

Concepts de base des antennes pour réseaux de télécommunication 5g

Rafalinirina H. S.¹, Randriamitantoa P. A.², Andriamanalina A. N.³

Laboratoire de Recherche Télécommunication, Automatique, Signal et Images (LR-T.A.S.I.)

Ecole Doctorale en Science et Technique de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED – STII)

Ecole Supérieure Polytechnique Antananarivo - Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹*sandrahaingomalala@gmail.com*, ²*rpauguste@gmail.com*, ³*andonirinabe@gmail.com*

Résumé

Les futurs réseaux de télécommunication 5G sont caractérisés par un déploiement de plus en plus dense de différents types de points d'accès sans fil. Un débit de données beaucoup plus élevé est nécessaire dans ces futurs réseaux cellulaires, la demande mondiale de trafic de données sans fil ne cesse de croître. Les techniques d'utilisation d'antennes multiples pourraient répondre à cet objectif.

Mots clés: MIMO, Massive MIMO, Efficacité spectrale, 5G.

Abstract

The future 5G telecommunication networks are characterized by an increasingly dense deployment of different types of wireless access points. Much higher data throughput is required in these future cellular networks, as the global demand for wireless data traffic continues to grow. The techniques of using multiple antennas could serve this purpose.

Key words: MIMO, Massive MIMO, Spectral Efficiency, 5G

1. Introduction

Les réseaux de télécommunication 5G doivent faire un bond dans le débit des données de zone, pour gérer le trafic de données sans fil en pleine croissance, il importe d'observer les concepts de base des antennes pour réseaux de télécommunication 5G. Des motivations de base et la théorie de la communication en allant de la technologie MIMO vers les MIMO massifs seront fournis pour les directives de conception liées à la mise en œuvre de ces technologies.

2. Historiques de l'évolution de la génération mobile

Pour les générations mobiles avant la quatrième génération, on a utilisé des antennes BTS, antennes verticales omnidirectionnelles. Pour la quatrième génération, MIMO fait apparition. Le système Massive MIMO serait un challenge pour les futurs réseaux de télécommunication 5G.

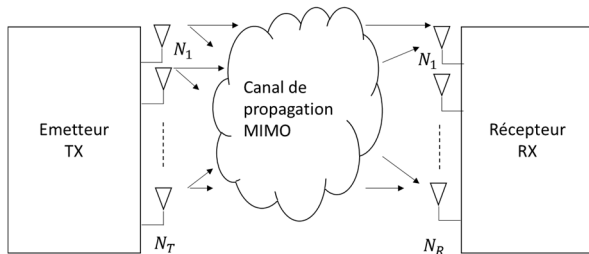
3. Technique de diversité

On appelle diversité, une technique qui consiste à transmettre et/ou recevoir l'information par différents canaux. La diversité représente le fait de transmettre simultanément un message sur plusieurs canaux totalement indépendants qui présenteront des caractéristiques différentes. On a par exemple : la diversité fréquentielle, temporelle[1][3], angulaire, de diagramme, spatiale[1][2] et de polarisation.

4.CANAL MIMO

4.1.Modélisation du canal MIMO

Un canal MIMO, un qui relie N_T antennes émettrices avec N_R antennes réceptrices représenté mathématiquement par une matrice complexe H traduisant la dimension spatiale.



La matrice H du canal MIMO est définie par :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_R N_T} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Où $h_{kl} = \alpha_{kl} e^{j\phi_{kl}}$ tel que $1 \leq k \leq N_R ; 1 \leq l \leq N_T$ représente le gain complexe du lien entre la $l^{i\grave{e}me}$ antenne émettrice vers la $k^{i\grave{e}me}$ antenne réceptrice.

