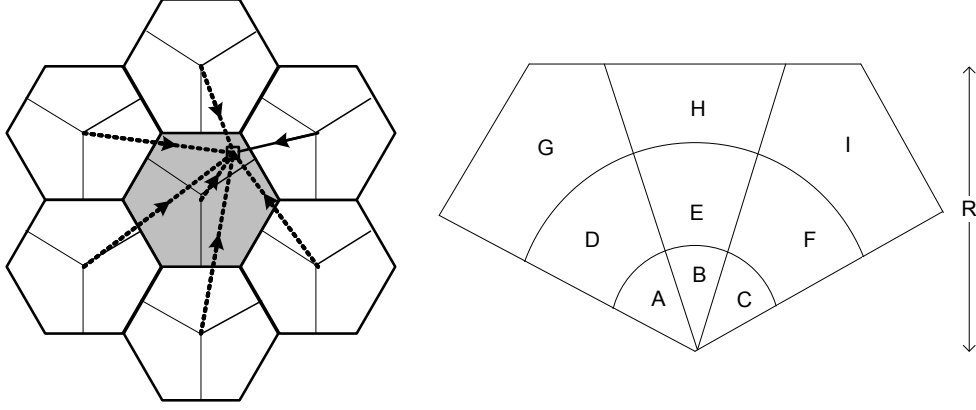


Figure 5.1 Réseau cellulaire. Chaque cellule est divisée en 3 secteurs.

On s'intéresse particulièrement à la capacité ergodique moyenne par cellule C_{cell} qui est définie dans ce travail par

$$C_{cell} = \frac{3}{n_{\theta_{MS}} n_P} \sum_{p=1}^{n_P} \sum_{\theta_{MS}=1^\circ}^{360^\circ} C_{inst}(p, \theta_{MS}) \quad (5.1)$$

où $n_{\theta_{MS}} = 360$ est le nombre d'orientation par position et le facteur 3 tient compte du nombre de secteur par cellule. On s'intéresse aussi à la capacité de coupure $C_{out}(p, x)$ définie comme étant la capacité atteignable $(1 - x)$ du temps à la position p . $C_{out}(p, x)$ doit donc satisfaire

$$\mathbb{P}\{C_{inst}(p) \leq C_{out}(p, x)\} = x. \quad (5.2)$$

En pratique, pour $n_{\theta_{MS}} = 360$, $C_{out}(p, 1\%)$ est égale à la quatrième plus petite capacité instantanée obtenue à la position p et $C_{out}(p, 10\%)$ à la 36ième. Comme pour la capacité ergodique cellulaire, on définit la capacité de coupure cellulaire comme étant

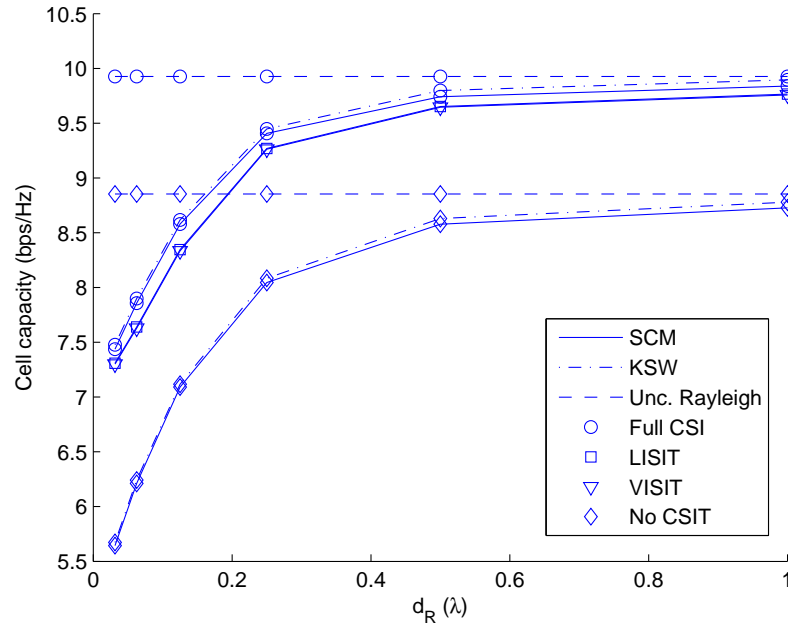
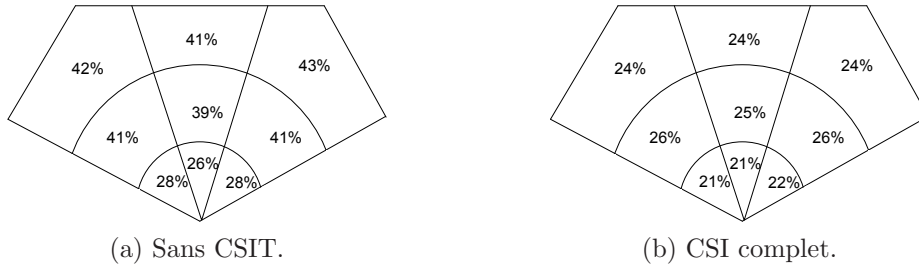
$$C_{cell}^x = \frac{3}{n_P} \sum_{p=1}^{n_P} C_{out}(p, x) \quad (5.3)$$

Les paramètres indiqués dans le tableau 5.1 sont ceux employés pour obtenir les résultats de simulation présentés dans les sections qui suivent à moins d'indication contraire. Rappelons que le rayon de la cellule est le même dans les environnements micro-cellule urbain et macro-cellule sous-urbain afin de pouvoir faire une comparaison équitable.

5.2 Influence de l'espacement des antennes

Tableau 5.1 Valeurs des paramètres de simulation

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
R	500 m	N	6
n_S	21	P	40 dBm
f_c	1900 MHz	Δ_T (KSW)	8.5° (urbain)/ 3.5° (sous-urbain)
W	5 MHz	Δ_R (KSW)	60°
N_0	-165 dBm/Hz	n_{sc}	128

Figure 5.2 Influence de l'espacement des antennes à la station mobile sur la capacité cellulaire. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Environnement urbain.Figure 5.3 Gain de capacité lorsque d_R passe de $\lambda/16$ à $\lambda/2$. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

La figure 5.2 montre qu'augmenter d_R , l'espacement des antennes au récepteur, conduit à une augmentation de la capacité cellulaire. La capacité subit une diminution particulièrement forte lorsque $d_R < \lambda/4$, phénomène également constaté par Vieira *et al.* (2008). La figure 5.3 montre le gain de capacité en fonction des régions d'analyse lorsqu'on fait varier d_R . Un espacement des antennes permet généralement d'améliorer le conditionnement du canal¹ et un meilleur conditionnement apporte un gain plus important lorsque le SINR est faible. En effet, sans CSIT espacer les antennes de réception favorise surtout les usagers ayant un SINR faible situés dans la périphérie du secteur (voir 5.3a). Cependant, la connaissance des conditions du canal au transmetteur réduit ce gain et le répartit plus uniformément dans le secteur (figure 5.3b). Dans tous les cas, le gain apporté par un espacement des antennes de réception tend vers 0.

La figure 5.2 montre que l'écart de capacité prévue par les modèles de Rayleigh et SCM s'aggrandit rapidement lorsque d_R diminue. Il devient particulièrement important de modéliser la corrélation des canaux lorsque $d_R < \lambda/4$ afin de prédire adéquatement les performances des réseaux cellulaires MIMO. Le modèle KSW conduit quant à lui à une prédiction similaire à celle du modèle SCM, la surestimant par moins de 1 % seulement. Abouda *et al.* (2006) ont d'ailleurs mis en évidence que le modèle de Kronecker tend à surestimer les performances (capacité ergodique et taux d'erreur binaire moyen) des systèmes MIMO parce qu'il suppose que la matrice de corrélation \mathbf{R}_T au transmetteur est indépendante de \mathbf{R}_R au récepteur. Néanmoins, le modèle KSW s'avère en l'occurrence une alternative intéressante au modèle SCM mais avec l'avantage d'être plus facile à implémenter et à analyser.

Les capacité de coupures se comportent de façon similaire à la capacité ergodique tel que montré à la figure 5.4. Elles sont par contre beaucoup plus sensibles à la connaissance du canal au transmetteur qui permet de doubler la capacité dans le cas $C_{cell}^{1\%}$ lorsque les antennes sont rapprochées (voir figure 5.8a). La retransmission des conditions du canal vers la station de base apporte un gain qui gagne en importance à mesure que l'espacement des antennes diminue et est donc particulièrement utile lorsque les contraintes d'espace sont élevées. Une vue rapprochée sur les figures 5.4a et 5.7b montre que le modèle KSW sous-estime légèrement les performances des capacités de coupure par rapport à SCM cette fois. Il demeure néanmoins une approximation acceptable d'autant plus que l'écart se rétrécit à mesure que d_R augmente.

