

Modélisation, analyse et optimisation d'un réseau hétérogène 5G dense utilisant les techniques antennaire 3D-Massive MIMO

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

Nous observons un nombre toujours croissant de dispositifs connectés et une croissance rapide des applications sans fil gourmandes en bande passante. Le nombre d'appareils connectés sans fil devrait dépasser 11,5 milliards d'ici 2019, soit près de 1,5 appareil mobile par habitant. En outre, le trafic de données sans fil devrait être multiplié par 10 000 d'ici 2030. Ces augmentations sans précédent du trafic de données mobiles et de la charge des réseaux poussent les infrastructures de réseaux sans fil contemporaines à un point de rupture. Ces prévisions ont alarmé le secteur des communications sans fil et les opérateurs de réseaux mobiles, qui doivent relever le défi de fournir une connectivité à haut débit, à faible retard et à très fiable, à tout moment et en tout lieu, sans augmenter de manière significative la consommation d'énergie des infrastructures, telles que les stations de base, les réseaux d'acheminement et de retour et les réseaux

centraux. Les défis susmentionnés exigent un changement de paradigme en faveur de l'infrastructure de réseau sans fil. L'utilisation de systèmes d'antennes MIMO Massif-3D dans une architecture de réseau HetNet est considérée comme un concept clé pour le réseau 5G. Elle est due à leur capacité à améliorer les performances du réseau et au problème de la faible couverture. En effet, l'utilisation de 3D-MIMO avec un nombre élevé d'émetteurs et de récepteurs d'antennes permet d'améliorer considérablement la capacité du système. En effet, grâce à l'utilisation de MIMO 3D-Massif, il est possible de diriger le signal, en utilisant un réseau d'antennes rectangulaires (ULA 2D), dans le domaine horizontal et vertical, ce qui rend la direction du faisceau plus précise. En outre, les faisceaux sont orientés individuellement vers chaque station mobile. D'autre part, le déploiement de petites cellules permet de garantir une large couverture du réseau, par le fait que la distance entre l'équipement de l'utilisateur et les points d'accès est réduite, ce qui permet de résoudre le

problème de la couverture et donc d'augmenter considérablement la performance du réseau. Dans ce travail, nous allons présenter une modélisation, une analyse et une optimisation du réseau hétérogène (HetNet) 5G et dense.

Mots clés : *Modélisation, 3D-Massive MIMO, HetNet, Dense, ULA 2D*

Abstract

We are observing an ever-increasing number of connected devices and a rapid growth of bandwidth-intensive wireless applications. The number of wirelessly connected devices is anticipated to exceed 11.5 billion by 2019, i.e. nearly 1.5 mobile devices per capita. In addition, it is expected that we will witness a 10 000-fold growth in wireless data traffic by the year 2030. Such unprecedented increases in mobile data traffic and network loads are pushing contemporary wireless network infrastructures to a breaking point. These predictions have raised alarm to the wireless industry and mobile network operators who are faced with the challenges of provisioning high-rate, low-delay, and highly reliable connectivity anytime and anywhere without significantly increasing energy consumption at the infrastructure, such as base stations, fronthaul and backhaul networks, and core networks. The above challenges demand a paradigm shift to the wireless network infrastructure. The use of 3D-Massive MIMO antenna systems in a HetNet network architecture is

considered as a key concept for the 5G network. It is due to their ability to improve network performance and to the problem of low coverage. Indeed, the use of 3D-MIMO with a high number of antenna transmitter and receiver makes it possible to considerably improve the system capacity. In fact, by the use of 3D-Massive MIMO, it is possible to steering the signal, by using by using a rectangular antenna array (ULA 2D), in both horizontal and vertical domain, making the beam direction more precise. Also, the beams are oriented individually to each mobile station. On the other hand, the deployment of small cells makes it possible to guarantee a large network coverage, by the fact that the distance between the user equipment and the access points is reduced, which helps to resolve the problem of coverage and 2 therefore considerably increase the network performance. In this work, we are going to present a modeling, an analysis and optimization of advanced 5G heterogeneous (HetNet) and dense network.

Keywords: *Modeling, 3D-Massive MIMO, HetNet, Dense, ULA 2D*

1. Structure de l'antenne 3D-Massive MIMO

Jusqu'à présent, la directivité de l'onde en élévation (vertical) était réalisée par un tiltage électronique (RET) lors du placement de l'antenne et cette configuration figeait la directivité dans la cellule. Avec la technique 3D-Massive MIMO(3D-MMIMO), il est possible de diriger le faisceau en

élévation et en azimuth par l'exploitation d'un réseau d'antennes rectangulaires (ULA 2D) en temps réel. Le diagramme de rayonnement d'une antenne 3D-MMIMO est représenté par la Figure

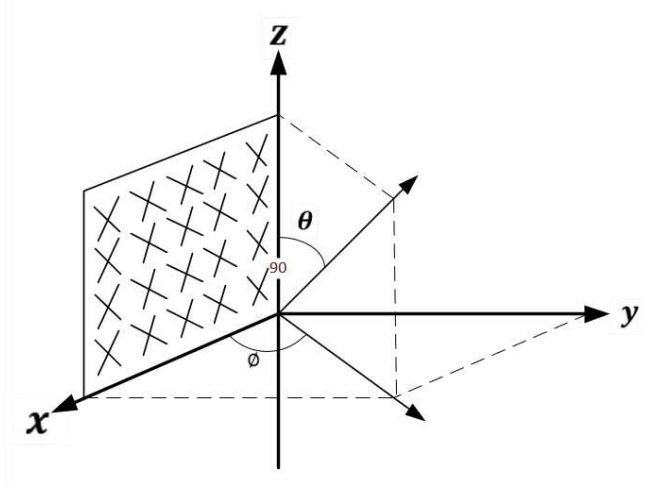


Figure 1 : Diagramme de rayonnement d'une antenne 3D-MMIMO

Le diagramme de rayonnement de l'élément d'antenne transmetteur avec une inclinaison verticale K , est donné par :

$$\begin{pmatrix} F_{\theta'}(\theta', \phi') \\ F_{\phi'}(\theta', \phi') \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$= \begin{pmatrix} +\cos \alpha & -\sin \alpha \\ +\sin \alpha & +\cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{\theta''}(\theta'', \phi'') \\ F_{\phi''}(\theta'', \phi'') \end{pmatrix}$$

Avec :

$$\cos \alpha = \frac{\cos \beta \sin \theta' + \sin \beta \sin \phi' \cos \theta'}{\sqrt{1 - (\cos \beta \cos \sin \beta \sin \phi' \sin \theta')^2}} \quad (2)$$

Et

$$\sin \alpha = \frac{\sin \beta \cos \phi'}{\sqrt{1 - (\cos \beta \cos \sin \beta \sin \phi' \sin \theta')^2}} \quad (3)$$

Tel que β l'angle de polarisation ayant comme valeur :

$$\begin{cases} 0 & \text{pour une polarisation verticale} \\ +/-45 & \text{pour une polarisation croisée} \end{cases}$$