La relation entre les entrées X et les sorties Y du système MIMO est exprimé par :

$$Y = HX + B \quad (2)$$

Où X est le vecteur complexe qui représente les signaux délivrés par les antennes d'émission et qui est exprimé par :

$$X = (x_1 \ \dots \ x_{N_T})^T \quad (3)$$

Où B est le vecteur complexe, représentant les bruits affectant les signaux reçus au niveau des récepteurs et qui est exprimé par :

$$B = (b_1 \ \dots \ b_{N_R})^T \quad (4)$$

Où Y est le vecteur complexe, représentant les signaux reçus par les antennes de réception et qui est exprimé par :

$$Y = (y_1 \ \dots \ y_{N_R})^T \quad (5)$$

Au cours d'une transmission MIMO, le signal reçu sur l'antenne R_k est exprimé par :

$$y_k = \sum_{l=1}^{N_T} h_{kl} x_l + b_k ; k = 1, \dots, N_R \quad (6)$$

Où x_l et b_k représentent respectivement le signal délivré par la $l^{i\grave{e}me}$ antenne d'émission et le bruit qui affecte la $k^{i\grave{e}me}$ antenne de réception

4.2.Entropie d'un système MIMO

Pour un canal MIMO, puisqu'on a à faire à un vecteur aléatoire au lieu d'une variable aléatoire alors, il importe de définir la condition de maximisation de l'entropie d'un vecteur aléatoire X.

4.2.1. Vecteur aléatoire

On appelle *vecteur aléatoire* X à valeur dans \mathbb{R}^n , la donnée de n variables aléatoires à valeurs réelles X_1, \dots, X_n . On note X la matrice uni colonne de coordonnées X_1, \dots, X_n :

$$(7)$$

$$X^T = (X_1, \dots, X_n)$$

4.2.2. Vecteur gaussien réel

On appelle *vecteur gaussien*, un vecteur aléatoire $X = (X_1, \dots, X_n)^T$ à valeur dans \mathbb{R}^n dont toute combinaison linéaire de ses composantes est une variable aléatoire gaussienne. (8)

$$\forall \lambda \in \mathbb{R}^n \text{ On a } \langle \lambda, X \rangle = \lambda^T X = \sum_{i=1}^n \lambda_i X_i \sim \mathcal{N}(m, \sigma^2)$$

4.2.3. Vecteur aléatoire complexe

Une *variable aléatoire complexe* est définie par :

$$Z = X + iY \quad (9)$$

Où X et Y sont deux variables aléatoires réelles avec $i^2 = -1$

4.2.4. Vecteur gaussien complexe

Soit $X \in \mathbb{C}^n$, on appelle *vecteur gaussien complexe*, un vecteur gaussien réel défini par :

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} \text{Re}(X) & \text{Im}(X) \\ \text{Im}(X) & \text{Re}(X) \end{pmatrix} \quad (10)$$

4.2.5. Vecteur gaussien à symétrie circulaire

X est un *vecteur gaussien à symétrie circulaire* X si et seulement si $K_{\hat{X}}$ la matrice de covariance de \hat{X} est de la forme :

$$K_{\hat{X}} = \frac{1}{2} \hat{Q} \quad (11)$$

Où Q $\in \mathbb{C}^{n,n}$ est une matrice définie positive. Dans ce cas, on la matrice K_X de covariance définie par :

(12)

$$K_X = Q = E[(X - E[X])(X - E[X])^H]$$

4.3. Capacité canal MIMO

Pour un canal MIMO, la capacité consiste à rechercher la valeur maximale de l'information mutuelle entre les vecteurs aléatoires d'entrées et de sorties

4.3.1. Information mutuelle

L'information mutuelle st exprimée par :

$$I(X; Y) = \quad (13)$$

$$\log_2(\det\{I_{N_R} + H R_x H^H (R_b)^{-1}\})$$

Soient :

- H la matrice de transfert d'un canal MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. La relation entre les entrées et les sorties du système est définie par :

$$Y = HX + B \quad (14)$$

- $R_b = E\{BB^H\}$ représente la matrice de covariance du bruit.
- $R_x = E\{XX^H\}$ représente la matrice de covariance du signal ou la puissance du signal transmis.

4.3.2. Capacité d'un canal MIMO avec CSI inconnu

L'information mutuelle est maximisée lorsque des signaux d'entrée et de sortie sont gaussiens centrés. La capacité d'un canal MIMO est alors définie par [4]

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\gamma}{N_T} H H^H \right) \right] \quad (15)$$

Où γ représente le SNR.

