

Modélisation statistique du réseau de télécommunications 5g dans une architecture HETNET

Randriamiadana Z.A¹, Randriamitantsoa P. A², Randriamitantsoa A. A.³

Laboratoire de Recherche Télécommunication, Automatique, Signal et Images (LR-TASI)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED-STII)

Équipe d'Accueil Doctorale Télécommunication, Automatique, Signal et Images (EAD-TASI)

Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹ *aarlovah@yahoo.fr*, ² *rpauguste@gmail.com*, ³ *andriau23@gmail.com*

Résumé

Dans un système de communication sans fil, l'étude de la propagation des signaux se fait généralement à partir de la modélisation du canal de propagation des signaux. Ce canal de transmission joue un rôle majeur car il est l'un des obstacles à la transmission fiable de l'information. La description réaliste de canal de propagation nécessite l'utilisation des méthodes de modélisation adaptées qui peuvent être divisé en deux types : les modélisations statistiques et les modélisations déterministes. Les modèles statistiques sont basés sur une analyse statistique d'un grand nombre de données expérimentales, réalisées dans différents contextes de propagation et d'environnements tandis que les modèles théoriques s'appuient sur les lois fondamentales de la physique et plus particulièrement sur celles de l'optique géométrique dans le cas de la propagation à l'intérieur des bâtiments. Dans ce travail, nous allons traiter plusieurs aspects du canal de propagation 3D-Massive MIMO. Pour cela, différentes approches, basées sur la modélisation statistique du canal sera traité afin de définir les

paramètres statistiques du canal de propagation tels que : les profils de puissance en fonction du retard, l'étalement des retards, l'étalement angulaire en azimut et en élévation.

Mot clés : *Modélisation, 3D-Massive MIMO, profil de puissance, étalement des retards, étalement angulaire, Azimut, Elévation*

Abstract

In a wireless communication system, the study of signal propagation is generally done by modeling the signal propagation channel. This transmission channel plays a major role because it has a big impact to the quality of transmission. The realistic description of the propagation channel requires the use of suitable modeling methods which can be divided into two types: statistical modeling and deterministic modeling. Statistical models are based on a statistical analysis of a large amount of experimental data, carried out in different contexts of propagation and environments while theoretical models are based on the fundamental laws of physics and more particularly on those of geometric optic in the case of propagation inside

buildings. In this work, we will see several aspects of the 3D-Massive MIMO propagation channel. For this, different approaches, based on the statistical modeling of the channel will be treated in order to define the statistical parameters of the propagation channel such as: the power profiles as a function of the delay spread, the angular spread in azimuth and elevation domain.

Keywords: *Modélisation, 3D-Massive MIMO, power delay profil, delay spread, angular spread, Azimut, Elévation*

1. Modèle du système

Pour un système antennaire MIMO massif à trois dimensions, le système est représenté en coordonnées cartésienne sphérique de coordonnées (x, y, z) comme représenté par la Figure 1, est constitué d'une distance, un angle d'élévation θ et angle d'azimut ϕ . La composante du champ dans la direction de $\hat{\theta}$ est donné par F_θ et la composante du champ dans la direction de $\hat{\phi}$ est donné par F_ϕ .

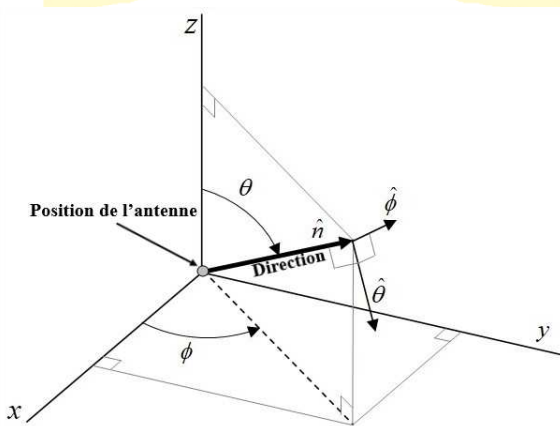


Figure 1 : Représentation d'un système antennaire 3D-Massive MIMO

2. Modélisation du canal de propagation 3D-Massive MIMO

2.1 Intérêt de la modélisation

La modélisation statistique du canal consiste à extraire le comportement du canal, à partir de signaux généralement issus de campagnes de mesures. On traduit ainsi l'influence du canal sur une liaison, à l'aide d'outils statistiques. Cette méthode nous permettra de résumer le comportement du canal à travers quelques variables correctement choisies et des lois statistiques adéquates afin de prédire efficacement la performance du système.

2.1 Modèle du système

Dans le cas d'un système de communication utilisant les systèmes 3D-Massive MIMO, comme représenté par la Figure 2, la station de base (SB) et les stations mobiles (SM) sont composées respectivement, d'un nombre élevé d'antennes émetteurs M d'un nombre élevé d'antenne récepteurs N. Leurs emplacements sont définis par les coordonnées cartésiennes (x_t, y_t, z_t) et (r, y_r, z_r) .

Chaque trajet emprunté par un signal est caractérisé par une direction de départ du côté de l'antenne émetteur M, des diffuseurs du côté de l'émetteur (DE) et du côté de la récepteur (DR), ainsi qu'une direction d'arrivée du côté de l'antenne récepteur N. [1]

Comme le système MIMO massif à trois dimensions considère à la fois le plan horizontal (élévation) et le plan vertical (azimut), les directions de départ et les directions d'arrivée sont caractérisé par un angle d'azimut ϕ et un angle d'élévation θ .

Dans le cas où il y a deux canaux de transmission, l'émetteur M peut se trouver dans un emplacement différent avec une distance d_t entre les deux emplacements. De même, le récepteur peut se déplacer à une distance d_r par rapport à l'émetteur. Et dans le cas où, seule la station mobile est en déplacement, ce qui est dans la plupart des cas, d_t ou d_r est égale à 0. Toutes les variables aléatoires qui déterminent les positions des diffuseurs sans ligne de vue (NLOS) sont spatialement corrélées. C'est-à-dire qu'ils dépendent des emplacements de l'émetteur de du récepteur. [2] La génération des coefficients du canal pour chaque liaison 3D-Massive MIMO est obtenue à partir d'une succession d'étapes décrites par la Figure 3.