Avec le diagramme de rayonnement vertical des antennes est donné par [1.11] :

$$F_{\theta'}(\theta', \phi') = \sqrt{A'(\theta', \phi')} \cos(\beta) \quad (4)$$

Et le diagramme de rayonnement horizontal des antennes est donné par :

$$F_{\phi'}(\theta', \phi') = \sqrt{A'(\theta', \phi')} \sin(\beta) \quad (5)$$

Avec $A'(\theta', \phi')$ le diagramme de rayonnement des antennes en trois dimensions, donné par :

$$A'(\theta', \phi') = -\min\{-[A_{E,V}(\theta'') + A_{E,H}(\gamma'')], A_m\} \quad (6)$$

Or comme

$$A_{E,V}(\theta'') \quad (7)$$

$$= -\min\left[12\left(\frac{\theta'' - 90^\circ}{\theta_{3dB}}\right)^2, SLA_V\right]$$

Et

$$A_{E,H}(\gamma'') = -\min\left[12\left(\frac{\gamma''}{\gamma_{3dB}}\right)^2, A_m\right] \quad (8)$$

L'équation (1.174) devient alors :

$$\begin{aligned}
& A'(\theta', \phi') \\
& = -\min \left\{ -\left[-\min \left[12 \left(\frac{\theta'' - 90^\circ}{\theta_{3dB}} \right)^2 \right] \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + -\min \left[12 \left(\frac{\gamma''}{\gamma_{3dB}} \right)^2, A_m \right] \right], A_m \right\} \quad (9)
\end{aligned}$$

2. Virtualisation, en deux dimensions, de l'antenne

Une virtualisation de l'unité transmetteur de l'antenne est nécessaire afin d'avoir la capacité de propager le signal, à la fois en plan horizontal et en plan vertical.

Soit w , la taille d'un vecteur de virtualisation du transmetteur en plan vertical, donné par :

$$w = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (10)$$

v la taille du vecteur de virtualisation du en plan horizontal, donné par :

$$v = [v_1, v_2, \dots, v_L]^T \quad (11)$$

Et x , le vecteur de signal du transmetteur au niveau du $M_{TXRU} N_{TXRU}$ unité de transmetteur.

Le modèle de sous-réseau d'antenne en deux dimensions, est donné par :

$$q_{m,n} = x_{m,n} \times (v_n \otimes w_n) \quad (12)$$

Tel que $q_{m,n}$ est le $KL \times 1$ vecteur de signal au niveau de l'élément d'antenne constituant le (m, n) unité de transmetteur, w_n est le vecteur de taille $K \times 1$ pour le $m^{ième}$ unité de transmetteur en plan vertical dont chaque vecteur d'entrée est donné par :

$$w_{m,k} = \frac{1}{\sqrt{K}} \exp \left(-i \frac{2\pi}{\lambda} (k - 1) d_V \cos(\phi_{tilt,m}) \right) \quad (13)$$

Avec $k = 1, \dots, K$

v_n le vecteur de taille $L \times 1$ pour le $n^{ième}$ unité de transmetteur dans le plan horizontal et les vecteurs d'entrés sont donnés par :

$$v_{n,l} = \frac{1}{\sqrt{L}} \exp \left(-i \frac{2\pi}{\lambda} (l - 1) d_H \sin(\theta_{horiz,n}) \right) \quad (14)$$

Avec $l = 1, \dots, L$

ϕ_{horiz} l'angle d'inclinaison à l'horizontal de la $n^{ième}$ unité de transmetteur sur le plan d'azimut

La virtualisation en deux dimensions permet donc le contrôle de l'onde électromagnétique dans le plan horizontal et le plan vertical, à partir de l'angle d'inclinaison à l'horizontal θ_{horiz} et l'angle d'inclinaison vertical ϕ_{tilt} .

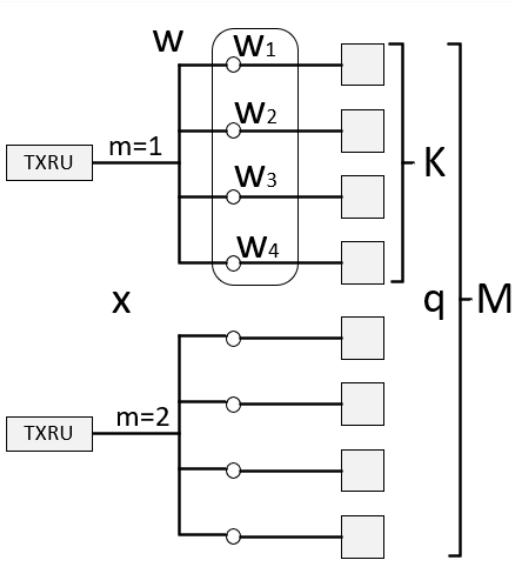


Figure 2 : Virtualisation des éléments d'antenne, en 1D

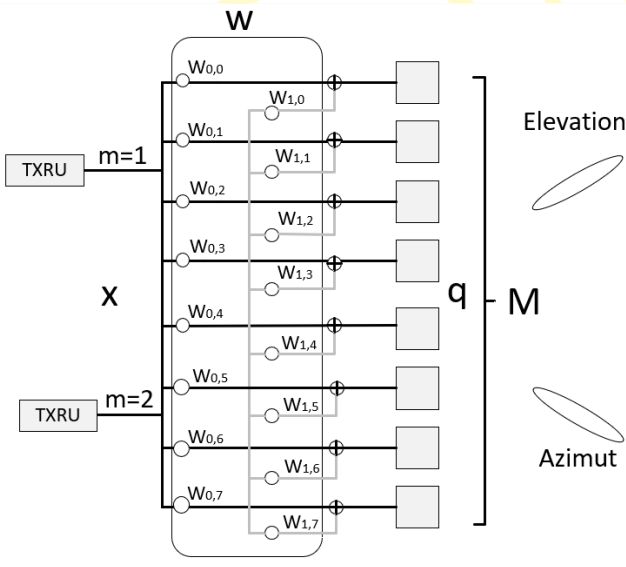


Figure 3 : Virtualisation des éléments d'antenne, en 2D

3. Modélisation du signal transmis en liaison montante

Le signal $y_j \in \mathbb{C}^{M_j}$ au niveau de la station de base j est modélisé comme suit :

$$y_j = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} h_{lk}^j s_{lk} + n_j \quad (15)$$

$$= \sum_{k=1}^{K_j} h_{jk}^j s_{jk} + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \sum_{i=1}^{K_l} h_{li}^j s_{li} + n_j \quad (16)$$

Avec $\sum_{k=1}^{K_j} h_{jk}^j s_{jk}$ représentant le signal voulu

$\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \sum_{i=1}^{K_l} h_{li}^j s_{li}$ représentant l'interférence

entre cellules

et $n_j \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0_{M_j}, \sigma_{UL}^2 I_{M_j})$ représentant le bruit additive et indépendant du signal émis de moyenne nulle et de variance σ_{UL}^2 .