4.3.3. Capacité d'un canal MIMO avec CSI connu

Dans ce cas, la capacité du canal est alors exprimée par :

$$C_{MIMO} = \sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{\gamma}{N_T} \lambda_i\right) \quad (16)$$

Où $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$; $i = \{1, \dots, r\}$ représentent les valeurs singulières non nul de H et λ_i représente

la valeur propre ou le gain en puissance du $i^{\text{ème}}$ canal indépendant.

4.4. Modèles canal MIMO

Les modèles de canal MIMO peuvent se répartir suivant des modèles dits déterministes, stochastiques géométriques et stochastiques.

4.5. Gain technologie MIMO

Le *gain de multiplexage* est le gain obtenu par la transmission des signaux de données différents à travers les différentes antennes par le procédé de multiplexage.

Il est défini par [4] :

$$r = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{C(\gamma)}{\log(\gamma)} \quad (17)$$

Où, $C(\gamma)$ représente la capacité du système pour un SNR donné.

Le *gain de diversité* est défini par l'amélioration du rapport signal sur bruit des signaux relatifs combinés par rapport au signal sur bruit reçu sur seule une antenne. Il est défini par [4]:

$$d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e(SNR))}{\log(SNR)} \quad (18)$$

5. Système Massive MIMO

Massive MIMO[5] ou MIMO Massif est un système MIMO multi-utilisateurs où les stations de bases ou Base Station (BS) et le nombre d'utilisateurs sont très nombreux avec M antennes et K utilisateurs par BS. Le système est caractérisé par $M \gg K$ et fonctionne en mode Duplex par séparation temporelle ou TDD (time-division duplexing) utilisant un traitement de liaison montante et de liaison descendante linéaire.

5.1. Analyse de performance du système Massive MIMO

5.1.1. Propriétés de canal Massive MIMO

La *réponse de canal* entre la $l^{\text{ème}}$ BS et utilisateur k dans le $i^{\text{ème}}$ cellule est définie par [5][6]:

$$h_{i,k}^l = [h_{i,k,l}^l \dots h_{i,k,M}^l]^T \in \mathbb{C}^M \quad (19)$$

où $[.]^T$ désigne la transposition. Ces vecteurs de canal sont des variables aléatoires ergodiques supposées prendre de nouvelles réalisations indépendantes dans chaque intervalle de cohérence.

Le *vecteur des valeurs moyennes* est défini par [5][6]:

$$\bar{h}_{i,k}^l = E\{h_{i,k}^l\} [\bar{h}_{i,k,l}^l \dots \bar{h}_{i,k,M}^l]^T \quad (20)$$

La *variance du $m^{\text{ème}}$ coefficient de $h_{i,k}^l$* est définie par :

$$\beta_{i,k}^l = V\{h_{i,k,m}^l\} \quad (21)$$

Qui est indépendante de l'antenne d'index m (en supposant que fading à grande échelle est stationnaire sur le réseau BS).

5.1.2. Liaison montante avec précodage linéaire

Pour chaque symbole de liaison montante, le signal reçu en bande de base $y_l \in \mathbb{C}^M$ au $l^{\text{ème}}$ BS est modélisé comme :

$$y_l = \sum_{i=1}^l \sum_{k=1}^K h_{i,k}^l \sqrt{P_{i,k}} x_{i,k} + n_l \quad (22)$$

Où $x_{i,k}$ est le symbole de transmission normalisé (avec $E\{|x_{i,k}|^2\} = 1$) et $P_{i,k}$ la puissance de transmission de l'utilisateur k dans la cellule i. Le matériel du récepteur à la BS est contaminé par bruit blanc additif, modélisé par le vecteur $n_l \in \mathbb{C}^M$ avec variance σ_{UL}^2 et $n_l \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{UL}^2 I_M)$.