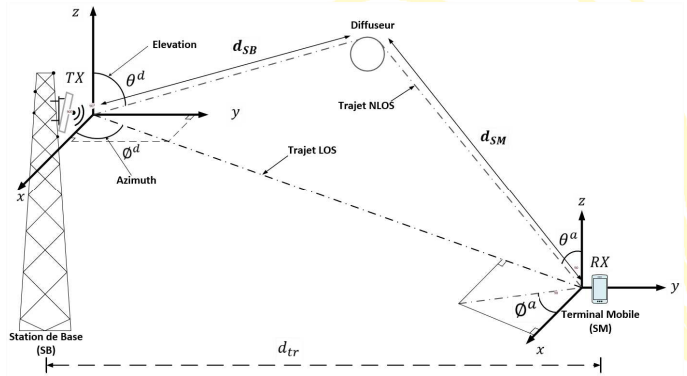


Figure 2 : Modèle du canal de propagation 3D-Massive MIMO

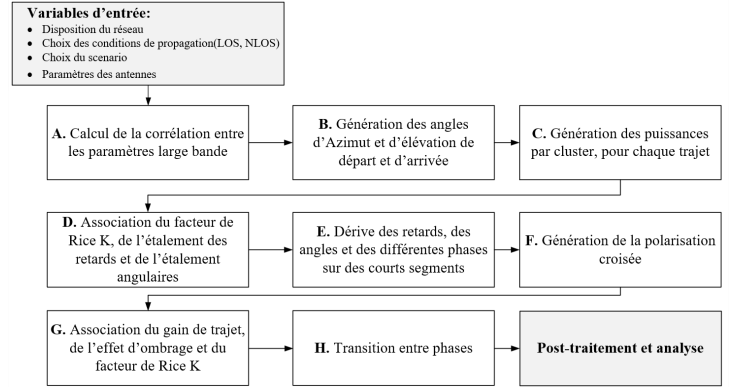


Figure 3 : Schéma bloc représentant la génération des coefficients du canal 3D-Massive MIMO

2.2 Modèle du système

2.2.1 Puissance du trajet

La puissance d'un trajet sans visibilité direct est donnée par :

$$P_l^{[1]} = \exp\left(-\tau_l^{[1]} \cdot \frac{r_\tau - 1}{r_\tau} \cdot \sigma_\tau\right) \cdot 10^{\frac{-z_l}{10}} \quad (1)$$

A partir de (1), la puissance du premier trajet est donnée par :

$$P_1^{[2]} = K \sum_{l=2}^L P_l^{[1]} \quad (2)$$

$$P_{2...l}^{[2]} = P_{2...l}^{[1]} \quad (3)$$

Et finalement, la puissance totale du signal, pour un trajet l est donnée par :

$$P_l = \frac{P_l^{[2]}}{\sum_{l=1}^L P_l^{[2]}} \quad (4)$$

2.2.2 Etalement des retards

L'étalement des retards à un moment T est donné par l'équation suivant :

$$\sigma_\tau^T = \sqrt{\sum_{l=1}^L P_l \cdot \tau_l^2 - \left(\sum_{l=1}^L P_l \cdot \tau_l \right)^2} \quad (5)$$

avec P_l la puissance du trajet
 τ_l le retard du trajet

Le retard initial de départ est donné par :

$$\tau_l^1 = -r_\tau \sigma_\tau^T \ln(X_l) \quad (6)$$

Avec l le nombre de trajet

$X_l \sim \mathcal{U}(0,1)$ est un variable aléatoire
uniformément distribué compris entre 0 et 1

σ_τ l'étalement de retard initial

r_τ un facteur de proportionnalité

En utilisant l'équation (2), l'étalement de retard à un
moment T est donné par :

$$\sigma_\tau^T = \sqrt{\sum_{l=1}^L P_l \cdot \tau_l^2 - \left(\sum_{l=1}^L P_l \cdot \tau_l \right)^2} \quad (7)$$

2.2.3 Etalement angulaire

On sait que les systèmes antennaire 3D-Massive
MIMO exploitent à la fois le plan horizontale et
verticale. Par conséquent, chaque trajet est
constitué de quatre angles différents, qui sont :
l'angle d'azimut de départ ϑ^d , l'angle d'élévation
de départ θ^d , l'angle d'azimut d'arrivé ϑ^a et
l'angle d'élévation d'arrivé θ^a .

A partir de ces paramètres, nous allons définir
l'étalement angulaire σ de chacune de ces angles.

L'étalement angulaire à l'arrivé est donné par
l'équation :

$$\sigma_{EAA} = \sqrt{\frac{1}{P} \cdot \sum_{j=1}^J \sum_{s=1}^S \left(\tilde{\vartheta}_{j,s}^a \right)^2 \cdot \sum_{t=1}^{n_t} P_{t,j,s}} \quad (8)$$

Avec P la puissance total reçue

j l'indice du nombre de trajet

s l'indice du nombre de sous-trajet

J le nombre de trajet

S le nombre de sous-trajet

n_t nombre d'antenne émetteur au niveau de la
SB

Un étalement linéaire de l'angle $\vartheta_{j,s} + \Delta_\vartheta$ résulte que
l'étalement angulaire est en fonction de $\Delta_\vartheta \in [-\pi, \pi]$
[3]. L'étalement angulaire minimum est donné par :

$$\sigma_\vartheta = \min_{\Delta_\vartheta} \sigma_\vartheta(\Delta_\vartheta) \quad (9)$$

L'angle d'arrivé normalisé $\tilde{\vartheta}^a$ est donné par :

$$\tilde{\vartheta}_{j,s}^a = (\vartheta_{j,s}^a - \Delta_\vartheta + \pi \text{ mod } 2\pi) - \pi \quad (10)$$

$$\Delta_\vartheta = \arg \left(\sum_{j=1}^J \sum_{s=1}^S \exp(g\vartheta_{j,s}^a) \cdot \sum_{t=1}^{n_t} P_{t,j,s} \right) \quad (11)$$