Le signal transmis par un utilisateur k dans une cellule l est noté par $s_{lk} \in \mathbb{C}$ et a une puissance $p_{lk} = |s_{lk}|^2$.

Pendant la transmission des données, la station de base SB dans la cellule j choisit la combinaison de vecteur entrant $v_{jk} \in \mathbb{C}^{M_j}$ pour séparer le signal émis par le $k^{\text{ième}}$ utilisateur de l'interférence par :

$$v_{jk}^H y_j = v_{jk}^H h_{jk}^j s_{jk} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K_j} v_{jk}^H h_{ji}^j s_{ji} \quad (17)$$

$$+ \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \sum_{i=1}^{K_l} v_{jk}^H h_{li}^j s_{li}$$

$$+ v_{jk}^H n_j$$

Avec $v_{jk}^H h_{jk}^j s_{jk}$ le signal voulu

$\sum_{i=1}^{K_j} v_{jk}^H h_{ji}^j s_{ji}$ les signaux entre les cellules

$\sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{K_l} v_{jk}^H h_{li}^j s_{li}$ l'interférence entre les cellules

$v_{jk}^H n_j$ le bruit du système

$$= (h_{jk}^j)^H w_{jk} s_{jk} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K_j} (h_{jk}^j)^H w_{ji} s_{ji} \quad (21)$$

$$+ \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \sum_{i=1}^{K_l} (h_{jk}^l)^H w_{li} s_{li}$$

$$+ n_{jk}$$

4. Modélisation du signal transmis en liaison descendante

Le signal x_l émis par la station de base SB dans une cellule l , dans une liaison descendante est donné par :

$$x_l = \sum_{i=1}^{K_l} w_{li} s_{li} \quad (18)$$

Si $i = k$, $s_{lk} \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \rho_{lk})$ désigne le signal destiné à l'utilisateur dans la cellule et ρ_{lk} la puissance du signal.

Le signal transmis est assigné à un vecteur de précodage $w_{lk} \in \mathbb{C}^{M_l}$ qui donne la directivité spatiale de la transmission. Le vecteur de précodage satisfait bien l'équation $\mathbb{E}\{\|w_{lk}\|^2\} = 1$, tel que $\mathbb{E}\{\|w_{lk} s_{li}\|^2\} = \rho_{lk}$, la puissance transmise allouée à cet utilisateur.

Le signal $y_{jk} \in \mathbb{C}$ reçu par l'utilisateur k dans la cellule j est modélisé comme suit :

$$y_{jk} = \sum_{l=1}^L (h_{jk}^l)^H x_l + n_{jk} \quad (19)$$

$$= \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{K_l} (h_{jk}^l)^H w_{li} s_{li} + n_{jk} \quad (20)$$

Avec $(h_{jk}^j)^H w_{jk} s_{jk}$ le signal désiré

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K_j} (h_{jk}^j)^H w_{ji} s_{ji} + \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{K_l} (h_{jk}^l)^H w_{li} s_{li}$$

l'interférence entre cellules

$n_{jk} \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_{DL}^2)$ est le bruit additif et indépendant du signal reçu de variance σ_{DL}^2 .

5. Estimation du canal 3D-Massive MIMO

La connaissance de la Réponse Impulsionnelle (RI) d'un canal de propagation est nécessaire pour un grand nombre d'applications dans le domaine la communication. De manière générale, la RI nous informe sur les distorsions que subit un signal se propageant dans un canal. La connaissance du signal transmis permet d'estimer la vitesse apparente de chaque trajet de propagation à l'aide du plan d'ambiguïté large bande [1]. Dans cette section, nous allons introduire une nouvelle méthode d'estimation de la RI du canal de transmission, à base d'une nouvelle technique de la modulation d'espace-temps-fréquence orthogonale (OTFS).

1.1. Principe de modulation OTFS

Le principe de la modulation OTFS du signal S_T à l'émission est présenté par la Figure 1.

dimension de retard et dans la dimension de Doppler.