1. Tse et Viswanath (2005) définissent le conditionnement du canal comme étant le ratio $\max(\lambda_i)/\min(\lambda_i)$

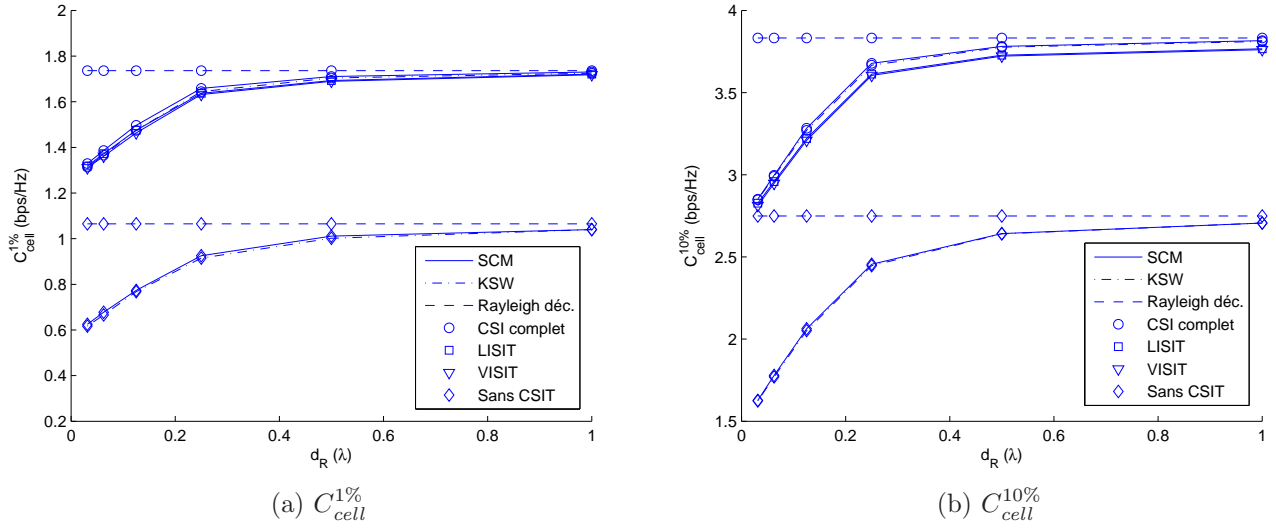


Figure 5.4 Influence de l'espacement des antennes à la station mobile sur la capacité de coupure. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Environnement urbain.

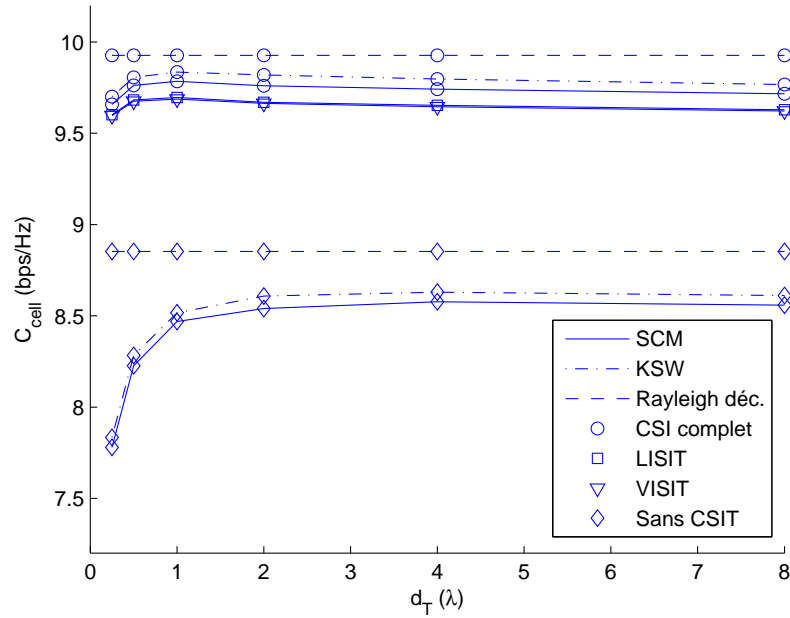


Figure 5.5 Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité cellulaire. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain.

La figure 5.5 indique que d_T doit être supérieur à λ afin d'éviter une diminution trop importante de la capacité. Un espacement minimal plus grand au transmetteur est nécessaire

car l'étalement angulaire y est plus faible qu'au récepteur. L'augmentation de la capacité due à un écartement des antennes de transmission est moins importante sur les flancs du secteur et près de la station de base tel que montré par la figure 5.6. En fait, une examen attentif de la figure 5.5 révèle que la capacité cellulaire diminue légèrement lorsque d_T est grand. Vieira *et al.* (2008) ont suggéré qu'augmenter d_T diminue l'écart entre la valeur singulière principale avec les valeurs singulières secondaires pour une sous-bande donnée ce qui élimine partiellement le gain de waterfilling. Cette explication n'est toutefois pas complètement satisfaisante ici car la capacité diminue aussi lorsque le transmetteur ne connaît pas le canal. Une explication plausible est qu'augmenter d_T blanchit l'interférence ce qui annule partiellement les gains apportés par un canal moins corrélé. On sait en effet qu'à puissance égale une interférence gaussienne plus blanche est davantage nuisible (Tse et Viswanath, 2005). Or, on observe les dégradations de la capacité les plus importantes dans les régions proches de la station de base (A(C) et B) pour lesquelles l'interférence inter-secteur domine et est particulièrement colorée (figure 5.6). L'inconvénient d'une interférence plus blanche l'emporte donc sur les bénéfices

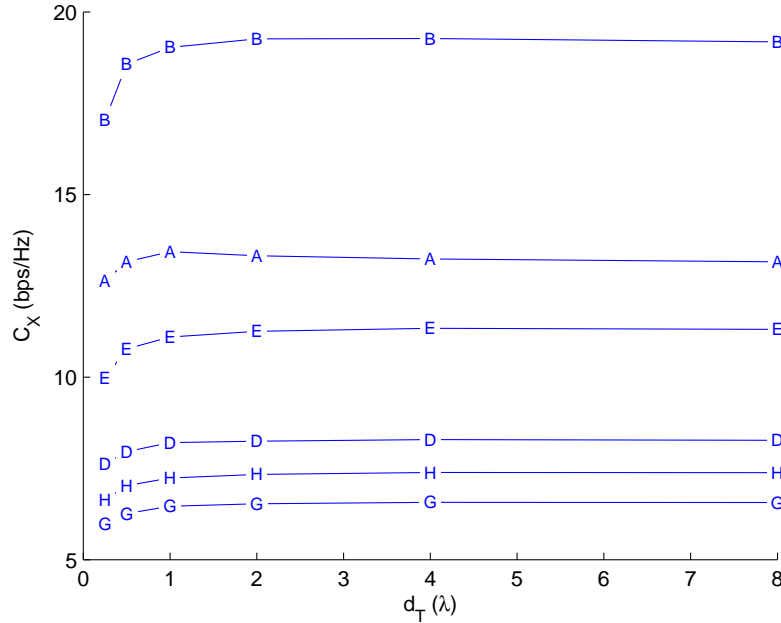


Figure 5.6 Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité en fonction de la région d'analyse. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

d'un canal descendant moins corrélé près de la station de base lorsqu'on espace les antennes de transmission.

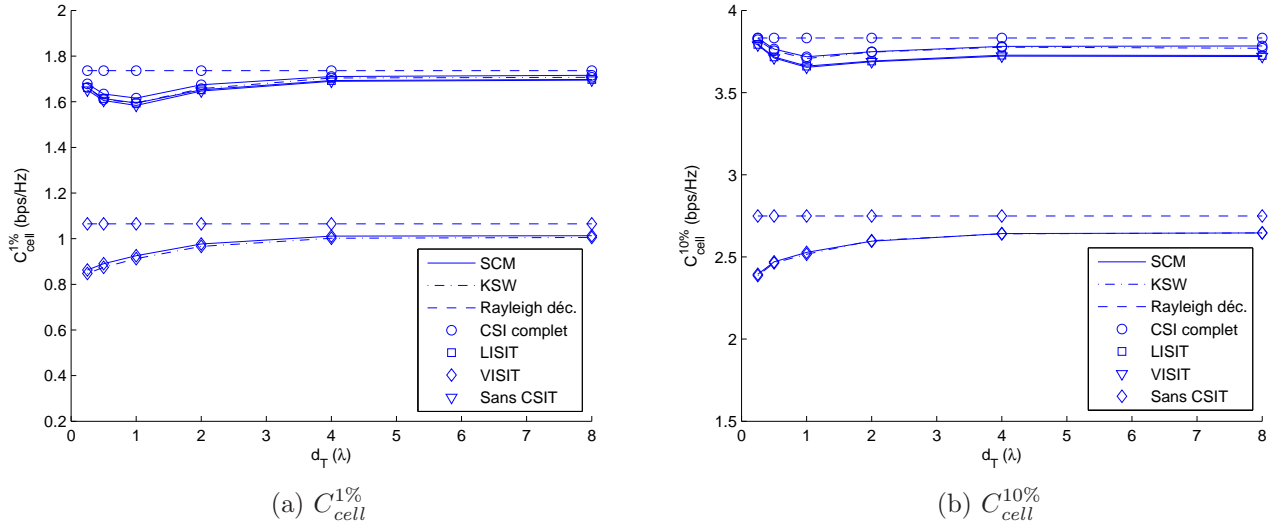


Figure 5.7 Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité de coupure. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain.