Avec $P_{t,j,s}$ définit les valeurs de la puissance obtenu
pour les éléments d'antenne $t = 1, \dots, n_t$ dont la
puissance totale est donnée par :

$$P = \sum_{t=1}^{n_t} \sum_{j=1}^J \sum_{s=1}^S P_{t,j,s} \quad (12)$$

Au final, la valeur de l'étalement angulaire au départ est donnée par :

$$\sigma_{EAA} = \sqrt{\frac{1}{P} \cdot \sum_{j=1}^J \sum_{s=1}^S \left(\tilde{\vartheta}_{j,s}^a \right)^2 \cdot \sum_{t=1}^{n_t} P_{j,l,m} - \left(\frac{1}{P} \cdot \sum_{j=1}^J \sum_{s=1}^S \tilde{\vartheta}_{j,s}^a \cdot \sum_{t=1}^{n_t} P_{t,j,s} \right)^2} \quad (13)$$

2.2.4 Estimation des angles d'Azimut

Premièrement, une liste aléatoire des angles est créée pour un trajet sans visibilité direct NLOS, à partir d'une distribution Gaussienne normal avec une moyenne nulle et une variance correspondant à la valeur de l'étalement angulaire donné. Dans le cas d'un trajet à visibilité direct LOS, les angles sont définis comme zéro.

Pour cela, on :

$$\varphi_1^{[1]} = 0 \text{ et } \varphi_{2...J}^{[1]} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varphi^2) \quad (14)$$

Les valeurs des angles d'Azimut doivent se trouver dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$ et subir une opération modulo qui va faire tourner l'angle autour du cercle.

Après cette opération, on obtient :

$$\varphi_l^{[2]} = (\varphi_l^{[1]} + \pi \text{ mod } 2\pi) - \pi \quad (15)$$

Et en tenant compte que la relation entre la puissance de transmission et les angles est aléatoire, nous allons maintenant définir l'étalement angulaire au niveau de la station mobile en tenant compte du changement de l'emplacement de celle-ci. Et on obtient :

$$\bar{\varphi} = \arg \left(\sum_{j=1}^J P_j \cdot \exp(j\varphi_j^{[2]}) \right) \quad (16)$$

$$\varphi_j^{[*]} = (\varphi_j^{[2]} - \bar{\varphi} + \pi \text{ mod } 2\pi) - \pi \quad (17)$$

Alors, la valeur de l'étalement angulaire au niveau de la station mobile, pour son emplacement actuel est donnée par :

$$\sigma_\varphi^{[actuel]} = \sqrt{\sum_{j=1}^J P_j \cdot (\varphi_j^{[*]})^2 - \left(\sum_{j=1}^J P_j \cdot \varphi_j^{[*]} \right)^2} \quad (18)$$

Comme σ_φ est l'étalement angulaire initial, la valeur des angles d'Azimut donné par l'équation (18) devient :

$$\varphi_j^{[3]} = \frac{\sigma_\varphi}{\sigma_\varphi^{[actuel]}} \cdot \varphi_j^{[2]} \quad (19)$$

Et si l'étalement angulaire initial σ_φ est plus grand que l'étalement angulaire actuel $\sigma_\varphi^{[actuel]}$, alors nous allons encore utiliser le même principe que dans l'équation (19). Pourtant, cela peut diminuer l'étalement angulaire au niveau de l'antenne. La solution est alors de créer des nouveaux angles dans le sens négatif du cercle.

Et on obtient :

$$\varphi_j^{[4]} = \begin{cases} \varphi_j^{[3]} & \text{si } |\varphi_j^{[3]}| < \pi \\ \mathcal{N}(\pi, \frac{\pi^2}{4}) & \text{sinon} \end{cases} \quad (20)$$

Et

$$\varphi_j^{[5]} = (\varphi_j^{[4]} + \pi \text{ mod } 2\pi) - \pi \quad (21)$$

Finalement, la valeur angulaire en Azimut pour le cas d'un trajet à visibilité direct est donnée par :

$$\phi_j = \phi_j^{[5]} + \phi^{LOS} \quad (22)$$

2.2.5 Estimation des angles d'élévation

Les angles d'Azimut étant maintenant défini, nous allons maintenant estimer la valeur des angles d'élévation. Comme les angles d'élévation varient seulement entre l'intervalle $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$, la méthode de détermination de ses valeurs sera différente de celui des angles d'Azimut. Pourtant, la même méthode sera utilisée afin de déterminer la valeur des angles d'élévation de départ θ^d et des angles d'élévation d'arrivée θ^a .

Premièrement, la valeur des angles pour un trajet LOS prendra la valeur nulle, ce qui nous permet d'obtenir la valeur initiale de l'angle d'élévation suivante :

$$\theta_1^{[1]} = 0 \text{ et } \theta_{2...L}^{[1]} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\theta^2) \quad (23)$$

Et puis, nous allons prendre en compte de la direction des trajets à visibilité direct dans le but de s'assurer que les angles d'élévation se propageront autour des trajets LOS.

Ce qui nous permet d'obtenir la valeur des angles suivante :

$$\theta_j^{[2]} = \theta_j^{[1]} + \theta^{LOS} \quad (24)$$

Comme les angles d'élévation doivent se trouver dans l'intervalle $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$, une opération modulo est nécessaire afin d'obtenir ceci.

Et on obtient :

$$\theta_j^{[3]} = (\theta_j^{[2]} + \pi \text{ mod } 2\pi) - \pi \quad (25)$$

Et

$$\theta_j^{[4]} = \begin{cases} \pi - \theta_j^{[3]} & \text{si } \theta_j^{[3]} > \frac{\pi}{2} \\ \theta_j^{[3]} - \pi & \text{si } \theta_j^{[3]} < -\frac{\pi}{2} \\ \theta_j^{[3]} & \text{sinon} \end{cases} \quad (26)$$

La valeur de l'étalement angulaire actuel est maintenant déterminé en utilisant les équation (24), (25) et (26), la valeur des angles donnée par $\theta_j^{[4]}$ sera donc réinitialisée. Et comme les angles doivent se propager sur la direction des trajets LOS, il est donc impératif de soustraire la valeur des angles θ^{LOS} de la valeur des angles actuel et de le réajouter à la fin, ce qui nous permet d'obtenir la valeur des angles suivante :

$$\theta_j^{[5]} = \frac{\sigma_\theta}{\sigma_{\theta^{[actuel]}}} \cdot (\theta_j^{[4]} - \theta^{LOS}) + \theta^{LOS} \quad (27)$$

Cette opération permettra donc d'enlever toutes valeurs des angles situés au-delà de l'intervalle défini précédemment.