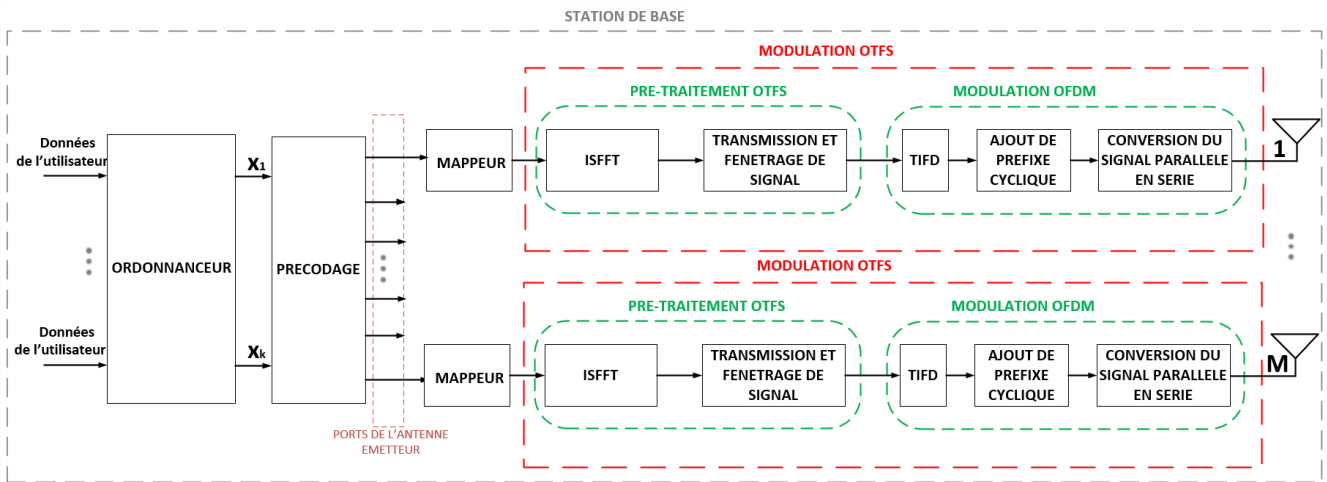


Figure 4 : Schéma bloc de la modulation OTFS

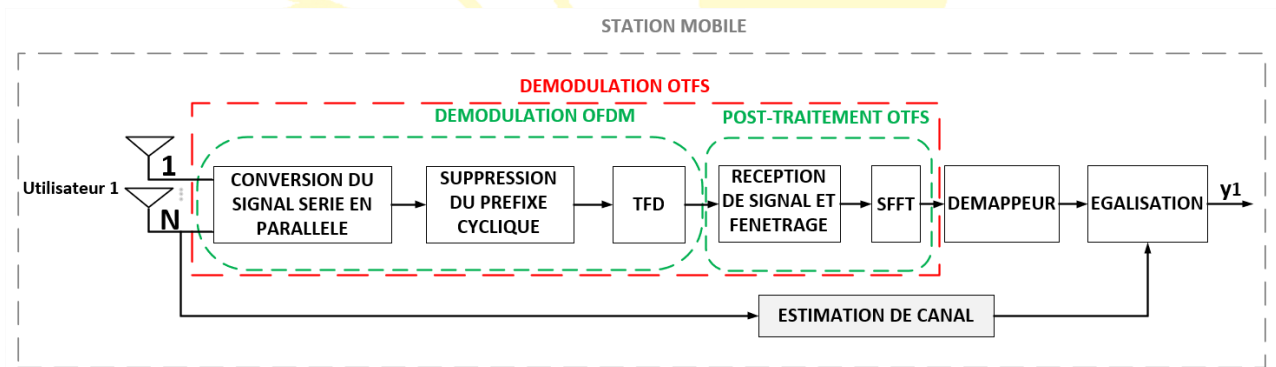


Figure 5 : Schéma bloc de la démodulation OTFS

Une modulation d'amplitude en quadrature d'une séquence de donnée de longueur MN est réorganisée en un bloc de données à 2 dimensions, qu'on appelle trame MIMO-OTFS à deux dimensions, dans le domaine temps-fréquence $X^{TD} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$, où U_r et U_d sont les nombres d'unités de ressources le long de la La modulation OTFS est composé à l'émission d'un bloc de prétraitement et d'un modulateur

traditionnel comme l'OFDM ou le FBMC qui va moduler le signal S_T à transmettre.

Le bloc de pré-traitement représente le bloc de donnés à deux dimensions X^{DD} dans le domaine temps-fréquence en un bloc de données à deux dimensions $X^{FT} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$, dans le domaine temporel et fréquentiel. Ceci est réalisé en utilisant une transformation inverse de Fourier

finie symplectique (ISFFT) et une fonction de fenêtrage d'émission.

La transformation inverse de Fourier finie symplectique (TFIFS) de X^{TD} est donné par [22] :

$$X^{TFI} = F_{U_r} X^{TD} F_{U_d}^H \quad (22)$$

Avec $F_{U_r} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_r}$ et $F_{U_d} \in \mathbb{C}^{U_d \times U_d}$ sont les matrices de transformation de Fourier Discrète (TFD).

Une matrice de fenêtrage d'émission $W^t \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$ multipliée par X^{TFI} éléments afin de produire le bloc à deux dimensions dans le domaine fréquentiel et temporel X^{FT} qui est donné par :

$$X^{FT} = X^{TFI} \odot W^t \quad (23)$$

Alors, le bloc à deux dimensions X^{FT} est transformé en un signal s_t de transmission, à une dimension, à partir d'un modulateur traditionnel comme l'OFDM et le FBMC.

Le bloc de signal transmis est donné par :

$$S_T = F_{U_d}^H X^{FT} \quad (24)$$

Avec $S = [s_1, s_2, \dots, s_{U_d}] \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$

Chaque vecteur colonne $s_u \in \mathbb{C}^{U_r \times 1}$ de S_T peut être défini comme des symboles OFDM.

A noter que U_d symbole OFDM $\{s_u\}_{u=1}^{U_d}$ occupe la bande passante $U_r \Delta f$ pour une durée $U_r T$, avec Δf et T sont respectivement les

espacements des sous-porteuses et la durée symbole.

Le bloc de signal transmis est donné par :

$$S_T = X^{TD} F_{U_d}^H (4) \quad (25)$$

Afin d'éviter les interférences inter-symboles entre les blocs de signal, le modulateur OFDM ajoute du préfixe cyclique pour chaque symbole OFDM s_u à partir de la matrice du préfixe cyclique donnée par :

$$P_{PC} \in \mathbb{C}^{(U_r + U_{dPC}) \times U_r} \quad (26)$$

Avec U_{dPC} la longueur du préfixe cyclique.

En traitant la colonne du bloc de signal S à deux dimensions, transmis, le signal à une dimension $s_t \in \mathbb{C}^{(U_r + U_{dPC}) U_d \times 1}$ est donné par :

$$s_t = \text{vec}\{P_{PC} S\} \quad (27)$$

5.1 Principe de démodulation OTFS

Le principe de la démodulation du signal à la réception est présenté sur la Figure 2.

Le $i^{\text{ème}}$ élément de signal reçu $s_r \in \mathbb{C}^{(U_r + U_{dPC}) U_d \times 1}$, d'un canal de transmission $h_{i,l}$ variant en temps avec une longueur de transmission de $L + 1$ est donné par :

$$s_r = \sum_{l=0}^L h_{i,l} s_{i,l} + v_l \quad (28)$$

Avec v_l le bruit additif au niveau du récepteur.

La démodulation OTFS consiste en l'utilisation de démodulateur traditionnel comme le OFDM ou FBMC et d'un bloc de post-traitement comme montré sur la Figure 2.

Le démodulateur temps-fréquence transforme le signal reçu s_r en un bloc à deux dimensions dans le domaine temporel et fréquentiel $Y^{TF} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$.

Plus précisément, le signal reçu s_r est en premier lieu réorganiser en une matrice R de taille $(U_r \times U_{d_{PC}}) \times U_{d_{PC}}$ en utilisant l'opérateur *unvec*.

$$R = \text{unvec}\{s_r\} \quad (29)$$

Les vecteur colonne de R sont considérés comme des symboles OFDM reçus avec un préfixe cyclique (CP). Alors, le démodulateur OFDM enlève le préfixe cyclique en multipliant la matrice R avec une matrice d'élimination de préfixe $R_{PC} \in \mathbb{C}^{U_r(U_r+U_{d_{PC}})}[3]$ afin d'obtenir le symbole OFDM $R_{PC}R$ sans préfixe cyclique.

Nous obtenons maintenant un bloc de signal à deux dimensions Y^{TF} dans le domaine temporel et fréquentiel, représenté par :

$$Y^{TF} = F_{U_d}^H R_{PC} R \quad (30)$$

Dans le bloc de post-traitement, Y^{TF} est transformée en un bloc de données à deux dimensions $Y^{TD} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$, dans le domaine de temps-fréquence et est multipliée par la matrice de fenêtrage de réception $W^r \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$ et on obtient :

$$Y^{TF,W} = Y^{TF} \odot W^r \quad (31)$$

Maintenant, la transformation inverse de Fourier finie symplectique est appliquée pour $Y^{TF,W}$ pour obtenir un bloc de données en deux dimensions Y^{DD} dans le domaine de temps-fréquence, donné par :

$$Y^{TD} = F_{U_d}^H Y^{TF,W} F_{U_d} \quad (32)$$

Et en combinant les équations (31) et (32), on obtient :

$$Y^{TD} = R_{PC} R F_{U_d} \quad (33)$$

En se basant sur la modulation OTFS, chaque vecteur colonne $s_u \in \mathbb{C}^{U_r \times 1}$ ($u = 1, 2, \dots, U_d$) du signal transmis S_T est un symbole OFDM sans préfixe cyclique. Le vecteur colonne s_u est donné par :

$$s_u = X^{TD} g_u^* \quad (34)$$

Avec X^{DD} le bloc de données à deux dimensions dans le domaine temps-fréquence et $g_u \in \mathbb{C}^{U_d \times 1}$ est le $u^{\text{ième}}$ vecteur colonne de la transformation de Fourier discrète de la matrice F_{U_d} .