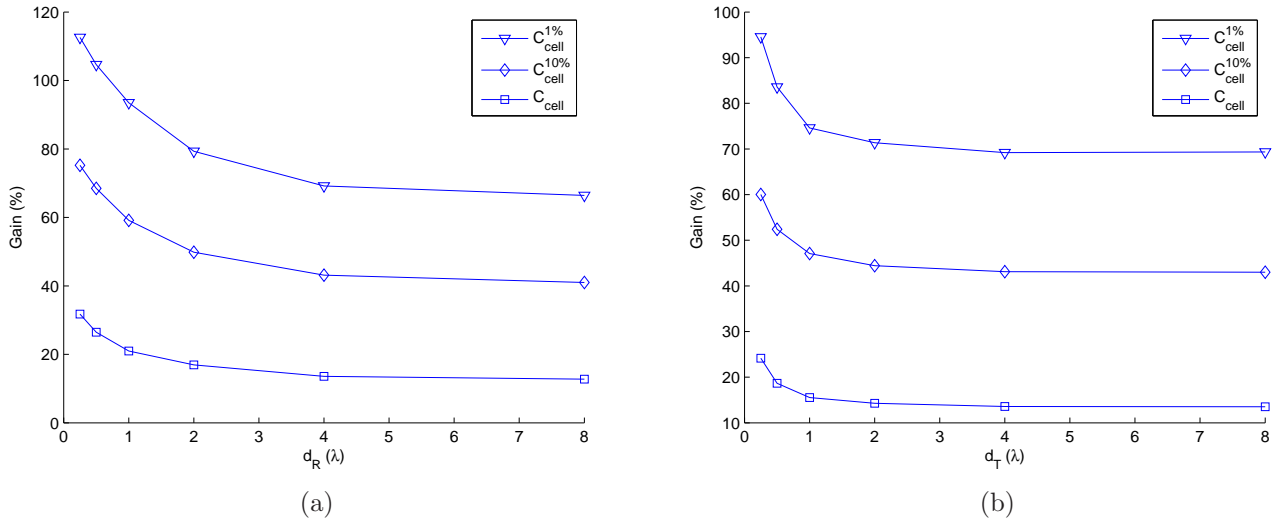


Figure 5.8 Influence de l'espacement des antennes sur le gain d'une transmission à CSI complet par rapport à une transmission à l'aveugle. $\text{Gain} = \left(\frac{C_{cell, \text{CSI complet}}^x - C_{cell, \text{Sans CSIT}}^x}{C_{cell, \text{Sans CSIT}}^x} \right)$. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

Les capacités de coupure à 1 % et à 10 % subissent une baisse marquée dans l'intervalle $\lambda/4 < d_T < \lambda$ lorsque le transmetteur ne connaît pas l'état du canal tel que montré à la figure 5.7. Cette baisse n'est pas uniquement causée par une décorrélation des interférences lorsque

d_T augmente puisque qu'elle apparaît aussi lorsqu'on supprime les sources d'interférences (voir figure 5.9). Elle est plutôt attribuable à une chute importante du gain de capacité ap-

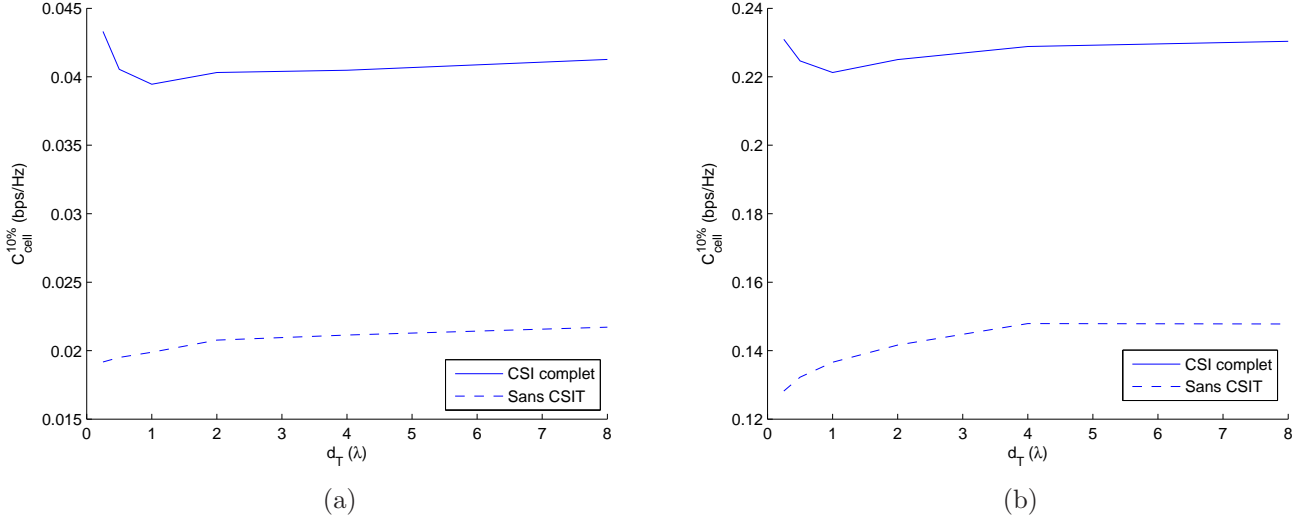


Figure 5.9 Influence de l'espacement des antennes à la station de base sur la capacité de coupure lorsque les sources d'interférence sont supprimées. N_0 a été fixé à -78 dBm afin de compenser la perte des interférences. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Environnement urbain. Modèle SCM.

porté par la connaissance de l'état du canal au transmetteur à mesure que le conditionnement s'améliore ($\frac{\max(\lambda_i)}{\min(\lambda_i)} \rightarrow 1$) tel qu'illustré à la figure 5.8b.

Bref, les antennes à la station de base doivent être placées à au moins une distance λ les unes des autres mais jamais à plus de 4λ .

5.3 Influence de la disponibilité des statistiques de l'interférence

La connaissance des conditions du canal à la station de base permet de précoder les signaux à transmettre de façon optimale et d'accroître la puissance instantanée des signaux reçus. Une allocation uniforme de la puissance sur les antennes de transmission est optimale lorsque le canal de propagation est parfaitement conditionné ou lorsque les coefficients des évanouissements sont indépendants et identiquement distribués. Dans le cas contraire, la perte de capacité qui résulte d'une distribution inefficace de la puissance peut devenir très importante lorsque le SINR est faible.

Les figures 5.8a et 5.8b montrent en effet qu'une allocation optimale de la puissance à CSI complet se traduit par un gain de capacité par rapport à une allocation uniforme qui augmente lorsque les antennes se rapprochent. Le gain est particulièrement important pour

les capacités de coupure. Il est donc profitable de mettre en place un système de rétroaction en boucle fermée si les contraintes d'espace sont élevées. À noter que le gain ne serait pas nul même si l'espacement est infini car le canal est aussi corrélé en fréquence. De plus, la connaissance complète du canal favorise davantage les usagers situés dans la périphérie du secteur où le SINR est plus faible (voir figure 5.10a).

Les techniques de rétroaction LISIT et VISIT ont l'avantage d'utiliser moins de bande de passante sur la liaison ascendante. Dans le cas LISIT, étant donné que la station mobile ne retransmet que la puissance moyenne de l'interférence par sous-bande, la séquence d'information concernant l'interférence à renvoyer est n_R^2 fois plus courte que pour une technique à CSI complet. Dans le cas de VISIT, seulement la puissance moyenne sur toutes les sous-bandes doit être renvoyée et la séquence d'information est $n_{sc}n_R^2$ fois plus courte. Dans les deux cas, on s'attend à une dégradation des performances par rapport à une allocation de puissance à CSI complet. Or, ces techniques conduisent à des performances moins de 3 % plus faible seulement que celles obtenus par une connaissance complète du canal. LISIT et VISIT quant à eux offrent des performances somme toute semblables, LISIT étant seulement 0.2 % plus performant que VISIT. L'écart de capacité entre une transmission à CSI complet et une transmission à connaissance partielle de la covariance de l'interférence est plus importante dans les régions A et C où l'interférence est particulièrement colorée dû aux secteurs voisins de la même cellule (voir figure 5.10b et 5.10c).

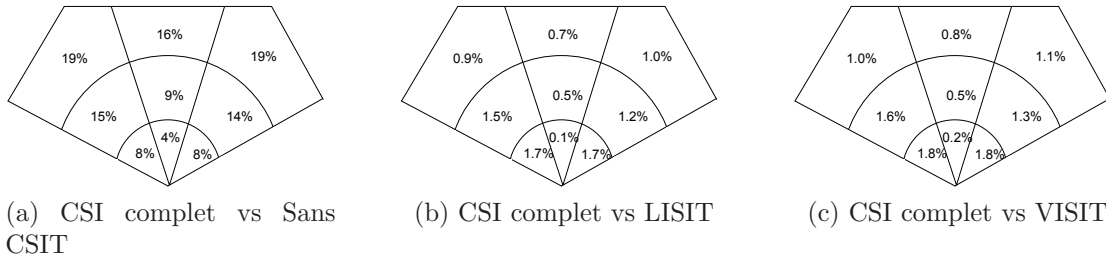


Figure 5.10 Augmentation de la capacité due à une transmission à CSI complet par rapport à des transmissions sans CSIT, LISIT et VISIT. $d_T = 4\lambda$ et $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

Autrement dit, les méthodes de rétroaction LISIT et VISIT constituent un compromis entre le taux de transmission sur la liaison descendante et l'efficacité spectrale sur la liaison ascendante qui est particulièrement intéressant lorsque le temps de cohérence du canal est court ou lorsque le nombre d'antenne de réception est grand.