Et nous permet à la fin d'obtenir la valeur des angles d'élévation, donné par l'équation suivante :

$$\theta_j^{[6]} = \begin{cases} \mathcal{N}\left(\frac{\pi}{2}, \frac{\pi^2}{8}\right) & \text{si } \theta_j^{[5]} > \frac{\pi}{2} \\ \mathcal{N}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi^2}{8}\right) & \text{si } \theta_j^{[5]} < -\frac{\pi}{2} \\ \theta_j^{[5]} & \text{sinon} \end{cases} \quad (28)$$

Et dans le cas des trajets multiples, les valeurs des angles d'azimut et des angles d'élévation, en tenant compte du principe que les trajets à visibilité direct

n'ont pas de sous-trajet, sont donnés respectivement par :

$$\phi_{j,s} = \phi_j + \frac{\pi \cdot sc_{\phi} \cdot \hat{\phi}_s}{180^{\circ}} \quad \text{si } j > 1 \quad (29)$$

$$\theta_{j,s} = \theta_j + \frac{\pi \cdot sc_{\theta} \cdot \hat{\phi}_s}{180^{\circ}} \quad \text{si } j > 1 \quad (30)$$

Avec s l'indice des sous-trajet
 sc_{ϕ} l'étalement angulaire variant en fonction du scénario
 $\hat{\phi}$ l'étalement angulaire correspondant à la $s^{i\text{ème}}$ sous-trajet

2.2.6 Estimation des angles de départ, pour des stations mobiles en mouvement

L'estimation des angles de départ, en azimut et en élévation, pour le cas de stations mobiles qui ne sont pas en mouvement, a été présenté dans la section précédente. Nous allons maintenant détailler les méthodes d'estimation des valeurs angulaire $\phi_{j,s}^d$ et $\theta_{j,s}^d$, dans le cas de déplacement des stations mobiles, représenté par la Figure 4.

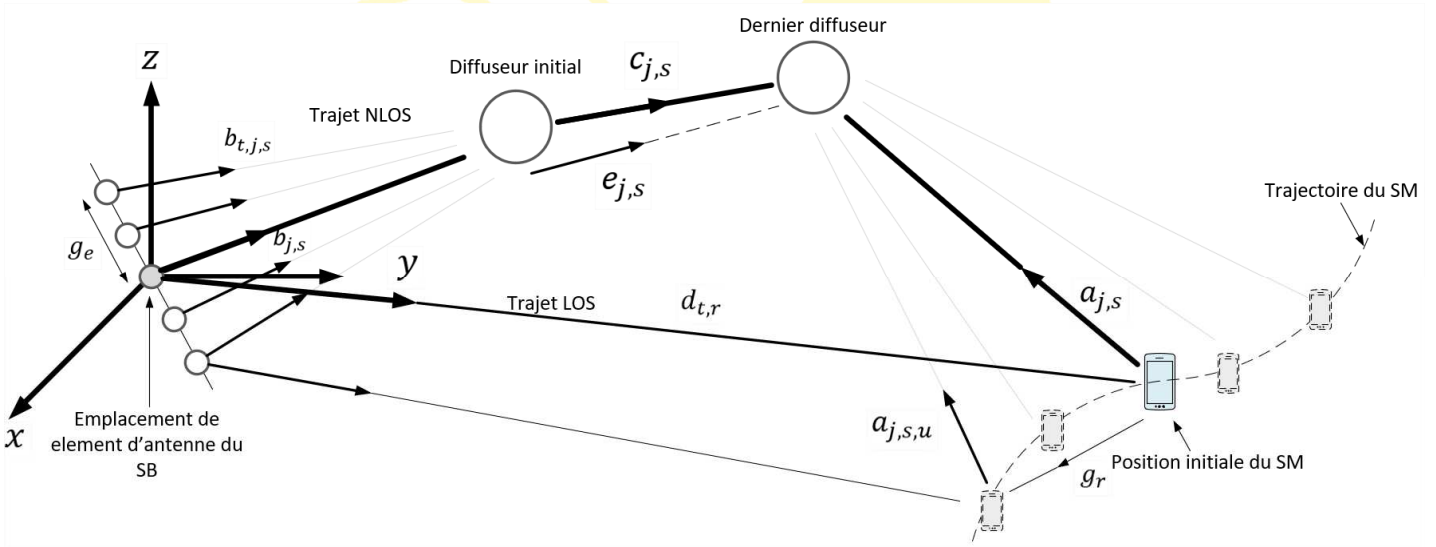


Figure 4 : Illustration du déplacement de la station mobile

La longueur totale du $j^{i\text{ème}}$ trajet de propagation est donné par :

$$d_j = \tau_l \cdot v_l + |d_{tr}| \quad (31)$$

Avec τ_l le retard du trajet
 v_l la vitesse de la lumière
 d_{tr} la distance entre l'émetteur et le récepteur

Supposons que tous les sous-trajets ont les mêmes valeurs de retard et donc les mêmes longueurs. Par contre, ils ont des valeurs angulaires différentes à l'émission et sont représentés dans un système de coordonnées cartésiennes afin de définir la valeur du vecteur angulaire d'arrivée $\hat{a}_{j,s}$, donné par :

$$\hat{a}_{j,s} = \begin{pmatrix} \cos \varnothing_{j,s}^a \cdot \cos \theta_{j,s}^a \\ \sin \varnothing_{j,s}^a \cdot \cos \theta_{j,s}^a \\ \sin \theta_{j,s}^a \end{pmatrix} \quad (32)$$

Qui est égal à

$$\hat{a}_{j,s} = \frac{a_{j,s}}{|a_{j,s}|} \quad (33)$$

Ce vecteur est un vecteur unitaire qui pointe à partir de la position de l'antenne émetteur vers la position du diffuseur.