Alors, le préfixe cyclique est ajouté dans chaque symbole OFDM et ces symboles OFDM avec préfixe cyclique sont ensuite transmis par la station de base. Après que le signal se propage le long du canal de transmission, le préfixe cyclique des symboles OFDM reçus sont enlevés et classé dans la colonne d'une matrice $Z = [z_1, z_2, \dots, z_N] \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$

$$Z = R_{PC} R \quad (35)$$

Pour éviter l'interférence inter-symbole, la longueur du préfixe cyclique U_{PC} devra être plus long que la longueur du canal L . Alors, le $u^{ième}$ symbole OFDM sans préfixe cyclique reçu $z_u \in \mathbb{C}^{U_r \times 1}$ est donné par une convolution circulaire du $u^{ième}$ symbole OFDM sans préfixe cyclique transmis s_u avec un canal variant dans le temps, qui est donné par :

$$z_u = H_u^c s_u + v_u \quad (36)$$

Avec $H_u^c \in \mathbb{C}^{U_r \times U_r}$ est la matrice de convolution circulaire dont son $(a, b)^{ième}$ élément est donné par :

$$h_{(u-1)(U_r+U_{PC})+a, (a-b)_{U_r}} \quad (37)$$

Avec $a = 1, 2, \dots, U_r$ et $b = 1, 2, \dots, U_r$

$(a - b)_{U_r}$ le reste de la division de $a - b$ par U_r

v_u le vecteur du bruit additif

En substituant l'équation (36) dans (37), l'équation exprimant le symbole reçu est donné par :

$$z_u = H_u^c X^{TD} g_u^* + v_u \quad (38)$$

Les symboles OFDM Z sans préfixe cyclique reçus sont transformés en un bloc de données à deux dimensions dans le domaine retard-Doppler Y^{TD} de l'équation (38), tel que :

$$Y^{TD} = Z F_{U_d} = [z_1, z_2, \dots, z_N] F_{U_d} \quad (39)$$

L'équation (39) peut être simplifié par :

$$Y^{TD} = \sum_{u=1}^{U_d} z_u g_u^T \quad (40)$$

Et en substituant l'équation (39) dans (40), on obtient :

$$Y^{TD} = \sum_{u=1}^{U_d} H_u^c X^{DD} g_u^* g_u^T + V^{TD} \quad (41)$$

Avec $V^{TD} = [v_1, v_2, \dots, v_N] F_{U_d}$

Soit $(l + 1, i + 1 + \frac{U_d}{2})^{ième}$ un élément de Y^{TD} et X^{TD} respectivement par $Y_{l,i}^{TD}$ et $X_{l,i}^{TD}$ tel que $l \in [0, U_r - 1]$ et $i \in [-\frac{U_d}{2}, \frac{U_d}{2} - 1]$.

En utilisant l'équation (20), $Y_{l,i}^{TD}$ est donné par :

$$\begin{aligned} Y_{l,i}^{TD} &= \sum_{l'=0}^{U_r-1} \sum_{i'=-\frac{U_d}{2}}^{\frac{U_d}{2}-1} X_{l',i'}^{DD} \sum_{i=1}^{U_d} h_{(i-1)(U_r+U_{PC})+l+1, (l-l')_M} e \\ &+ V_{l,i}^{TD} \end{aligned}$$

En supposant que

$$\sum_{i=1}^{U_d} h_{(i-1)(U_r+U_{PC})+l+1, (l-l')_M} e^{-j2\pi(i-1)\frac{i-i'}{U_d}} \triangleq$$

$$\Lambda_{l, (l-l')_{U_r}, i-i'}$$

on a :

$$\begin{aligned} Y_{l,i}^{TD} &= \sum_{l'=0}^{U_r-1} \sum_{i'=-\frac{U_d}{2}}^{\frac{U_d}{2}-1} X_{l',i'}^{TD} \Lambda_{l, (l-l')_{U_r}, i-i'} \\ &+ V_{l,i}^{TD} \end{aligned} \quad (42)$$

Afin de calculer $\Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'}$, nous allons d'abord étendre le canal $h_{i,l}$ variant dans le temps en se basant sur une série de Fourier et on obtient :

$$h_{i,l} = \sum_{q=1}^Q w_{q,l} e^{j2\pi \frac{ig_{q,l}}{U_d(U_r+U_{PC})}} \quad (43)$$

Avec Q le nombre de composant de fréquence d'un canal variant dans le temps.

$g_{q,l}$ le $q^{i\text{ème}}$ composant de fréquence du

$l^{i\text{ème}}$ sortie du canal de transmission

$w_{q,l}$ le coefficient non nul correspondant à

$$e^{j2\pi \frac{ig_{q,l}}{U_d(U_r+U_{PC})}}$$

En se basant sur l'équation (43), $\Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'}$ est donné par :

$$\begin{aligned} & \Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'} \\ &= \sum_{i''=1}^{U_d} \sum_q^Q e^{j2\pi \frac{((i''-1)(U_r+U_{PC})+l+1)g_{q,(l-l')_{U_r}}}{U_d(U_r+U_{PC})}} \\ & \quad e^{-j2\pi(i''-1)\frac{i-i'}{U_d}} \\ & \Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'} \\ &= \sum_q^Q w_{q,(l-l')_{U_r}} e^{j2\pi \frac{(l+1)g_{q,(l-l')_{U_r}}}{U_d(U_r+U_{PC})}} \\ & \quad \sum_{i''=1}^{U_d} e^{j2\pi(i''-1)\frac{g_{q,(l-l')_{U_r}}-(i-i')}{U_d}} \end{aligned} \quad (44)$$

Soit la fonction Ψ_{U_d} tel que :

$$\begin{aligned} \Psi_{U_d}(x) &\triangleq \sum_{i''=1}^{U_d} e^{j2\pi \frac{x}{U_d}(i''-1)} \\ &= \frac{\sin(\pi x)}{\sin\left(\pi \frac{x}{U_d}\right)} e^{j\pi \frac{x(U_d-1)}{U_d}} \end{aligned} \quad (45)$$

Alors, l'équation (45) devient :

$$\begin{aligned} & \Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'} \\ &= \sum_{q=1}^Q w_{q,(l-l')_{U_r}} e^{j2\pi \frac{(l+1)g_{q,(l-l')_{U_r}}}{U_d(U_r+U_{PC})}} \Psi_{U_d}(g_{q,(l-l')_{U_r}} \\ & \quad - (i-i')) \end{aligned} \quad (46)$$