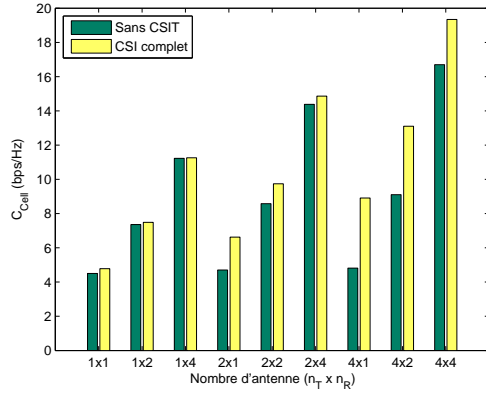
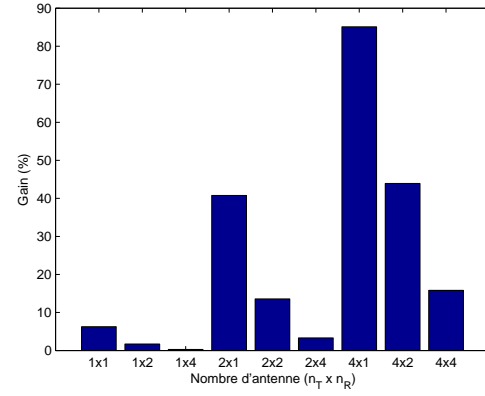
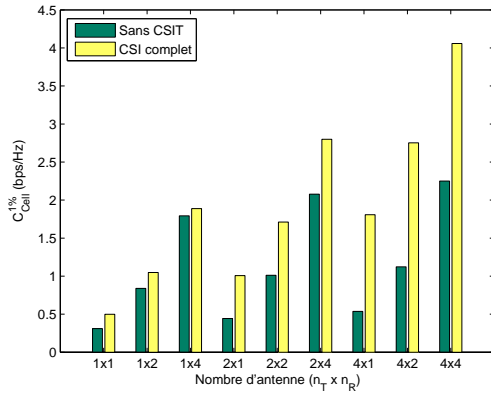
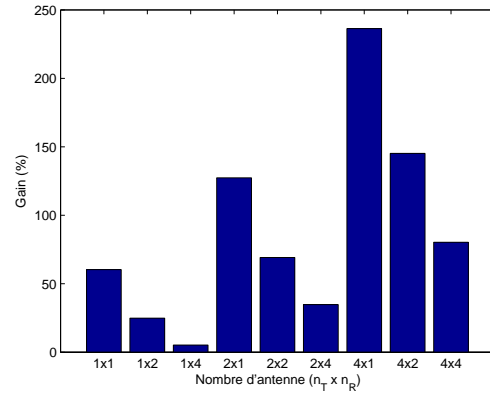
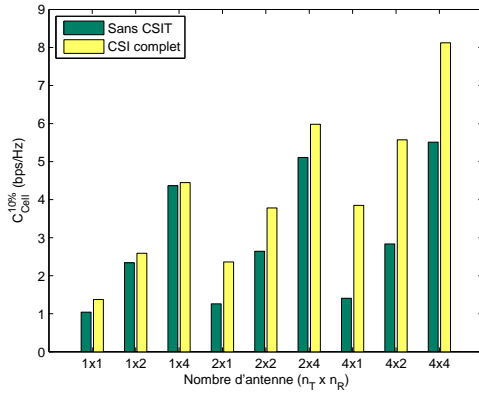
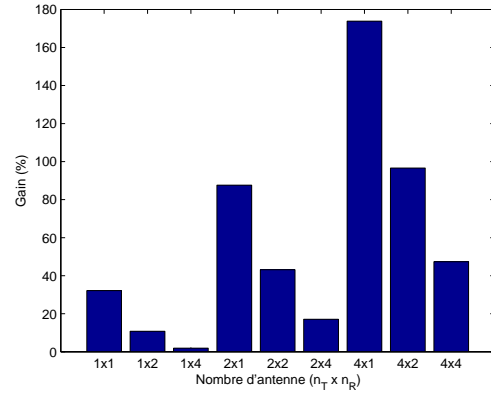
(a) C_{cell} (b) Augmentation de C_{cell} (c) $C_{cell}^{1\%}$ (d) Augmentation de $C_{cell}^{1\%}$ (e) $C_{cell}^{10\%}$ (f) Augmentation de $C_{cell}^{10\%}$

Figure 5.11 À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, l'influence du nombre d'antennes sur l'augmentation de capacité apportée par une allocation de la puissance à CSI complet. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

5.4 Influence du nombre d'antennes

La capacité du canal augmente de façon linéaire avec $n_T = n_R$ dans le cas d'un canal de Rayleigh non corrélé point-à-point en régime grand SNR (Tse et Viswanath, 2005). Cependant, elle peut être moindre si ces conditions ne sont pas satisfaites, particulièrement en l'absence de connaissance du canal au transmetteur. Selon Tsoulos (2006) cette situation apparaît dans au moins deux scénarios :

- si le SNR ou le SINR apparent au récepteur est faible
- si les évanouissements sont fortement corrélés.

Or, les figures 5.11a et 5.13a montrent que la capacité ergodique cellulaire augmente linéairement avec $n_T = n_R$ lorsque les antennes sont suffisamment espacées ($d_T = 4\lambda$ et $d_R = \lambda/2$) avec ou sans CSIT. Dans de telles conditions, le canal est donc suffisamment aléatoire pour que globalement la capacité se comporte comme dans le cas d'un canal non corrélé. Selon les figures 5.11b, 5.11d et 5.11f, certaines configuration d'antenne sont davantage sensibles à une transmission à CSI complet. Par exemple, avec une configuration 4×1 , une transmission cohérente apporte une amélioration de près de 250% de $C_{Cell}^{1\%}$ alors que l'amélioration n'est que de 85% dans le cas C_{Cell} . Cependant, le nombre de trajet est un facteur déterminant dans le caractère aléatoire du canal. Pan *et al.* (2007), en utilisant un modèle avec un seul trajet, ont notamment montré que doubler $n_T = n_R$ conduit à des augmentations plus modestes situées entre 40 % et 65 % selon les paramètres de simulation. Ainsi l'utilisation de systèmes MIMO permet d'améliorer considérablement l'efficacité spectrale des réseaux cellulaires si le nombre de trajets est suffisamment grand. Dans tous les cas, ajouter des antennes de réception augmente de façon significative la capacité cellulaire en apportant un gain de la puissance reçu (voir figure 5.11a, 5.11c, 5.11e). Par contre, sans CSIT ajouter des antennes de transmission lorsque $n_T > n_R$ a un effet négligeable. Cependant, si la station de base connaît les conditions du canal, augmenter n_T se traduit par un gain de capacité important car le transmetteur est en mesure précoder le signal à transmettre et d'augmenter la puissance du signal reçu.

Les figures 5.12 et 5.13b montrent l'influence du nombre d'antenne pour des contraintes d'espace sont plus serrées ($d_T = \lambda/2$ et $d_R = \lambda/8$). La relation de linéarité est alors perdue. Lorsqu'on passe d'une configuration 1×1 à 2×2 et de 2×2 à 4×4 la capacité cellulaire sans CSIT n'augmente que de 50% dans les deux cas. Avec CSIT, les augmentations sont de 78 et 68% respectivement. La corrélation du canal est suffisamment grande pour empêcher la capacité ergodique de croître linéairement avec le nombre de degrés de liberté du canal. Cependant $C_{cell}^{1\%}$ semble continuer de croître linéairement. Il semble donc que $C_{cell}^{1\%}$ soit particulièrement sensible au gain de puissance et au gain de diversité apportés par l'ajout

d'antenne de réception. En effet, sans CSIT les gains sont surtout attribuables à l'augmentation de n_R tandis qu'augmenter n_T apporte une contribution beaucoup plus faible. La connaissance du canal au transmetteur exploite surtout la corrélation du canal introduite par le rapprochement des antennes de réception. Par exemple, le gain de capacité d'une allocation à CSI complet par rapport à une allocation uniforme est d'environ 85% lorsque $n_T = 4$ et $n_R = 1$ à grand ou à petit espacement (voir figures 5.11b et 5.12b). Maintenant, le gain pour une configuration $n_T = 4$ et $n_R = 4$ est de 40% à petit espacement alors qu'il n'était que de 16% à grand espacement.

Notons finalement l'importance de choisir adéquatement le nombre d'antennes au mobile et à la station de base en fonction des contraintes qui s'appliquent. Par exemple, une configuration d'antenne 2×2 sans CSIT est aussi performante qu'une configuration 4×1 à CSI complet lorsque $d_T = 4\lambda$ et $d_R = \lambda/2$. La première a l'avantage de ne pas nécessiter le renvoi de l'état du canal à la station de base alors que la seconde a l'avantage d'occuper moins d'espace à la station mobile.

En résumé, les systèmes MIMO permettent d'exploiter efficacement les caractéristiques spatiales si les antennes sont suffisamment espacées ($d_T = 4\lambda$ et $d_T = \lambda/2$). Dans tous les cas, ajouter des antennes de réception apporte un gain appréciable. Augmenter $n_T > n_R$ apporte une contribution notable seulement si la station de base connaît l'état du canal.