C'est-à-dire :

$$|b_{j,s}|^2 = |d_{tr}|^2 + |a_{j,s}|^2 \quad (34)$$

$$(d_j - |a_{j,s}|)^2 = |d_{tr}|^2 + |a_{j,s}|^2 - 2|d_{tr}||a_{j,s}|\cos \alpha_{j,s} \quad (35)$$

Et la longueur du vecteur $a_{j,s}$, situé entre la station de base et la station mobile, est donné par :

$$|a_{j,s}| = \frac{d_j^2 - |d_{tr}|^2}{2 \cdot (d_j + d_{tr}^T \hat{a}_{j,s})} \quad (36)$$

Pour un élément d'antenne récepteur r , le vecteur $a_{r,j,s,u}$ est donné par :

$$a_{r,j,s,u} = a_{j,s} - a_{r,u} \quad (37)$$

En tenant compte de la nouvelle position de la station mobile, les valeurs angulaires d'azimut et d'élévation, à l'arrivée, sont donnés respectivement par :

$$\varnothing_{r,j,s,u}^a = \text{arc tan}_2\{a_{r,j,s,u,y}, a_{r,j,s,u,x}\} \quad (38)$$

$$\theta_{r,j,s,u}^a = \text{arc sin} \left\{ \frac{a_{r,j,s,u,z}}{|a_{r,j,s,u}|} \right\} \quad (39)$$

Les valeurs des angles de départ sont tous identiques pour les éléments d'antenne émetteur. Pourtant, les valeurs des phases et des retards sont en fonction de la longueur totale du trajet $d_{t,r,j,s,u}$, qui peut être défini en définissant le vecteur $b_{j,s}$ à partir des vecteurs de d_{tr} et de $a_{j,s}$, à une position $r = s = 1$, c'est à dire :

$$b_{j,s} = d_{tr} + a_{j,s} \quad (40)$$

Et

$$d_{t,r,j,s,u} = |b_{j,s}| + |a_{r,j,s,u}| \quad (41)$$

A partir des valeurs obtenues dans (40) et (41), la valeur des phases des signaux émis est donnée par :

$$\omega = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (d_{t,r,j,s,u} \text{ mod } \lambda) \quad (42)$$

Et la valeur des retards du trajet est donnée par :

$$\tau = \frac{1}{20 \cdot v_l} \sum_{s=1}^{20} d_{t,r,j,s,u} \quad (43)$$

Dans le cas d'un trajet sans viabilité direct NLOS, la longueur totale du trajet est calculée en utilisant l'équation (31) et est donné par :

$$d_j = |b_{j,s}| + |c_{j,s}| + |a_{j,s}| \quad (44)$$

Avec $b_{j,s}$, un vecteur pointant de l'élément d'antenne central de l'émetteur vers le premier diffuseur $c_{j,s}$, un vecteur pointant du premier diffuseur vers le dernier diffuseur

$a_{j,s}$ un vecteur pointant de l'élément d'antenne central du récepteur vers le dernier diffuseur

$$e_{j,s} = \hat{b}_{j,s} \cdot |b_{j,s}| + \hat{c}_{j,s} \cdot |c_{j,s}| - \hat{a}_{j,s} \cdot |a_{j,s}| \quad (48)$$

$$|b_{j,s}| \geq d_{min} \quad (49)$$

Et

$$|a_{j,s}| \geq d_{min} \quad (50)$$

Alors, le vecteur unitaire $\hat{b}_{j,s}$ est obtenu en convertissant les angles de départ du trajet dans une coordonnée cartésienne. Il est donc donné par :

$$\hat{b}_{j,s} = \begin{pmatrix} \cos \varnothing_{j,s}^d \cdot \cos \theta_{j,s}^d \\ \sin \varnothing_{j,s}^d \cdot \cos \theta_{j,s}^d \\ \sin \theta_{j,s}^d \end{pmatrix} \quad (45)$$

Qui est égal à :

$$\hat{b}_{j,s} = \frac{b_{j,s}}{|b_{j,s}|} \quad (46)$$

Afin de déterminer les positions exactes du premier et du dernier diffuseur, nous avons besoin des valeurs des longueurs des vecteurs $a_{j,s}$ et $b_{j,s}$. Pourtant la distance d_j est ambiguë. Alors, une façon de résoudre le problème d'existence de degrés de liberté spatiaux supplémentaires est de minimiser la longueur du vecteur $c_{j,s}$.

Sur ce, afin d'obtenir un résultat plus réaliste, une distance minimum d_{min} entre la phase centrale de l'élément d'antenne et du diffuseur le plus proche est à définir.

Maintenant, les longueurs $|a_{j,s}|$ et $|b_{j,s}|$ des vecteurs $a_{j,s}$ et $b_{j,s}$ peuvent être obtenu en résolvant le problème d'équation suivants :

$$\underset{|a_{j,s}|, |b_{j,s}|}{\text{minimiser}} c_{j,s} = d_j - |b_{j,s}| - |a_{j,s}| \quad (47)$$

En respectant les conditions que :

Afin de résoudre le problème d'équation, nous allons supposer que :

$$|a_{j,s}| = d_{min}$$

Et supposant que $|c_{j,s}|$ est obtenu en utilisant le théorème de cosinus.

Ce qui nous permet d'obtenir :

$$e_j^+ = \tau_j \cdot v_l + |d_{tr}| - |a_{j,s}| \quad (51)$$

$$e_{j,s} = d_{tr} + a_{j,s} \cdot |a_{j,s}| \quad (52)$$

Et

$$|\hat{b}_{j,s}| = \frac{(d_j^+)^2 - |e_{j,s}|^2}{2 \cdot (d_j^+ - e_{j,s}^T \hat{b}_{j,s})} \quad (53)$$

Maintenant que les positions du premier et du dernier diffuseur sont connues, les valeurs des angles de départ en azimut et en élévation, pour le cas d'un trajet sans visibilité direct sont données respectivement par :

$$\varnothing_{j,s}^d = \text{arc tan}_2\{b_{j,s,y}, b_{j,s,x}\} \quad (54)$$

Et

$$\theta_{j,s}^d = \text{arc sin} \left\{ \frac{b_{j,s,z}}{|b_{j,s}|} \right\} \quad (55)$$