Les notations matricielles $H_i^l =$

$$[h_{i,1}^l \dots h_{i,K}^l] \in \mathbb{C}^{M \times K}, P_i =$$

$$\text{diag}(p_{i,1}, \dots, p_{i,K}) \in \mathbb{C}^{K \times K} \text{ et } x_i =$$

$$[x_{i,1} \dots x_{i,K}]^T \in \mathbb{C}^K \text{ peuvent être utilisées pour}$$

écrire le modèle de système multi-cellule

multi-utilisateur MIMO de (2.193) dans une

forme de matrice compacte:

$$y_l = \sum_{i=1}^l H_i^l P_i^{1/2} x_i + n_l \quad (23)$$

Théorème 1 :

Dans la liaison montante, la limite inférieure de la capacité ergodique d'un utilisateur arbitraire k dans la cellule l est [5][6] :

$$R_{l,k}^{UL} = \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c} \right) \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{l,k}^{UL} \right) \quad (24)$$

où le rapport signal sur interférence et bruit (SINR) est :

$$\text{SINR}_{l,k}^{UL} = \frac{p_{l,k} |\mathbb{E}\{\mathbb{V}_{l,k}^H h_{l,k}^l\}|^2}{\sum_{i=1}^l \sum_{t=1}^K p_{i,t} \mathbb{E}\{|\mathbb{V}_{l,k}^H h_{i,t}^l|^2\} - p_{l,k} |\mathbb{E}\{\mathbb{V}_{l,k}^H h_{l,k}^l\}|^2 + \sigma_{UL}^2 \mathbb{E}\{\|\mathbb{V}_{l,k}\|^2\}} \quad (25)$$

Démonstration :

♣

La capacité ergodique $C_{l,k}^{UL}$ avec détection linéaire et estimation de canal pilote est le supremum de l'information mutuelle entre le signal d'entrée $x_{l,k}$ et le signal de sortie

$$\begin{aligned} \mathbb{V}_{l,k}^H y_l &= \sum_{i=1}^l \sum_{t=1}^K \mathbb{V}_{l,k}^H h_{i,t}^l \sqrt{p_{i,t}} x_{i,t} + \mathbb{V}_{l,k}^H n_l \\ &= \underbrace{\mathbb{V}_{l,k}^H h_{l,t}^l \sqrt{p_{l,t}} x_{l,t}}_{\text{signal désiré}} + \underbrace{\sum_{\substack{t=1 \\ t \neq k}}^K \mathbb{V}_{l,k}^H h_{l,t}^l \sqrt{p_{l,t}} x_{l,t}}_{\text{interférence Intra-cellulaire}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^l \sum_{t=1}^K \mathbb{V}_{l,k}^H h_{i,t}^l \sqrt{p_{i,t}} x_{i,t}}_{\text{interférence inter-cellulaire}} + \underbrace{\mathbb{V}_{l,k}^H n_l}_{\text{bruit résiduel}} \end{aligned} \quad (26)$$

Le supremum est pris sur la distribution de l'unité-variance signal entrée $x_{l,k}$, donc une borne inférieure est obtenu en supposant que $x_{l,k} \sim \mathcal{CN}(0,1)$. Soit $\hat{\mathcal{H}}$ dénote les estimations des canaux disponibles d'informations

secondaires sur le récepteur. Nous avons alors cela :

$$\begin{aligned}
C_{l,k}^{UL} &\geq \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) I(x_{l,k}; \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}}) \quad (27) \\
&= \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \left(h(x_{l,k}) \right. \\
&\quad \left. - h(x_{l,k} | \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}}) \right) \\
&= \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \left(\log_2(\pi e) \right. \\
&\quad \left. - h(x_{l,k} | \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}}) \right)
\end{aligned}$$

Où $I(\cdot; \cdot)$ désigne l'information mutuelle sous la distribution du signal gaussien sous-optimal et $h(\cdot)$ est la fonction d'entropie différentielle. La première égalité découle de la définition de l'information mutuelle et la deuxième égalité utilise l'expression entropie pour Variables aléatoires gaussiennes complexes. Le facteur $\gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right)$ est la fraction des symboles de transmission utilisés pour des données de liaison montante dans chaque intervalle de cohérence. Il reste à caractériser $h(x_{l,k} | \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}})$ qui est fait en trouvant une limite supérieure traitable sur ce terme:

$$\begin{aligned}
h(x_{l,k} | \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}}) &= h(x_{l,k} \\
&\quad - \alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l | \mathbb{V}_{l,k}^H y_l, \hat{\mathcal{H}}) \quad (28) \\
&\leq h(x_{l,k} - \alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l) \\
&\leq \log_2 \left(\pi e \mathbb{E} \left\{ |x_{l,k} - \alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l|^2 \right\} \right)
\end{aligned}$$