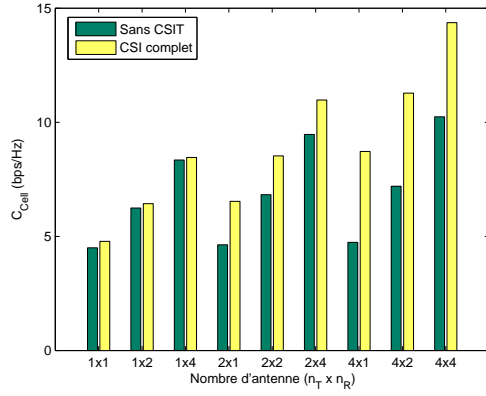
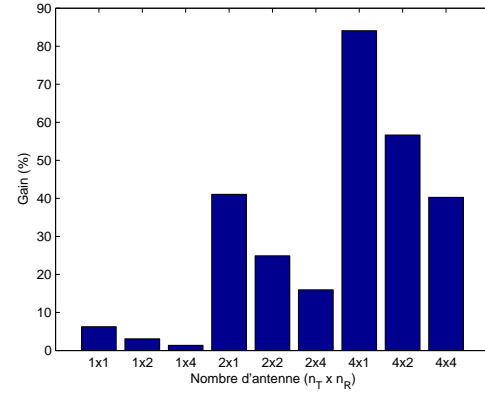
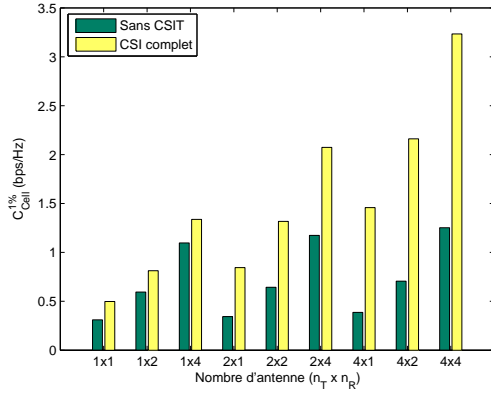
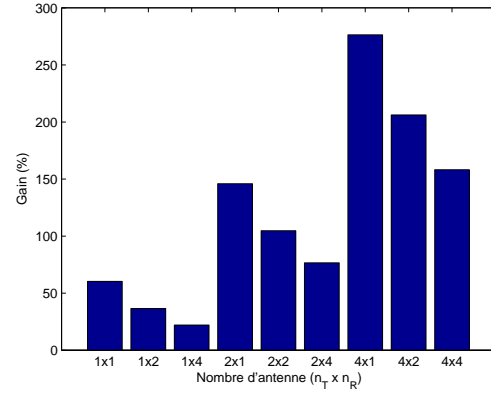
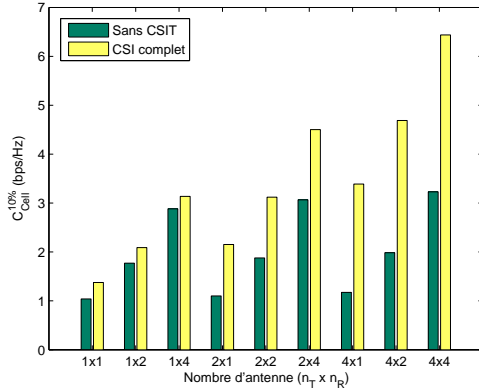
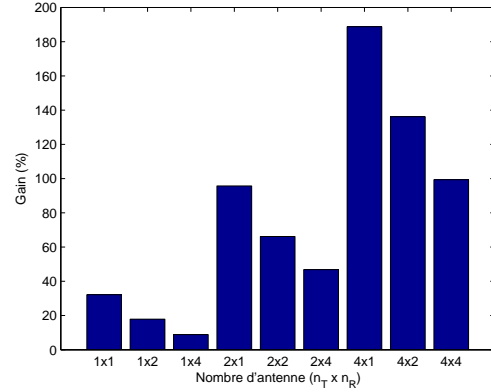
(a) C_{cell} (b) Augmentation de C_{cell} (c) $C_{cell}^{1\%}$ (d) Augmentation de $C_{cell}^{1\%}$ (e) $C_{cell}^{10\%}$ (f) Augmentation de $C_{cell}^{10\%}$

Figure 5.12 À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, l'influence du nombre d'antennes sur l'augmentation de capacité apportée par une allocation de la puissance à CSI complet. $d_T = \lambda/2$ $d_R = \lambda/8$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement urbain.

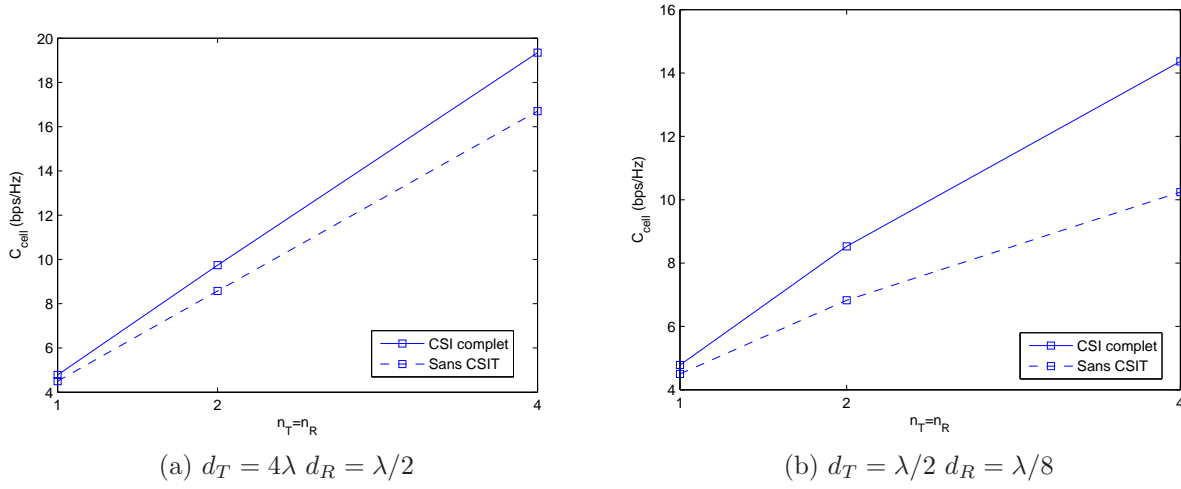


Figure 5.13 Influence du nombre d'antennes lorsque $n_T = n_R$. Modèle SCM. Environnement urbain.

5.5 Comparaison entre le milieu urbain et le milieu sous-urbain

L'atténuation de parcours est calculée différemment pour les environnements urbain et sous-urbain, ce qui peut avoir une influence sur l'estimation des performances. La figure 5.14a montre un modèle cellulaire simplifié pour lequel le rapport signal-à-interférence a été approximé par le rapport des atténuations de parcours $\frac{L(2R-d)}{L(d)}$. La figure 5.14b montre que le rapport-à-interférence devrait être plus grand en milieu urbain. On devrait donc s'attendre à ce que la capacité y soit plus grande toutes choses étant égales par ailleurs.

Or, Pan *et al.* (2007) indiquent que même à SNR égal, la capacité dans un environnement urbain est supérieure à celle d'un environnement sous-urbain. Ils attribuent cet avantage à l'étalement angulaire qui est plus grand en environnement urbain. Afin de pouvoir suivre l'évolution de la capacité avec le SNR, la matrice de canal a été normalisée de sorte que chaque élément h_{ij} satisfasse $\mathbb{E}\{|h_{ij}|\} = 1$ dans leur travail. Cependant, en tenant compte du SNR instantané du canal ainsi que du gain d'antenne à la station de base, un étalement angulaire plus grand signifie une perte de puissance de réception. C'est pourquoi les résultats de la figure D.1 (obtenus avec le modèle cellulaire de la figure 5.1) indiquent une capacité plus faible en environnement urbain. Pour s'en convaincre, la distribution des angles de départ en milieu urbain a été réduite de $\mathcal{U}(-40^\circ, 40^\circ)$ à $\mathcal{U}(-10^\circ, 10^\circ)$. Cette diminution d'angle d'ouverture a en effet conduit à une légèrement augmentation de la capacité (voir tableau 5.2).

Outre cette différence, l'influence de l'espacement d_R est identique. La figure 5.16 montre l'influence de l'espacement des antennes à la station de base. Hormis la différence de capacité mentionnée précédemment, les courbes pour l'environnement sous-urbain subissent

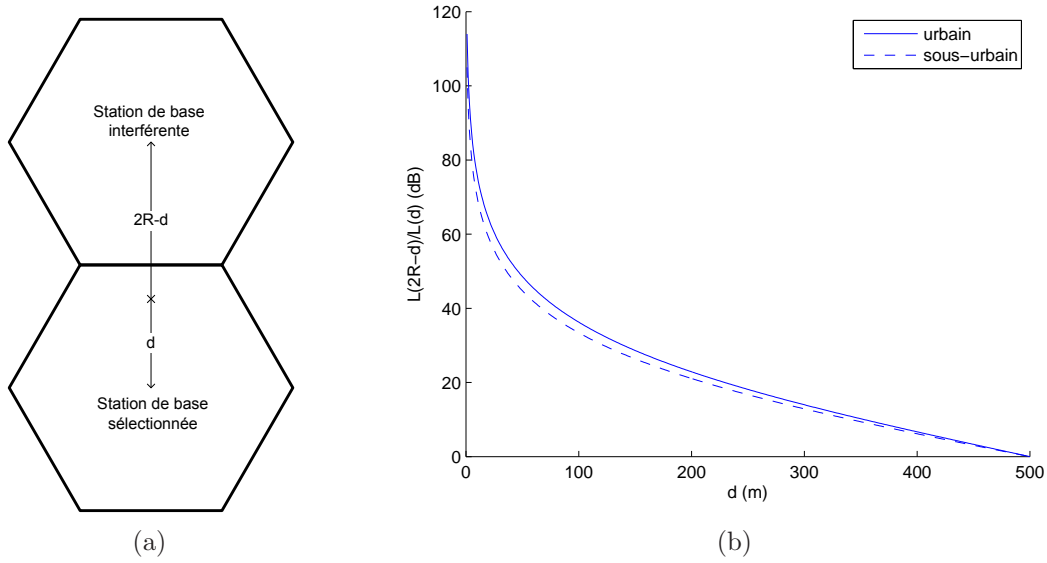


Figure 5.14 Estimation grossière du rapport signal-à-interférence dans modèle cellulaire simplifié. $R = 500\text{m}$.

Tableau 5.2 Capacité en fonction de la distribution des angles de départ

	$\mathcal{U}(-40^\circ, 40^\circ)$	$\mathcal{U}(-10^\circ, 10^\circ)$
C_{Cell} (bps/Hz)	8.58	9.41
$C_{Cell}^{1\%}$ (bps/Hz)	1.01	1.11
$C_{Cell}^{10\%}$ (bps/Hz)	2.64	2.94

une décroissance précoce dès $d_T < 2\lambda$. Ce comportement est attribuable à un étalement angulaire par trajet plus faible (2° contre 5° pour l'environnement urbain). Mentionnons que cette différence de comportement n'apparaît pas quand d_R varie car l'étalement angulaire par trajet est de 35° dans les deux environnements.