Avec j l'indice du trajet

s l'indice du sous-trajet

La longueur totale du trajet NLOS, pour cas de déplacement des stations mobiles est donné par :

$$d_{t,r}^{NLOS} = |b_{t,j,s}| + |c_{j,s}| + |a_{j,s,u}| \quad (56)$$

Et la longueur totale du trajet LOS est donné par :

$$d_{t,r}^{LOS} = d_{t,r} - g_e + g_r \quad (57)$$

Sur ce, les valeurs angulaires d'azimut à l'émission et à la réception, sont donnés par :

$$\phi_j^d = \text{arc tan}_2\{h_{j,y}, h_{j,x}\} \quad (58)$$

$$\phi_j^a = \text{arc tan}_2\{-h_{j,y}, -h_{j,x}\} \quad (59)$$

Et les valeurs angulaires d'élévation, à l'émission et à la réception sont donnés par :

$$\theta_j^d = \text{arc sin} \left\{ \frac{h_{j,z}}{|h_j|} \right\} \quad (60)$$

$$\theta_j^a = \text{arc sin} \left\{ \frac{-h_{j,z}}{|h_j|} \right\} \quad (61)$$

2.2.7 Gain de trajet

Dans les systèmes de communication sans fil, le gain de trajet joue un rôle majeur pour l'évaluation de performance de la liaison entre l'antenne émetteur et le récepteur [11].

Le gain P_G que subit le signal émis par la station de base SB est donné par :

$$P_G = -A \cdot \log_{10} d_{tr} - B - C \cdot \log_{10} f + X \quad (62)$$

Avec d_{tr} la distance entre la station de base et le terminal

f la fréquence utilisé

A, B, C et X sont des coefficients pour des scenarios spécifiques

Avec A, B, C et X sont des coefficients spécifiques aux scénarios. L'exposant du gain de trajet A varie souvent entre 20 et 40 selon les conditions de propagations, la hauteur de la station de base par rapport au sol et d'autres facteurs.

A partir de l'équation (62) et en tenant compte de l'effet d'ombrage O , le gain effectif du canal est :

$$P_i^{eff} = \sqrt{10^{0.1(P_G + O_G)}} \quad (63)$$

Le mouvement de la station mobile est défini par une trajectoire où l'indice i représente une position spécifique. Alors, le gain effectif est un vecteur de $i = 1 \dots I$ elements.

2.3 Modélisation de l'orientation des antennes

Dans le cas d'un changement d'orientation d'une antenne, la première étape consiste à mesurer le diagramme de rayonnement sur différents angles d'orientation (θ, ϕ) , en prenant en considération les effets de l'orientation des antennes. L'angle initial est transformé en un vecteur c qui définit les angles d'arrivées et les angles de départ dans des coordonnées cartésiennes.

Les 3 éléments de vecteurs représentent les composants x, y et z , tel que :

$$c = \begin{pmatrix} \cos \theta \cdot \cos \phi \\ \cos \theta \cdot \sin \phi \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (64)$$

Maintenant, une matrice R de dimension 3×3 peut être utilisée pour définir le changement de l'orientation, dans un environnement à trois dimensions.

Par exemple, pour une orientation de 20° , la matrice correspondante est donc :

$$R_x(20^\circ) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(20^\circ) & -\sin(20^\circ) \\ 0 & \sin(20^\circ) & \cos(20^\circ) \end{pmatrix} \quad (65)$$

Le changement de l'orientation est introduit dans le vecteur c^+ en faisant un produit de la matrice R par le vecteur c donné par l'équation (65), et on obtient :

$$c^+ = R^T \cdot c \quad (66)$$

Le diagramme de rayonnement modifié \tilde{F} est requis dans une coordonnée sphérique. Alors, c^+ est retransformé en des coordonnées sphériques. Le résultat de cette opération donne les nouvelles caractéristiques des angles de départ et d'arrivée, tel que :

$$\theta = \arcsin[c_z^+] \quad (67)$$

Et

$$\Phi = \arctan_2[c_y^+, c_x^+] \quad (68)$$

Avec c_y^+, c_x^+ et c_z^+ les composantes, respectives, de x, y et z , de c^+ .

Les coefficients de la rotation du diagramme de rayonnement sont maintenant obtenus en analysant le diagramme de rayonnement initial F , pour des angles d'orientation modifiés, tel que :

$$\hat{F} = \begin{pmatrix} \hat{F}[\theta] \\ \hat{F}[\phi] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F^{[\theta]}(\theta, \Phi) \\ F^{[\phi]}(\theta, \Phi) \end{pmatrix} \quad (69)$$

Et en tenant compte de la polarisation, la transformation d'une polarisation polaire sphérique vers une polarisation cartésienne est donnée par :

$$\begin{pmatrix} \hat{F}^{[x]} \\ \hat{F}^{[y]} \\ \hat{F}^{[z]} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \sin \theta \cos \Phi & -\sin \Phi \\ \sin \theta \sin \Phi & \cos \Phi \\ -\cos \theta & 0 \end{pmatrix}}_{= T(\theta, \Phi)} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} F^{[\theta]}(\theta, \Phi) \\ F^{[\phi]}(\theta, \Phi) \end{pmatrix}}_{= \hat{F}} \quad (70)$$

La matrice de transformation $T(\theta, \Phi)$ est à la fois orthogonale et normalisée à l'unité. Alors, l'inverse de la matrice de transformation est égal à la matrice transposée.

Le diagramme de rayonnement \tilde{F} , ayant subi une rotation, est obtenu en utilisant le diagramme de rayonnement \hat{F} et le transforme en une base de polarisation cartésienne.

Alors, ce diagramme subit une rotation en utilisant la matrice de rotation R et le diagramme de rayonnement obtenu est retransformé en une base polaire sphérique. L'inverse de la transformation doit être fait selon les angles initiaux d'azimut et d'élévation initiaux (θ, ϕ) parce que le diagramme de rayonnement \tilde{F} est aligné avec le système de coordonnées global utilisé dans le modèle du canal MIMO massif 3D, tel que :

$$\tilde{F} = \frac{T(\theta, \phi)^T \cdot R \cdot T(\Theta, \Phi)}{= \tilde{M}} \cdot \hat{F} \quad (71)$$

L'ensemble du processus peut être défini par une matrice de rotation \tilde{M} de la polarisation, de dimension 2×2 . L'énergie électromagnétique rayonnée sur les composants des deux polarisations générées reste constantes.