Maintenant, on peut obtenir l'équation de la réponse impulsionnelle du canal temps-fréquence $H_{l,i}^{TD}$, donnée par :

$$H_{l,i}^{TD} \triangleq \Lambda_{0,(l)_{U_r},i} \quad (47)$$

$$H_{l,i}^{TD} = \sum_{u=1}^{U_d} h(u-1)(U_r+U_{PC}) \quad (48)$$

$$+ 1, (l)_{U_r} e^{-j2\pi(u-1)\frac{i}{U_d}}$$

Alors, $H_{l-l',i-i'}^{TD}$ est donné par :

$$H_{l-l',i-i'}^{TD} = \Lambda_{0,(l-l')_{U_r},i-i'} \quad (49)$$

$$\begin{aligned} H_{l-l',i-i'}^{TD} &= \sum_{q=1}^Q \tilde{w}_{q,(l-l')_{U_r}} \Psi_{U_d}(g_{q,(l-l')_{U_r}} \\ & \quad - (i-i')) \end{aligned} \quad (50)$$

$$\text{Avec } \tilde{w}_{q,(l-l')_{U_r}} = w_{q,(l-l')_{U_r}} e^{j2\pi \frac{g_{q,(l-l')_{U_r}}}{U_d(U_r+U_{PC})}}$$

Nous allons résoudre l'équation :

$$\Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'} e^{-j2\pi \frac{l(i-i')}{U_d(U_r+U_{PC})}} \quad (51)$$

$$= \sum_{q=1}^Q \tilde{w}_{q,(l-l')_{U_r}} e^{j2\pi \frac{l(g_{q,(l-l')_{U_r}} - (i-i'))}{U_d(U_r+U_{PC})}} \Psi_{U_d}$$

$$\left(g_{q,(l-l')_{U_r}} - (i-i') \right)$$

A partir de l'équation (55), on peut remarquer que $|\Psi_{U_d}(x)| \rightarrow 0$ quand $|x| \gg 1$ [3.09].

Alors, on peut conclure qu'il y a Q élément dominant dans (55), qui sont obtenus quand $\left| g_{q,(l-l')_{U_r}} - (i-i') \right| < 1$.

Comme $0 \leq l \leq U_r - 1$, on a :

$$e^{-j2\pi \frac{l(g_{q,(l-l')_{U_r}} - (i-i'))}{U_d(U_r+U_{PC})}} \stackrel{U_d \rightarrow \infty}{=} 1 \quad (52)$$

Par conséquent, on obtient :

$$\Lambda_{l,(l-l')_{U_r},i-i'} \quad (53)$$

$$U_d \stackrel{\infty}{=} H_{l-l',i-i'}^{DD} e^{j2\pi \frac{l(i-i')}{U_d(U_r+U_{PC})}}$$

Finalement, le bloc de données à deux dimensions Y^{TD} dans le domaine temps-fréquence est donné avec la réponse impulsionnel du canal $H^{TD} \in \mathbb{C}^{U_r \times U_d}$ tel que les $l+1, i+1 + U_d/2^{i\text{ème}}$ éléments des blocs de signal reçues Y^{TD} et X^{TD} , sont représentés respectivement par :

$Y_{l,i}^{TD}$ et $X_{l,i}^{TD}$ tel que $l = 0, 1, \dots, U_r - 1$ et $i = -\frac{N}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Le bloc de données reçus est donné par :

$$Y_{l,i}^{TD}$$

$$U_d \stackrel{\infty}{=} \sum_{l'}^{U_r-1} \sum_{i'=-U_d/2}^{\frac{U_d}{2}-1} X_{l',i'}^{TD} H_{l-l',i-i'}^{TD} e^{j2\pi \frac{l(i-i')}{U_d(U_r+U_{PC})}} + V_{l,i}^{TD}$$

Avec $V_{l,i}^{TD}$ le bruit additif dans le domaine temps fréquence.

Et le $l+1, i+1 + U_d/2^{i\text{ème}}$ élément de la réponse impulsionnelle du canal (RIC) H^{TD} dans le domaine temps-fréquence est donné par :

$$H_{l,i}^{TD} = \sum_{u=1}^{U_d} h(u-1)(U_r + U_{PC}) \quad (54)$$

$$+ 1, (l)_{U_r} e^{-j2\pi(u-1)\frac{i}{U_d}}$$

$$+ V_{l,i}^{TD}$$

Avec $(l)_{U_r}$ le reste de la division de l par U_r .

Et comme $H_{l,i}^{TD} = H_{l+U_r,k+U_d}^{TD}$, alors, nous pouvons dire que l'équation (59) est une équation de convolution périodique.

6. Algorithme d'estimation de canal 3D-SOMP

Dans le cas d'un système OTFS, l'algorithme de Matching Pursuit Orthogonal structuré à trois dimensions(3D-SOMP) est utilisé pour la récupération du signal transmis le long du canal 3D-Massive MIMO [4]. La performance de

l'algorithme d'estimation de canal 3D-SOMP est estimé par l'utilisation du critère de l'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE).

L'erreur quadratique moyenne normalisée de la technique d'estimation de canal traditionnel, utilisant l'algorithme OMP, est donné par :

$$NMSE = \frac{\sum_{i=-\frac{U_d}{2}}^{\frac{U_d}{2}} \sum_{l=0}^{U_r-1} |\hat{H}_{l,i}^{DD} - H_{l,i}^{DD}|^2}{\sum_{i=-\frac{U_d}{2}}^{\frac{U_d}{2}} \sum_{l=0}^{U_r-1} |H_{l,i}^{DD}|^2} \quad (60)$$

Pour la nouvelle technique d'estimation de canal, le vecteur de canal \hat{h} est estimé à partir du vecteur de canal h dans (34), par l'utilisation de l'algorithme 3D-SOMP [5].

Le vecteur \hat{h} sera empilé dans les colonnes de la matrice $\hat{\mathcal{H}}_g$ de taille $U_{r_g} \times U_{d_g} \times M$, c'est-à-dire :

$$\hat{\mathcal{H}}_g = \text{vec}\{\hat{h}\} \quad (61)$$

Alors, le canal temps-fréquence-angle peut être estimé par $\hat{\mathcal{H}}|_{\Gamma} = \hat{\mathcal{H}}_g$ et $\hat{\mathcal{H}}|_{\Gamma^c=0}$, avec Γ l'indice définit de $\hat{\mathcal{H}}_g$.

L'erreur quadratique moyenne normalisée de la technique à base de l'algorithme 3D-SOMP est donné par :

$$NMSE = \frac{\|\hat{\mathcal{H}} - \mathcal{H}\|^2}{\|\mathcal{H}\|^2} \quad (62)$$

Dans la Figure 6, l'erreur quadratique moyenne normalisée est représentée en fonction de la valeur du SNR, pour l'algorithme OMP et 3D-SOMP.