La figure 5.17a montre l'influence du nombre d'antennes sur la capacité. Comme pour l'environnement urbain, on constate qu'augmenter n_R apporte un gain important de la capacité mais qu'augmenter n_T est surtout bénéfique à CSI complet. D'autre part, C_{cell} est aussi proportionnelle à $n_T = n_R$. Cependant, sur la figure 5.17b, les gains de capacité apportés par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission à l'aveugle sont un peu plus faibles que dans l'environnement urbain. Cette diminution est en partie attribuable à un SNR plus élevé dans la cellule. Les résultats pour les capacités de coupure sont présentés en annexe car elles conduisent aux mêmes conclusions que pour l'environnement urbain.

Bref, les systèmes MIMO permettent d'exploiter les caractéristiques spatiales du milieu de

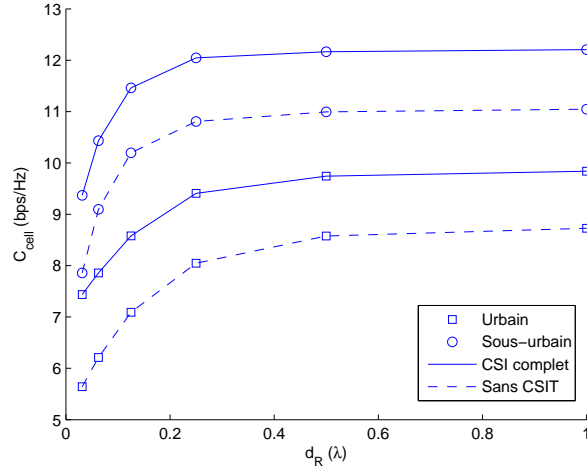


Figure 5.15 Influence de l'espacement des antennes à la station mobile. $d_T = 4\lambda$. 2×2 . Modèle SCM.

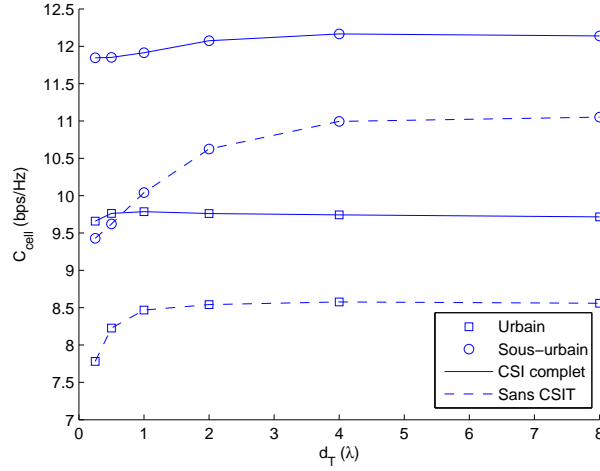


Figure 5.16 Influence de l'espacement des antennes à la station de base. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM.

propagation autant dans un environnement sous-urbain que dans un environnement urbain à condition de maintenir un espacement plus grand au transmetteur ($d_T > 2\lambda$) pour compenser un étalement angulaire plus faible.

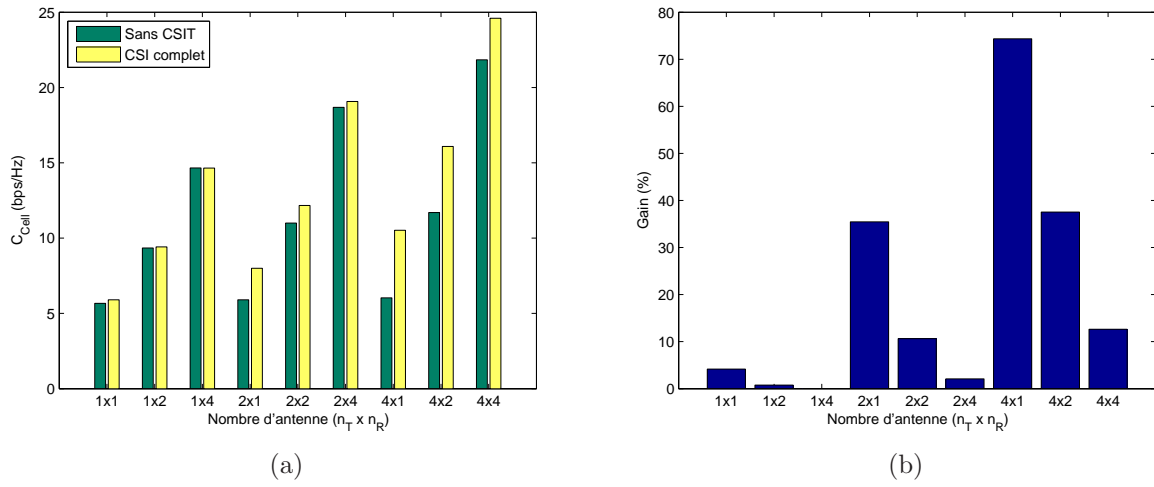


Figure 5.17 À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité cellulaire. À droite, gain de capacité apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

Dans ce travail, un réseau cellulaire MIMO à large bande a été simulé dans des environnements urbain et sous-urbain. Les modèles de canal SCM et de Kronecker et le modèle de corrélation de Salz-Winters ont été employés pour estimer la capacité de la liaison descendante. Nous nous sommes également penchés sur l'influence du nombre d'antennes et de l'espacement sur la capacité ergodique et la capacité de coupure d'une cellule. Quatre scénarios concernant la connaissance de l'état du canal ont été également simulés.

Des travaux antérieurs ont déjà montré qu'augmenter l'espacement inter-antenne décorrèle le canal et améliore généralement les performances des systèmes MIMO. On a aussi déjà montré que la capacité augmente linéairement avec le nombre de degré de liberté dans un canal de Rayleigh non-corrélé. Pan *et al.* (2007) ont cependant montré que les gains sont beaucoup plus modestes avec le modèle SCM.

Ce travail a confirmé que la capacité peut devenir considérablement plus faible que celle prédite par le modèle Rayleigh non corrélé. Il a établi que pour éviter une perte de capacité importante, les antennes doivent être maintenues à au moins une distance λ les unes des autres à la station de base et à $\lambda/4$ à la station mobile, λ étant la longueur d'onde de la fréquence porteuse. Dans l'environnement sous-urbain, les antennes doivent être encore plus séparées à la station de base pour compenser l'étalement angulaire plus faible. Par contre, une augmentation de d_T trop grande peut causer une légère diminution de la capacité due à un blanchiment des interférences. Ce travail a également mis en évidence que l'espacement des antennes et la connaissance de l'état du canal au transmetteur ont une influence qui varie en fonction de la position de l'utilisateur.

Bien que la connaissance de l'état du canal à la station de base se traduise par une augmentation de la capacité qui peut devenir importante lorsque les antennes sont rapprochées, une connaissance partielle des interférences dégrade la capacité par moins de 3%. Cette dégradation est particulièrement faible pour les usagers éloignés de la station de base. Cependant, ceci ne signifie pas que l'interférence peut être assimilée à du bruit blanc gaussien car la corrélation des signaux interférents a une influence importante sur la capacité. On a aussi montré qu'en maintenant un espacement suffisamment grand, la capacité d'un canal est directement proportionnellement à $n_T = n_R$ même en considérant les propriétés spatiales des réseaux d'antenne. Lorsque les antennes sont rapprochées, l'information sur l'état du canal doit être renvoyée à la station de base afin de profiter d'un gain de beamforming

et de waterfilling maximal. À noter que l'objectif de ce travail est d'étudier l'influence des caractéristiques spatiales. Outre quelques recommandations, il ne suggère pas une configuration d'antenne précise. La raison est qu'on ne dispose pas d'une fonction de coût à optimiser et d'un espace de recherche. Mais la recherche d'une telle fonction et de la solution nous amènerait trop loin.

Dans un autre ordre d'idée, des bandes passantes qui s'étendront jusqu'à 100MHz deviendront disponibles d'ici 2012 à 2015. Les résultats obtenus dans ce travail pour une largeur de bande de 5 Mhz sont-ils valides pour des systèmes ayant une bande plus large? Catreux *et al.* (2001) ont suggéré que la capacité en bps varie linéairement avec la bande passante lorsque le système est limité par les interférences. Alors que cette affirmation est vraie pour les systèmes à bande étroite, il en est probablement autrement pour les systèmes à large bande. Pour estimer les performances ayant des bandes considérablement plus larges il faut considérer des récepteurs ayant une résolution temporelle plus élevée et utiliser le modèle de canal SCME ou un de ses dérivés.

Rappelons que la capacité est une métrique de performance théorique. Les résultats présentés au chapitre 5 ont été obtenus sans se préoccuper des détails d'implémentation. Papadias et Huang (2001) ont mis en évidence la complexité considérable qu'implique l'implémentation des algorithmes spatio-temporels. L'utilisation de la technique de multiplexage Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) permet de réduire considérablement cette complexité. Malgré cela, l'implémentation de système MIMO-OFDM temps réel reste une tâche ardue. La plupart des prototypes se contente de traiter le signal hors ligne alors qu'il va de soi que l'adaptation du transmetteur aux conditions du canal doit se faire en temps réel (Tsoulos, 2006; van Zelst et Schenk, 2004).