où l'égalité découle du fait que soustraire une variable connue $\alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l$, pour certains scalaire déterministe α , ne change pas l'entropie. La première inégalité découle de

l'abandon de la connaissance de $\mathbb{V}_{l,k}^H y_l$ et $\hat{\mathcal{H}}$ qui augmente l'entropie, tandis que la deuxième inégalité découle en exploitant le fait que l'entropie la plus élevée est obtenue quand $x_{l,k} - \alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l$ est un complexe de moyenne nulle Variable aléatoire gaussienne ayant le même moment de second ordre que la variable d'origine.

La dernière étape de la démonstration est de sélectionner, pour obtenir la borne supérieure la plus serrée dans (28), ce qui correspond au problème de minimisation :

$$\begin{aligned}
\min_{\alpha} \mathbb{E} \left\{ |x_{l,k} - \alpha \mathbb{V}_{l,k}^H y_l|^2 \right\} &\quad (29) \\
&= \frac{1}{1 + SINR_{l,k}^{UL}}
\end{aligned}$$

qui est résolu en calculant d'abord l'attente par rapport aux signaux indépendants $x_{i,t}$, pour tout i et t , puis trouver l'optimal α en assimilant la première dérivée de l'expression (par rapport à α) à zéro, et en le substituant dans l'expression. De (27) nous avons maintenant :

$$\begin{aligned}
C_{l,k}^{UL} &\geq \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \left(\log_2(\pi e) - \right. \\
&\quad \left. \log_2 \left(\pi e \frac{1}{1 + SINR_{l,k}^{UL}} \right) \right) \quad (30)
\end{aligned}$$

$= \gamma^{UL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \log_2(1 + SINR_{l,k}^{UL})$
qui est le résultat énoncé dans le théorème. ♦

L'efficacité spectrale ou Spectral Efficiency (SE) réalisable d'un utilisateur arbitraire k d'une cellule l dans un réseau MIMO Massive peut être décrite par le terme $SINR_{l,k}^{UL}$.

5.1.3. Liaison descendante avec précodage linéaire

Nous considérons la liaison descendante d'un réseau MIMO Massive où les BS sont transmis des signaux à leurs utilisateurs. Pour un BS l arbitraire, on laisse $x_l \in \mathbb{C}^M$ le vecteur de signal transmis destiné à ses K utilisateurs. Nous considérons le précodage linéaire où ce vecteur est calculé comme [5][6]:

$$x_l = \sum_{t=1}^K \sqrt{p_{l,t}} W_{l,t} S_{l,t} \quad (31)$$

lorsque les symboles de charge utile $S_{l,t}$ destinés à l'utilisateur t dans la cellule l ont une puissance d'émission unitaire $\mathbb{E}\{|S_{l,t}|^2\}$ et $p_{l,t}$ représente la puissance d'émission attribuée à cet utilisateur particulier.

De plus $W_{l,t}$ pour $t = 1, \dots, K$, sont les vecteurs de précodage linéaire correspondants qui déterminent la directivité spatiale du signal envoyé à chaque utilisateur.

Le signal reçu $y_{l,k} \in \mathbb{C}$ à l'utilisateur k dans la cellule l est modélisé comme :

$$y_{l,k} = \sum_{i=1}^L (h_{l,k}^i)^H X_i + n_{l,t} \quad (32)$$

Où $n_{l,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{DL}^2)$ est le bruit blanc additif avec variance σ_{DL}^2 . Notons que $h_{l,k}^i$ est la

même réponse de canal que dans la liaison montante, en raison de la réciprocité des canaux de propagation physiques (dans un intervalle de cohérence).