Dans ce cas, la matrice de rotation est donnée par :

$$\tilde{M}(\vartheta) = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \quad (72)$$

Où l'angle de rotation ϑ de la polarisation suit les conditions suivantes :

$$\cos \vartheta = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ -\cos \theta \end{pmatrix}^T \cdot R \quad (73)$$

$$\cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta \cos \Phi \\ \sin \Theta \sin \Phi \\ -\cos \Theta \end{pmatrix}$$

$$\sin \vartheta = \begin{pmatrix} -\sin \phi \\ \cos \phi \\ 0 \end{pmatrix}^T \cdot R \cdot \begin{pmatrix} \sin \Theta \cos \Phi \\ \sin \Theta \sin \Phi \\ -\cos \Theta \end{pmatrix} \quad (74)$$

L'angle de rotation est donné finalement par :

$$\vartheta = \arctan_2[\sin \vartheta, \cos \vartheta] \quad (75)$$

2.4 Modélisation des paramètres statistiques d'un système 3D-Massive MIMO

2.4.1 Fonctions de densité de probabilité des angles d'arrivé

Les fonctions de densité de probabilité correspondant à l'angle d'azimut et à l'angle d'élévation au niveau de la SM sont donnés par :

$$FDP(d_{SM}, \vartheta^a, \theta^a) = \left| \frac{f(x, y, z)}{|J(x, y, z)|} \right|_{S_1, S_2} \quad (76)$$

Avec S_1 et S_2 les surfaces de propagation des signaux, tel que :

S_1 désigne la surface de propagation pour :

$$\begin{cases} 0 \leq \theta^a \leq \theta^{a,t} \\ \text{ou} \\ \vartheta^{t1} \leq \vartheta^a \leq \vartheta^{t2} \end{cases}$$

Et S_2 désigne la surface de propagation pour :

$$\begin{cases} \theta^{a,t} \leq \theta^a \leq \pi/2 \\ \text{ou} \\ \vartheta^{t2} \leq \vartheta^a \leq 2\pi - \vartheta^{t2} \end{cases}$$

Quand les signaux propagés sont uniformément distribués dans une région de propagation de volume V , la densité de propagation peut être exprimé par $\frac{1}{V}$. Alors, la fonction de densité de probabilité de l'angle devient :

$$FDP(d_{SM}, \vartheta^a, \theta^a) = \frac{d_{SM}^2 \cos \theta^a}{V} \quad (77)$$

Avec d_{SM} la distance entre la station mobile et le diffuseur qui est donné par :

$$d_{SM}(\vartheta^a, \theta^a) = \sqrt{d_{tr}^2 + -2d_{SB}d_{tr} \cos \theta^a \cos \vartheta^a} \quad (78)$$

Et

$$V = \frac{2\pi a^2 b/3}{3} \quad (79)$$

Avec a la valeur la plus petite de la dimension du diffuseur

b la valeur la plus grande de la dimension du diffuseur

$FDP(f)$ la fonction de densité de distribution de la fréquence de Doppler.

La fonction de densité de probabilité de l'angle d'azimut à la réception est donc donnée par :

$$FDP(\varphi^a) = \int_0^{\theta^{a,t}} FDP(\varphi^a, \theta^a)|_{S_1} d\theta^a \quad (80)$$

$$+ \int_{\theta^{a,t}}^{\pi/2} FDP(\varphi^a, \theta^a)|_{S_2} d\theta^a$$

Avec $0 \leq \varphi^a \leq 2\pi$

Et similairement, la fonction de densité de probabilité de l'angle d'arrivé en élévation est donnée par :

$$FDP(\theta^a) \quad (81)$$

$$= \int_{-\varphi^{a2}}^{\varphi^{a2}} FDP(\varphi^a, \theta^a)|_{S_1} d\varphi^a$$

$$+ \int_{\varphi^{a2}}^{2\pi-\varphi^{a2}} FDP(\varphi^a, \theta^a)|_{S_2} d\varphi^a$$

Avec $0 \leq \theta^a \leq \pi/2$

2.4.2 Étalement Doppler

Si on a un signal reçu

$$r(t) = E_0 \sum_{i=0}^{L-1} X_i e^{j2\pi v_i t} \quad (82)$$

Avec v_i l'étalement du spectre de signal pour le $i^{\text{ième}}$ trajet.

Alors la fréquence de Doppler est donnée par :

$$S(f) = A_0^2 FDP(f) \quad (83)$$

Avec $A_0^2 = E_0^2 / 4 \sum_{i=0}^{L-1} |X_i|^2$

En considérant que l'antenne au niveau du terminale mobile est omnidirectionnel, la fonction de densité de probabilité de la fréquence de Doppler est donnée par :

$$FDP(f)$$

$$= \frac{FDP\left(\varphi_v + \left| \cos^{-1}\left(\frac{f}{f_{SM}}\right) \right| \right)}{f_{SM} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{SM}}\right)^2}} \quad (84)$$

$$+ \frac{FDP\left(\varphi_v - \left| \cos^{-1}\left(\frac{f}{f_{SM}}\right) \right| \right)}{f_{SM} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{SM}}\right)^2}}$$

Où f_{SM} est l'étalement Doppler maximum

exprimé par : $f_{SM} = v/\lambda$

v le mouvement de la station mobile SM

λ la longueur d'onde des signaux émis

Quand $|f| < f_{SM}$, la fréquence de Doppler est donnée par :

$$S(f) = \frac{A_0^2}{f_{SM} \sqrt{1 - (f/f_{SM})^2}} \quad (85)$$

$$\times \left[f_\varphi \left(\varphi_v + \left| \cos^{-1}\left(\frac{f}{f_{SM}}\right) \right| \right) \right]$$

$$+ f_\varphi \left(\varphi_v - \left| \cos^{-1}\left(\frac{f}{f_{SM}}\right) \right| \right)$$