Par ailleurs, on a supposé dans ce travail que chaque secteur transmet à pleine puissance vers une seule station mobile. L'introduction d'autres usagers dans un secteur implique bien sûr un partage de la puissance de transmission et donc une réduction des capacités individuelles. Cependant, il n'est pas exclu que l'utilisation d'une technique de sélection opportuniste jumelée avec une allocation judicieuse des sous-bandes conduise à une augmentation de la capacité globale de la cellule comme dans la méthode d'accès multiple Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA).

Et si ce travail devait avoir une suite, l'ajout le plus important serait d'intégrer une technologie spécifique. L'OFDMA est un sujet de recherche très en vogue actuellement et semble en plus être l'approche la plus prometteuse pour atteindre les cibles établies par le projet LTE. Une analyse plus spécifique permettrait d'obtenir une prédiction plus réaliste des performances des réseaux de l'avenir.

RÉFÉRENCES

- 3GPP (2008). Spatial channel model for multiple input multiple output (mimo) simulations. Rapport technique TR 25.996 V8.0.0, 3rd Generation Partnership Project, Valbonne, France.
- ABOUDA, A. A., EL-SALLABI, H. M., VUOKKO, L. et HÄGGMAN, S. G. (2006). Performance of stochastic Kronecker MIMO radio channel model in urban microcells. *Proc. IEEE PIMRC '06*. 1–5.
- APSLUND, H., MOLISCH, A. F., STEINBAUER, M. et MEHTA, N. B. (2002). Clustering of scatterers in mobile radio channels - Evaluation and modeling in the COST259 directional channel model. *Proc. IEEE ICC '02*. vol. 2, 901–905.
- BAUM, D. S., HANSEN, J. et SALO, J. (2005). An interim channel model for beyond-3G systems : extending the 3GPP spatial channel model (SCM). *Proc. IEEE VTC '05*. vol. 5, 3132–3136.
- CATREUX, S., DRIESSEN, P. F. et GREENSTEIN, L. J. (2001). Attainable throughput of an interference-limited multiple-input multiple-output (MIMO) cellular system. *IEEE Transactions on Communications*, 49, 1307–1311.
- CORREIA, L. M. (2006). *Mobile Broadband Multimedia Networks*. Elsevier.
- COVER, T. M. et THOMAS, J. A. (2006). *Elements of information theory (second edition)*. John Wiley & Sons.
- DAHLMAN, E., EKSTROM, H., FURUSKAR, A., JADING, Y., KARLSSON, J., LUNDEVALL, M. et PARKVALL, S. (2006). The 3G Long-Term Evolution - radio interface concepts and performance evaluation. *Proc. IEEE VTC '06*. 137–141.
- DURGIN, G. D. et RAPPAPORT, T. S. (2000). Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48, 682–693.
- DURLARCHER (2001). UMTS report : An investment perspective. Rapport technique, Durlacher Research, 4 Chiswell Street, Londre EC1 YUP, Royaume-Uni.
- FUGEN, T., MAURER, J., KUHNERT, C. et WIESBECK, W. (2004). A modelling approach for multiuser MIMO systems including spatially-colored interference. *Proc. IEEE GLOBECOM '04*. vol. 2, 938–942.
- GENG, N., VIERING, I. et KIESSLING, M. (2002). Multi-user MIMO-OFDM cell throughput under real-world propagation conditions. *Proc. IEEE VTC '02*. 879–883.

- GOLDEN, G., FOSCHINI, C., VALENZUELA, R. et WOLNIANSKY, P. (1999). Detection algorithm and initial results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electronics Letters*, 35, 14–16.
- HERDIN, M., GRITSCH, G., BADIC, B. et BONEK, E. (2004). The influence of channel models on simulated MIMO performance. *Proc. IEEE VTC '04*. vol. 1, 304–307.
- JAECKEL, S., LIANG, L., JUNGNICHEL, V., THIELE, L., JANDURA, C., SOMMERKORN, G. et SCHNEIDER, C. (2009). Correlation properties of large and small-scale parameters from multicell channel measurements, 3406–3410. Invited.
- JALDÉN, N., ZETTERBERG, P., OTTERSTEN, B. et GARCIA, L. (2007). Inter- and Intrasite Correlations of Large-Scale Parameters from Macrocellular Measurements at 1800 Mhz. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, 1–12.
- JANKIRAMAN, M. (2004). *Space-Time Codes and MIMO Systems*. Artech House.
- KERMOAL, J. P., SCHUMACHER, L., PEDERSEN, K. I., MOGENSEN, P. E. et FREDERIKSEN, F. (2002). A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20, 1211–1226.
- LEON-GARCIA, A. (1994). *Probability and Random Processes for Electrical Engineering (Second Edition)*. Addison-Wesley.
- LOYKA, S. et TSOULOS, G. (2002). Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach. *IEEE Communications Letters*, 6, 1089–7798.
- MOGENSEN, P., NA, W., KOVACS, I. Z., FREDERIKSEN, F., POKHARIYAL, A., PEDERSEN, K. I., KOLDING, T., HUGL, K. et KUUSELA, M. (2007). LTE capacity compared to the Shannon bound. *Proc. IEEE VTC '07*. 1234–1238.
- MOLISCH, A. F. (2002). A channel model for MIMO systems in macro- and microcellular environments. *Proc. IEEE VTC '02*. vol. 2, 655–659.
- PAN, S., DURRANI, S. et BIALKOWSKI, M. E. (2007). MIMO capacity for spatial channel model scenarios. *Communications Theory Workshop AusCTW'07*. Adelaide, Australia, 25–29.
- PAPADIAS, C. B. et HUANG, H. (2001). Linear space-time multiuser detection for multipath CDMA channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19, 254–265.
- PROAKIS, J. G. et SALEHI, M. (2004). *Fundamentals of Communication Systems*. Prentice Hall.
- SALZ, J. et WINTERS, J. H. (1994). Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43, 1049–1057.

- SAYEED, A. M. (2002). Deconstructing multiantenna fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50, 2563–2579.
- SHIU, D.-S., FOSCHINI, G., GANS, M. J. et KAHN, J. M. (2000). Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48, 501–513.
- TELATAR, E. (1999). Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10, 585–595.
- TSE, D. et VISWANATH, P. (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press.
- TSOULOS, G. (2006). *MIMO System Technology for Wireless Communications*. CRC Press.
- VAN ZELST, A. et SCHENK, T. C. W. (2004). Implementation of a MIMO OFDM-based wireless lan system. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52, 483–494.
- VIEIRA, P., QUELUZ, P. et RODRIGUES, A. (2008). MIMO antenna array impact on channel capacity for a realistic macro-cellular urban environment. *Proc. IEEE VTC'08*. Calgary, BC, 1–5.
- WEICHSELBERGER, W., HERDIN, M., ÖZCELIK, H. et BONEK, E. (2006). A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. vol. 5, 90–100.
- ÖZCELIK, H., CZINK, N. et BONEK, E. (2005). What makes a good MIMO channel model? *Proc. IEEE VTC '05*. vol. 1, 156–160.
- ZETTERBERG, P., JALDÉN, N., YU, K. et BENGTTSSON, M. (2005). Analysis of MIMO Multi-Cell Correlations and Other Propagation Issues Based on Urban Measurements. *IST mobile summit 2005*. 1–5.

ANNEXE A

Justification du modèle Kronecker–Salz–Winters

Les matrices de corrélation \mathbf{R}_{Rx} et \mathbf{R}_{Tx} sont définies comme suit.

$$\mathbf{R}_T = \mathbb{E}\{\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*\} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{R}_R = \mathbb{E}\{\mathbf{H} \mathbf{H}^H\} \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{H}_n = \frac{1}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_R)}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_T^{T/2} \quad (\text{A.3})$$

\mathbf{G} est une matrice dont les éléments sont iid complexes gaussiens. L'hypothèse de séparabilité du modèle de Kronecker peut être formalisée par deux propositions. Soit h_{nm} l'élément (n, m) de la matrice de canal \mathbf{H} .

1. $\mathbb{E}[h_{ae} h_{be}^*] = \sigma_{ab} = \sigma_{ba}$ est indépendant de e .
2. $\mathbb{E}[h_{fc} h_{fd}^*] = \sigma_{cd} = \sigma_{dc}$ est indépendant de f .

Soit maintenant un canal MIMO ayant n_T entrées et n_R sorties. Posons $\sigma_{ab}^R = \mathbb{E}[h_{ac}h_{bc}^*]$ comme étant la corrélation spatiale entre 2 antennes réceptrice a et b .

$$\mathbf{R}_R = \mathbb{E}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} \quad (\text{A.4})$$

$$= \mathbb{E} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1n_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2n_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{n_R1} & h_{n_R2} & \dots & h_{n_Rn_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* & \dots & h_{n_R1}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* & \dots & h_{n_R2}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{1n_T}^* & h_{2n_T}^* & \dots & h_{n_Rn_T}^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$= \mathbb{E} \begin{bmatrix} h_{11}h_{11}^* + h_{12}h_{12}^* + \dots + h_{1n_T}h_{1n_T}^* & h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^* + \dots + h_{1n_T}h_{2n_T}^* & \dots \\ h_{21}h_{11}^* + h_{22}h_{12}^* + \dots + h_{2n_T}h_{1n_T}^* & h_{21}h_{21}^* + h_{22}h_{22}^* + \dots + h_{2n_T}h_{2n_T}^* & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{n_R1}h_{11}^* + h_{n_R2}h_{12}^* + \dots + h_{n_Rn_T}h_{1n_T}^* & h_{n_R1}h_{21}^* + h_{n_R2}h_{22}^* + \dots + h_{n_Rn_T}h_{2n_T}^* & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{bmatrix} \dots & h_{11}h_{n_R1}^* + h_{12}h_{n_R2}^* + \dots + h_{1n_T}h_{n_Rn_T}^* \\ \dots & h_{21}h_{n_R1}^* + h_{22}h_{n_R2}^* + \dots + h_{2n_T}h_{n_Rn_T}^* \\ \vdots & \vdots \\ \dots & h_{n_R1}h_{n_R1}^* + h_{n_R2}h_{n_R2}^* + \dots + h_{n_Rn_T}h_{n_Rn_T}^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$= n_T \begin{bmatrix} \sigma_{11}^R & \sigma_{12}^R & \dots & \sigma_{1n_R}^R \\ \sigma_{21}^R & \sigma_{22}^R & \dots & \sigma_{2n_R}^R \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sigma_{n_R1}^R & \sigma_{n_R2}^R & \dots & \sigma_{n_Rn_R}^R \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$= n_T \tilde{\mathbf{R}}_R \quad (\text{A.9})$$