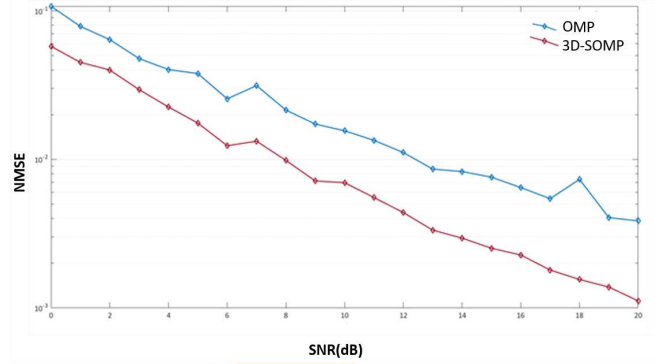


Figure 6 : L'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) en fonction du SNR, pour l'algorithme OMP et 3D-SOMP

Dans la Figure 7, l'erreur quadratique moyenne normalisée est représentée en fonction du nombre d'antenne à la station de base, pour le cas de l'algorithme OMP et de l'algorithme 3D-SOMP.

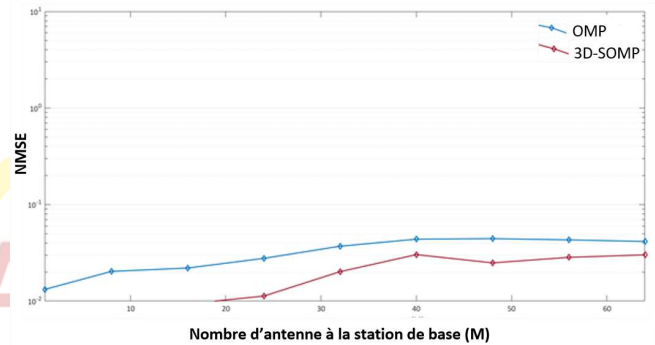


Figure 7 : NMSE en fonction du nombre d'antennes à la station de base, pour l'algorithme OMP et 3D-SOMP

Dans la Figure 8, l'erreur quadratique moyenne normalisée est représentée en fonction de la vitesse

de déplacement des stations mobiles, pour le cas de l'algorithme OMP et 3D-SOMP.

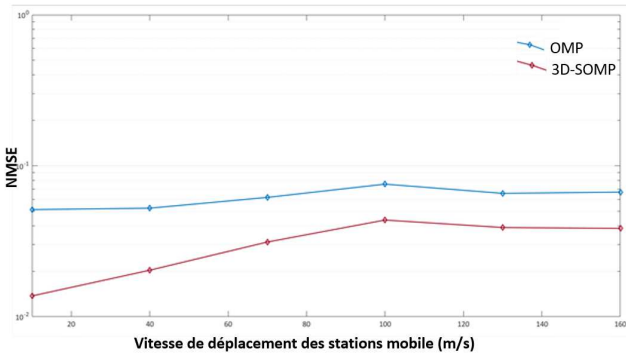


Figure 8 : L'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) en fonction de la vitesse de déplacement des stations mobiles, pour l'algorithme OMP et 3D-SOMP

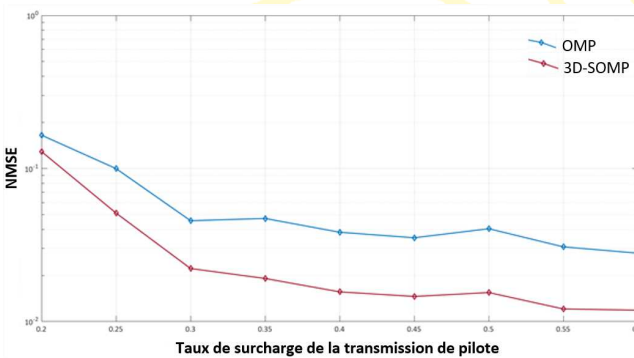


Figure 9 : L'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) en fonction de la surcharge de la transmission du pilote, pour l'algorithme OMP et 3D-SOMP

L'idée principal de l'algorithme de Matching Pursuit Orthogonal (OMP) est maintenue afin de récupérer le vecteur de corrélation "e", entre les colonnes de la matrice d'acquisition Υ .

7. Technique de densification de réseau

Le principe des systèmes antennaires 3D-Massive MIMO est l'utilisation d'un nombre élevé de petites antennes peu coûteux et de faible consommation énergétique [5]. Or, ceci est insuffisant pour garantir une qualité de service satisfaisante aux usagers. Pour ce faire, un nouveau concept de réseau hétérogène (HetNet) a été adopté [6]. Le déploiement des petites cellules, de faible consommation et de faible consommation énergétique, dans les grandes cellules, est considéré comme la meilleure solution afin de garantir les nécessités de la 5^{ème} génération de communication mobile en termes de qualité de service et d'efficacité énergétique [7].

2.1 Modèle du système

Soit un réseau de communication mobile constitué d'une macrocellule C_m et de C_s microcellules composées de U utilisateurs avec une antenne réceptrice. La macrocellule est composée d'une station de base avec $M \geq U$ antennes émettrices. La microcellule est composée de $S \geq 0$ points d'accès avec N antennes distribuées, chacun.

2.2 Modélisation du signal transmis en voie ascendante

Pendant la transmission en voie ascendante, le $u^{i\text{ème}}$ utilisateur de la $c_s^{i\text{ème}}$ cellule transmet $\sqrt{\eta_{c_s u}} s_{c_s u}$, où $\{s_{c_s u}\}$ les symboles transmis qui sont mutuellement non-corrélés avec une moyenne nulle

et une puissance unitaire, et $\{\eta_{c_s u}\}$ désigne les coefficients de contrôle de la puissance qui vérifie l'équation $0 \leq \eta_{c_s u} \leq 1$ pour tout c_s cellules et tous les u utilisateurs.

La station de base SB_m reçoit le vecteur de signal y_{C_m} , donné par :

$$y_{C_m} = \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} G_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + w_{c_s} \quad (63)$$

$$= \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \hat{G}_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} - \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \tilde{G}_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} G_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + w_{c_s} \quad (64)$$

$$= \sqrt{SNR_{ul}} Z^{c_m} \sum_{c_s \in C_s} D_{\gamma_{c_s}^{c_m}}^{\frac{1}{2}} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} - \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \tilde{G}_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} G_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + w_{c_s} \quad (65)$$

Où $\tilde{G}_{c_s}^{c_m} = \hat{G}_{c_s}^{c_m} - G_{c_s}^{c_m}$, la matrice d'erreur de l'estimation du canal

On suppose que les quatre termes dans l'équation (40) sont mutuellement non corrélés. En plus, les

trois derniers termes sont statistiquement indépendants de $\{\hat{G}_{c_s}^{c_m}\}$ et donc de Z^{c_m} , pour $c_s \in C_s$.