Comme le signal reçu au niveau de la station mobile est uniforme, la fréquence de Doppler est donnée par :

$$S(f) = \frac{A_0^2}{\pi f_{SM} \sqrt{1 - (f/f_{SM})^2}} \quad \text{quand } |f| < f_{SM} \quad (86)$$

3. Capacité du canal 3D-Massive MIMO

La capacité du canal MIMO avec une puissance moyenne et sans connaissance de l'état de canal est donné par :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\text{SNR}}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^T \right) \right] \quad (87)$$

Avec SNR le rapport signal sur bruit moyenne
 \mathbf{H} la matrice de canal de transmission
 $(\cdot)^T$ le transposé conjugué

En utilisant les informations sur la corrélation de signaux transmis et reçus, la matrice de canal \mathbf{H} est donné par :

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_e^{1/2} \quad (88)$$

Avec $(\cdot)^{1/2}$ la racine carrée de la matrice
 \mathbf{R}_r la matrice de corrélation reçue de taille $N \times N$
 \mathbf{R}_e la matrice de corrélation transmis de taille $M \times M$
 \mathbf{H}_w la matrice stochastique de taille $N \times N$

Pour un système antennaire 3D-Massive MIMO avec un nombre élevé d'antenne M à l'émission et N à la réception, la capacité du canal est donnée par :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\text{SNR}}{M} \Lambda_R \mathbf{H} \Lambda_E \mathbf{H}^T \right) \right] \quad (89)$$

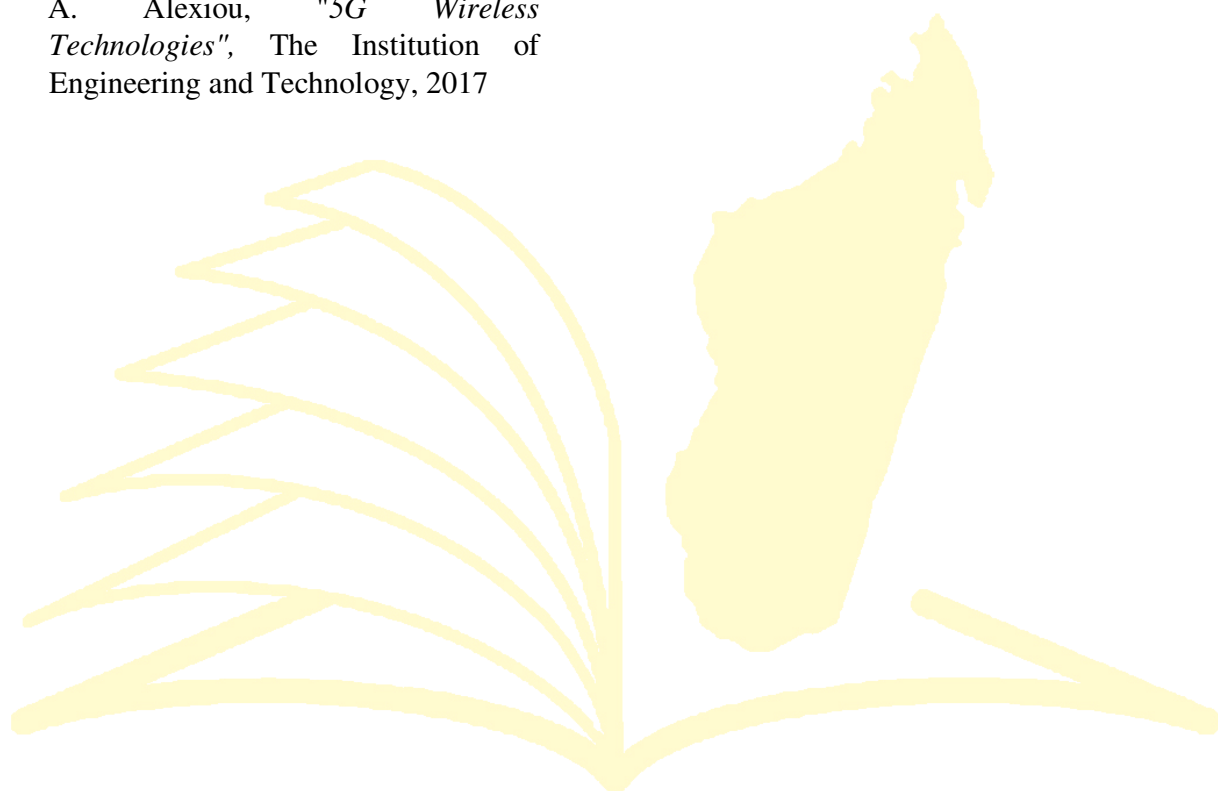
5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects mathématiques de la modélisation du canal 3D-Massive MIMO et l'évaluation de sa capacité. Divers paramètres statistiques, tels que les profils de puissance en fonction du retard, l'étalement des retards, l'étalement angulaire en azimut et en élévation, ont été utilisés afin de modéliser le canal de transmission des systèmes antennaire 3D-Massive MIMO, dans le but de pouvoir évaluer la performance du système.

5. Références

- [1] E. Dahlman, S. Parvall, J. Sköld, "5G NR: The Next Generation Wireless Access", Academic Press, 2018
- [2] P. Marsch, Ö. Bulakç1, O. Queseth, M. Boldi, "5G System Design Architectural and Functional Considerations and Long Term Research", Wiley, 2018
- [3] K. V. Arya, R. S. Bhadoria, N. S. Chaudhari, «Emerging Wireless Communication and Network Technologies», Springer, 2018
- [4] V. C. M. Leung, H. Zhang, X. Hu, Q. Liu, Z. Liu, "5G for Future Wireless Networks", ICST Institute for Computer Sciences, 2019

- [5] 3GPP TS 38.300, NR; "*NR and NG-RAN Overall Description*"; Stage 2 (Release 15), Dec 2018
- [6] 3GPP TS 38.331, NR; "*Radio Resource Control (RRC) protocol specification*", Release 15, Dec 2018
- [7] X.Ge, W. Zhang, "*5G Green Mobile Communication Networks*", Springer, 2019
- [8] A. Alexiou, "*5G Wireless Technologies*", The Institution of Engineering and Technology, 2017



MADA-ETI