La matrice $\tilde{\mathbf{R}}_R$ est une matrice de corrélation normalisée et peut être approximée justement par la matrice \mathbf{S}_R de Salz–Winters. Un développement similaire du côté transmetteur permet d'arriver à

$$\mathbf{R}_R = n_T \mathbf{S}_{Rx} \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{R}_T = n_R \mathbf{S}_{Tx} \quad (\text{A.11})$$

Par ailleurs, on remarque que

$$\text{tr}\{\mathbf{R}_R\} = n_T(\sigma_{11}^R + \sigma_{22}^R + \dots + \sigma_{RR}^R) \quad (\text{A.12})$$

En insérant les équations A.10 à A.12 dans A.3 on obtient

$$\mathbf{H}_n = \frac{\sqrt{n_R n_T}}{\sqrt{n_T(\sigma_{11}^R + \sigma_{22}^R + \cdots + \sigma_{n_R n_R}^R)}} \mathbf{S}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{S}_T^{T/2} \quad (\text{A.13})$$

Enfin, pour un canal normalisé ($\sigma_{ii}^X = 1$), on a simplement

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{S}_R^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{S}_T^{T/2} \quad (\text{A.14})$$

ANNEXE B

Valeurs des angles $\Delta_{n,m,AoD}$ et $\Delta_{n,m,AoA}$

Tableau B.1 Assignment des angles $\Delta_{n,m,AoD}$ ($^{\circ}$)

Sous-trajet m	Étalement angulaire de 2°	Étalement angulaire de 5°
1,2	± 0.0894	± 0.2236
3,4	± 0.2826	± 0.7064
5,6	± 0.4984	± 1.2461
7,8	± 0.7431	± 1.8578
9,10	± 1.0257	± 2.5642
11,12	± 1.3594	± 3.3986
13,14	± 1.7688	± 4.4220
15,16	± 2.2961	± 5.7403
17,18	± 3.0389	± 7.5974
19,20	± 4.3101	± 10.7753

Tableau B.2 Valeurs des angles $\Delta_{n,m,AoA}$ ($^{\circ}$) pour avoir un étalement angulaire de 35°

± 1.5649
± 4.9447
± 8.7224
± 13.0045
± 17.9492
± 23.7899
± 30.9538
± 40.1824
± 53.1816
± 75.4274

ANNEXE C

Résultats de simulation supplémentaires

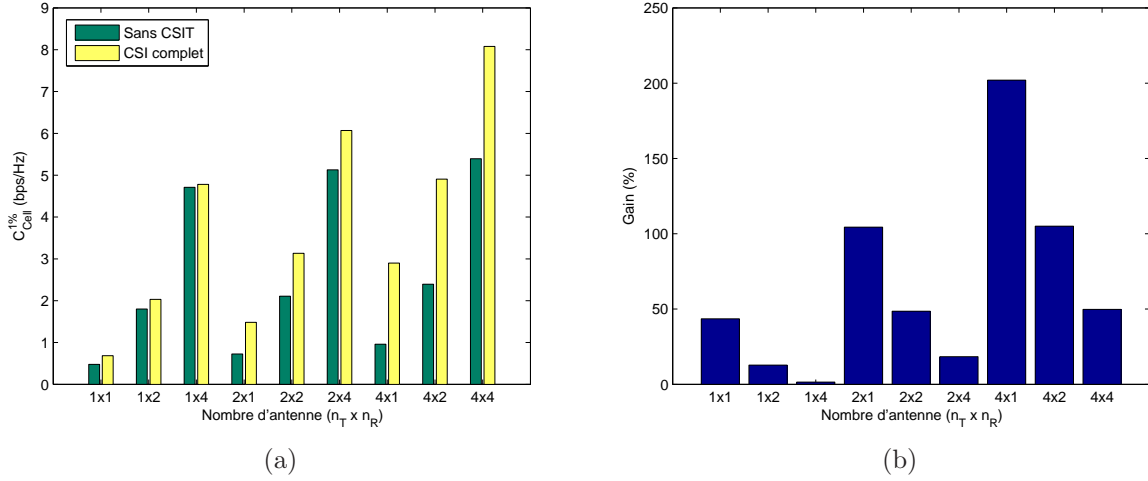


Figure C.1 À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité de coupure $C_{cell}^{1\%}$. À droite, gain apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.

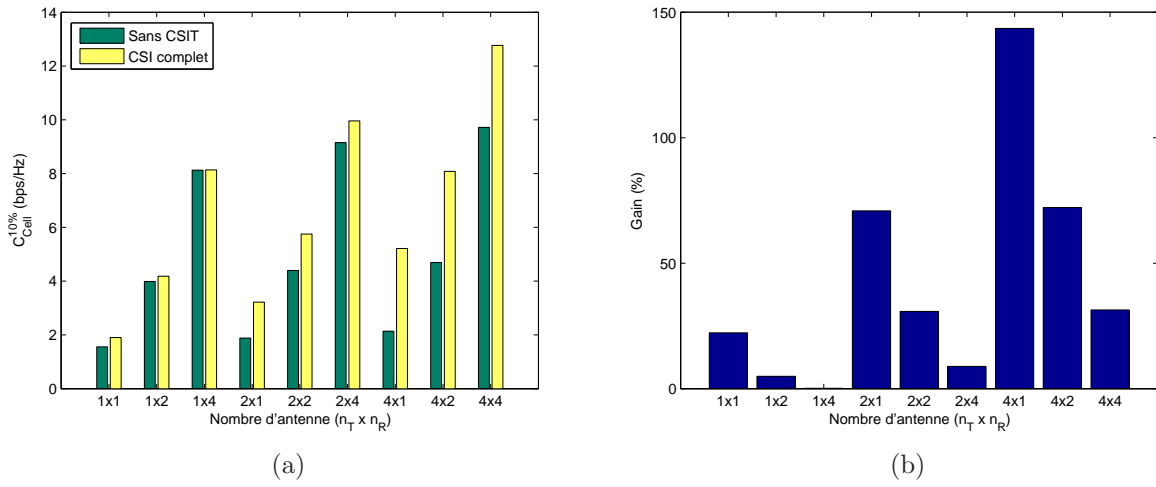


Figure C.2 À gauche, l'influence du nombre d'antennes sur la capacité de coupure $C_{\text{cell}}^{10\%}$. À droite, gain apporté par une transmission à CSI complet par rapport à une transmission sans CSIT. $d_T = 4\lambda$ $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Environnement sous-urbain.

ANNEXE D

Intervalles de confiance

Les intervalles de confiance ont été évaluées pour un seuil de confiance de 95% en utilisant la méthode des *batch means*. Pour chaque évaluation de la capacité moyenne de la cellule, les $n_p = 5000$ réalisations de la capacité ergodique ou de coupure ont été séparées en 10 partitions de 500 réalisations. La valeur moyenne de chaque partition a été évaluée. L'estimation de l'intervalle de confiance est appliquée sur les valeurs de la moyenne des 10 partitions.

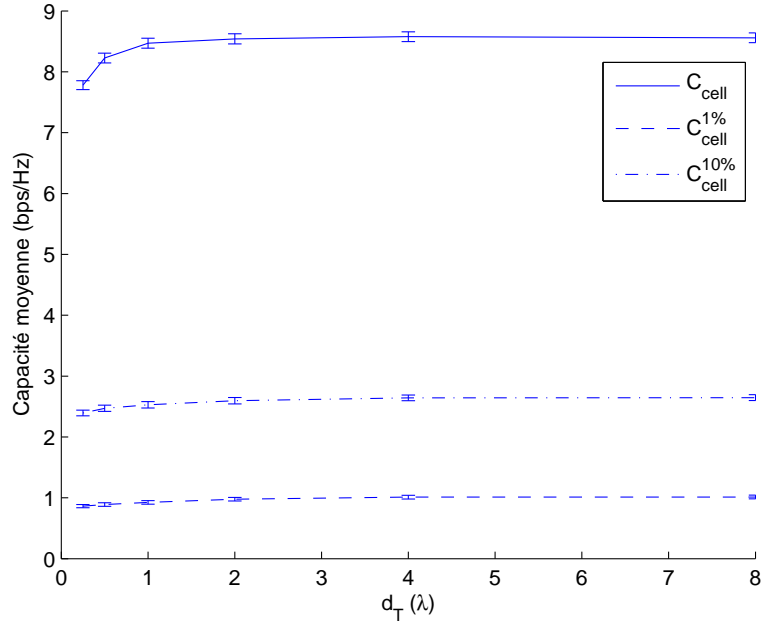


Figure D.1 Influence de l'espacement des antennes à la station de base. $d_R = \lambda/2$. 2×2 . Modèle SCM. Sans CSIT. Environnement urbain. Seuil de confiance à 95%.