Alors, leur covariance est donnée par :

$$\text{cov} \left\{ -\sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \hat{G}_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + \sum_{c_s \in C_s} G_{c_s}^{c_m} D_{\eta_{c_s}}^{\frac{1}{2}} q_{c_s} + w_{c_s} \right\} \quad (66)$$

$$= \left(\sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \sum_{u=1}^U (\beta_{c_s u}^{c_m} - \gamma_{c_s u}^{c_m}) \eta_{c_s u} + \sqrt{SNR_{ul}} \sum_{c_s \in C_s} \sum_{u=1}^U \beta_{c_s u}^{c_m} \eta_{c_s u} - 1 \right) I_M \quad (67)$$

2.3 Modélisation du signal transmis en voie ascendante

Dans le cas de la transmission en voie descendante, le signal x_{C_m} transmis est donné par :

$$x_{C_m} = A_{C_m} D_{\eta_{C_m}}^{\frac{1}{2}} q_{C_m} \quad (68)$$

Avec A_{C_m} est la matrice de précodage

η_{C_m} est un vecteur de coefficient de contrôle de la puissance

$\{\eta_{C_m u}\}$ et q_{C_m} sont respectivement le vecteur des U symboles pour le terminale U

Les coefficients de contrôle de puissance ne sont pas négatifs et vérifie l'équation $\sum_{u=1}^U \eta_{C_mu} \leq 1$ pour tout les cellules c_m .

La matrice de précodage A_{C_m} dépend seulement du canal estimé avec sa cellule respective et est normalisé, tel que :

$$E \{ \|x_{C_m}\|^2 \} = \sum_{u=1}^U \eta_{C_mu} \quad (69)$$

Le signal y_{C_m} reçu par les utilisateurs de la cellule C_m est donné par :

$$y_{C_m} = \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} G_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} \quad (70)$$

$$+ \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \tilde{G}_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + w_{C_m} = \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \hat{G}_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} \quad (71)$$

$$+ \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \tilde{G}_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \notin C_m} G_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + w_{C_m} \quad (72)$$

$$y_{C_m} = \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \hat{G}_{C_m}^{C_m T} A_{C_m} D_{\eta_{C_m}}^{\frac{1}{2}} q_{C_m} - \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \tilde{G}_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \notin C_m} G_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + w_{C_m}$$

Et le $u^{i\text{ème}}$ utilisateur reçoit le signal y_{C_mu} qui est donné par :

$$y_{C_mu} = \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \hat{g}_{C_m}^{C_m T} A_{C_m} D_{\eta_{C_m}}^{\frac{1}{2}} q_{C_m} - \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \tilde{g}_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \notin C_m} g_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + w_{C_mu} \quad (73)$$

La variance de la somme des trois bruits effectifs est indépendante que ce soit dans le cas de ZF ou du MR, et est égale à :

$$\text{Var} \left\{ -\sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \in C_m} \tilde{g}_{C_m}^{C_m T} \right. \quad (74)$$

$$\left. + \sqrt{SNR_{DL}} \sum_{c_m \notin C_m} g_{C_m}^{C_m T} x_{C_m} + w_{C_mu} \right\}$$

$$= SNR_{DL} \sum_{c_m \in C_m} (\beta_{C_mu}^{C_m} - \gamma_{C_mu}^{C_m}) \left(\sum_{u=1}^U \eta_{C_mu} \right) \quad (75)$$

$$+ SNR_{DL} \sum_{c_m \notin C_m} \beta_{C_mu}^{C_m} \left(\sum_{u=1}^U \eta_{C_mu} \right) + 1$$

8. Rapport signal sur interférence

Supposons qu'un utilisateur u qui se trouve dans une cellule C , se communique à la station de base m et reçoit un signal y_{mu} , donné par [9] :

$$y_{mu} = P_t h_{iu} w_{mu} s_{mu} + \sum_{l=1, l \neq u}^U P_t h_{iil} w_{il} s_{il} + \sum_{C \neq 1}^{\infty} \sum_{l=1}^U P_t h_{jiu} w_{Cl} s_{Cl} \quad (76)$$

Avec w_{mu} le vecteur de précodage normalisé à la station de base m vers un utilisateur typique s_{mu} la puissance de signal unitaire, c'est-à-dire $\mathbb{E}[|s_{mu}|^2] = 1$

L'interférence en dehors de la cellule est donnée par :

$$I = \sum_{C \neq m} \frac{g_{Cmu}}{r_{Cmu}^\alpha} \quad (77)$$

Avec $g_{Cmu} = \sum_{l=1}^U |x_{Cmu} w_{Cl}|^2$ est l'évanouissement à petite échelle d'une station de base m , qui subit une interférence, vers utilisateur u de la cellule C .

En considérant que le vecteur de précodage $\{w_{ml}\}_{l=1}^U$ à la station de base m est mutuellement indépendant et satisfait l'équation $\sum_{l=1}^U \|w_{ml}\|^2 = 1$, alors l'évanouissement de canal effective est distribué tel que $g_{Cmu} \sim \Gamma(U, 1/U)$.

A savoir que, le vecteur w_{mu} peut prendre des formes variées selon le schéma de précodage utilisé.

Alors, le SIR au niveau de l'utilisateur est donné par :

$$SIR_{mu} = \frac{|h_{iu} w_{mu}|^2}{\sum_{l=1, l \neq u}^U |h_{iil} w_{ml}|^2 + I} \quad (78)$$

Avec $\sum_{l=1, l \neq u}^U |h_{iil} w_{ml}|^2$ représente l'interférence entre les cellules

I l'interférence en dehors des cellules

9. Conclusion

Pour conclure, on a vu que la connaissance du signal transmis permet d'estimer la vitesse apparente de chaque trajet de propagation à l'aide du plan d'ambiguïté large bande. Dans le cas d'une communication V2V, le signal est sujet à d'autres déformations dues au mouvement des véhicules.

L'utilisation de la nouvelle méthode d'estimation de la RI du canal de transmission, à base d'une nouvelle technique de la modulation d'espace-temps-fréquence orthogonal (OTFS), permet résoudre le problème lié à l'effet Doppler, qui est le phénomène causé par le mouvement des véhicules.

10. Références

- [1] Yannick Bouguen, Eric Hardouin, François-Xavier Wolff, "LTE et les réseaux 4G",
- [2] Ngo, H. Q. and E. G. Larsson. 2017. "No Downlink Pilots Are Needed in TDD Massive MIMO". IEEE Trans. Wireless Commun
- [3] M. Abramowitz and I. A. Stegun, "Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs,

and Mathematical Tables", New York:
Dover, 1970

- [4] Romain CHEVILLON, "*Efficacité énergétique des communications Device-to-Device dans les réseaux hétérogènes*", 9 novembre 2018
- [5] W. Xiang, C. Zhu, C.K. Siew, Y. Xu, and M. Liu, "*Forward error correction-based 2-D layered multiple description coding for error resilient H.264 SVC video transmission*", IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2009
- [6] S. Shalmashi, G. Miao, and S. B. Slimane, "*Interference management for multiple device-to-device communications underlaying cellular networks*", in Proc. IEEE 24th Int. Symp. Pers., Indoor Mobile Radio Commun., 2013
- [7] W.C. Cheung, T.Q.S. Quek, and M. Kountouris, "*Throughput optimization, spectrum allocation, and access control in two-tier femtocell networks*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012