Théorème 2 :

Dans la liaison descendante, une limite inférieure sur le taux ergodique d'un utilisateur arbitraire k dans la cellule l est [5][6]:

$$R_{l,k}^{DL} = \gamma^{DL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c} \right) \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{l,k}^{DL} \right) \quad (33)$$

où le SINR est :

$$\text{SINR}_{l,k}^{DL} = \frac{\rho_{l,k} \left| \mathbb{E} \left\{ (h_{l,k}^l)^H w_{l,k} \right\} \right|^2}{\sum_{i=1}^L \sum_{t=1}^K \rho_{i,t} \mathbb{E} \left\{ \left| (h_{l,k}^i)^H w_{l,t} \right|^2 \right\} - \rho_{l,k} \left| \mathbb{E} \left\{ (h_{l,k}^l)^H w_{l,k} \right\} \right|^2 + \sigma_{DL}^2}$$

Démonstration :

♣

En substituant (31) dans (32), le signal reçu à l'utilisateur k dans la cellule l est :

$$\begin{aligned} y_{l,k} &= \sum_{i=1}^L (h_{l,k}^i)^H \sum_{t=1}^K \sqrt{p_{l,t}} w_{l,t} S_{l,t} + n_{j,k} \\ &= \underbrace{\sqrt{p_{l,k}} (h_{l,k}^l)^H w_{l,k} S_{l,k}}_{\text{Desired signal}} + \\ &\quad \underbrace{\sum_{\substack{t=1 \\ t \neq k}}^L \sqrt{p_{l,t}} (h_{l,k}^l)^H w_{l,t} S_{l,t}}_{\text{Intra-cell interference}} + \\ &\quad \underbrace{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^L \sum_{t=1}^K \sqrt{p_{i,t}} (h_{l,k}^i)^H w_{i,t} S_{i,t}}_{\text{Inter-cell interference}} + \underbrace{n_{l,k}}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (35)$$

La dernière ligne de (2.251) montre que $s_{i,k}$ est le signal désiré que l'on veut détecter,

sous additif bruit, intracellulaire et inter-cellulaire. Similaire au *théorème 1*, si $C_{l,k}^{DL}$ est la capacité ergodique avec un précodage linéaire, nous calculons une borne inférieure sur l'information mutuelle entre $s_{l,k}$ et $y_{l,k}$ en considérant une distribution de signal gaussienne potentiellement sous-optimales $s_{l,k} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ et la délimitation de l'information mutuelle conditionnelle correspondante $I(s_{l,k}; y_{l,k})$ est comme suit:

$$\begin{aligned} C_{l,k}^{DL} &\geq \gamma^{DL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) I(s_{l,k}; y_{l,k}) \\ &\geq \gamma^{DL} \left(1 - \frac{\tau_p}{\tau_c}\right) \left(\log_2(\pi e) \right. \\ &\quad \left. - h(s_{l,k}|y_{l,k})\right) \\ &\geq \log_2(1 + SINR_{j,k}^{DL}) \end{aligned} \quad (36)$$

où les inégalités découlent des mêmes procédures que dans (28) - (30). La limite inférieure de la capacité ergodique $R_{l,k}^{DL}$ dans (33) est alors obtenue. Notons que contrairement à la démonstration du *théorème 1*, le récepteur n'a pas d'informations secondaires avec des estimations de canal dans la liaison descendante

◆

6. Conclusion

On a vu les différents modèles liés au canal MIMO classique. On a également fourni des analyses théoriques de performance pour la communication de base de Massive MIMO.

Les expressions d'efficacité spectrale à forme fermée sont dérivées et les propriétés clés et les limites de performance de Massive MIMO sont mis en évidence. La mise en œuvre des directives de conception est également donnée, en particulier en ce qui concerne l'attribution des puissances et la réutilisation des séquences pilotes pour une estimation de canal efficace.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. Stavroulakis, « *Interference Analysis and Reduction for Wireless Systems*», Artech House, 2003
- [2] R. Wang, « *MIMO: from Theory to Reality*», CodioLink LLC, Jul. 2009
- [3] K. Marvin, S. A. Mohamed, « *Digital Communication over Fading Channels - A Unified Approach to Performance Analysis* », 1st ed. Wiley 2000
- [4] H. Khaleghi Bizaki, « *Mimo systems, theory and applications*», InTech, Mar. 2011
- [5] Wei Xiang, Kan Zheng, Xuemin (Sherman) Shen, « *5G Mobile Communications*», 2017, pp. 77-116. ISBN: 978-3-319-34206-1
- [6] Trinh Van Chien and Emil Björnson, « *Massive MIMO Communications*», W. Xiang et al. (eds.), pp. 77-116, Springer, 2017

