

Modélisation Matricielle Du Canal MIMO Avec La Matrice G Et Performance Du Précodeur Proposé

Tianandrasana Romeo RAJAONARISON¹ and Paul Auguste RANDRIAMITANTSOA²

¹Doctoral School of Sciences and Technology of Engineering and Innovation
Research Laboratory of Telecommunication, Automatic, Signal and Images
University of Antananarivo, Madagascar

²Doctoral School of Sciences and Technology of Engineering and Innovation
Research Laboratory of Telecommunication, Automatic, Signal and Images
University of Antananarivo, Madagascar



Resumé—Cet article présente la modélisation matricielle d'un canal MIMO avec la matrice G et étudie la performance du précodeur ainsi proposé. Le précodeur est une méthode permettant d'améliorer la performance d'un système MIMO. Dans cette étude, au lieu de précoder le système avec la matrice H du canal qui est le plus courant, nous avons essayé d'utiliser et de proposer une nouvelle technique de modélisation de canal avec la matrice G. Après avoir constaté que l'utilisation de cette matrice peut améliorer le système, nous avons étudié l'impact de cette modélisation sur les précodeurs ZF et CB. Les différentes zones existantes à Madagascar sont aussi considérées pour la simulation, et nous pouvons dire que c'est le précodeur CB qui présente la meilleure performance surtout dans les zones urbaines.

Keywords—Précodage, CB, ZF, matrice canal, capacité, MIMO.

I. INTRODUCTION

Le canal de propagation décrit la manière dont se propage l'onde entre une antenne d'émission et une antenne de réception. La modélisation de celui-ci est donc très importante afin de permettre au système de s'adapter aux éléments qui l'entourent. Dans le système Massive MIMO, quand on parle du canal de transmission on pense souvent et toujours à la matrice H mais dans la logique de modélisation de canal de transmission, le canal H est obtenu par le canal G.

II. OUTILS ET MÉTHODES DE MODÉLISATION

2.1. Analyse de modèles de canal de transmission selon la matrice H

En considérant le canal de transmission MIMO, plusieurs paramètres peuvent être exploités. Les paramètres les plus utilisés sont la matrice de canal avec ses valeurs singulières et ses valeurs propres, le conditionnement, la capacité et la corrélation.

Dans cette étude, on se focalisera sur le paramètre matriciel de canal.

Lors d'une suite logique de la modélisation de canal de transmission, le canal normalisé H est, à partir de la réponse du canal G, obtenue par l'estimation de canal. C'est-à-dire que G est la matrice de canal brute issu de l'estimation de canal. La matrice G contenant les coefficients $G_{k,m}$ modélisant le canal en voie descendante entre l'utilisateur k et l'antenne m de la station de base pour un canal plat en fréquence. En OFDM, il y a autant de matrices G que de sous porteuses et les différents coefficients $G_{k,m}$ et

$H_{k,m}$, définis ci-après, sont utilisés par la suite en majuscule pour illustrer leur appartenance au domaine fréquentiel. Cette matrice s'exprime par le produit matriciel de Hadamard, noté \odot entre $H \in \mathbb{C}^{K \times M}$ et $D_\beta^{1/2} \in \mathbb{C}^{K \times M}$:

$$G = D_\beta^{1/2} \odot H \quad (1)$$

H est une matrice donc la puissance de chaque lien antenne-utilisateur $H_{k,m}$ est en moyenne unitaire, $E[|H_{k,m}|^2] = 1$, et qui contient les variations du canal à petite échelle, et D_β est la matrice contenant les pertes en espace libre $\beta_{k,m}$.

Chaque coefficient de la matrice peut être représenté par :

$$G_{k,m} = \sqrt{\beta_{k,m}} H_{k,m} \quad (2)$$

Avec,

$$\beta_{k,m} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{k,m}} \right)^2 \quad (3)$$

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

Pour la haute fréquence, on peut écrire que :

$$G = D_\beta^{1/2} H \quad (4)$$

Avec D_β une matrice diagonale $[K \times K]$ dont chaque élément k est l'atténuation en espace libre entre la Mass-BS et l'utilisateur k .

On peut ensuite déduire directement la matrice de normalisation H :

$$H = D_\beta^{-1/2} G \quad (5)$$

Tous les précodeurs découlent de la matrice H .

Supposons une transmission en OFDM dont le nombre de sous-porteuses est NFFT. On peut écrire la matrice du canal de l'utilisateur k comprenant l'ensemble des coefficients du canal, à un temps symbole donné :

$$G_K = (G_{sc,m}) = \begin{pmatrix} G_{1,1} & \cdots & G_{1,M} \\ G_{2,1} & \cdots & G_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N_{\text{FFT}},1} & \cdots & G_{N_{\text{FFT}},M} \end{pmatrix} \quad (6)$$

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

Ainsi, on a :

$$D_{\beta} = \begin{pmatrix} \beta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_K \end{pmatrix}$$

Soit en revenant à notre notation par sous-porteuse :

$$H = D_{\beta}^{-1/2} G = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{\beta_1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{\beta_2}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\sqrt{\beta_K}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{1,1} & G_{1,2} & \dots & G_{1,M} \\ G_{2,1} & G_{2,2} & \dots & G_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{K,1} & G_{K,2} & \dots & G_{K,M} \end{pmatrix} \quad (7)$$

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

2.2. Impact de l'utilisation de la matrice H au niveau des précodeurs

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

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

$$x = \sqrt{n} W s \quad (8)$$

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

$$n = \left(\frac{1}{E[\text{Tr}(W^H W)]} \right) \quad (9)$$

Soit pour l'antenne d'indice m :

$$X_m = \sqrt{n} \sum_{k=1}^K W_{k,m} S_k \quad (10)$$

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

$$r = G x + n \quad (11)$$

Et en remplaçant G avec son expression définie dans l'équation (7), on obtient :

$$r = D_{\beta}^{1/2} HX + \mathbf{n} \quad (12)$$

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

$$R_k = \sqrt{n} \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} X_m + N_k$$

$$R_k = \sum_{m=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} \left(\sqrt{n} \sum_{k=1}^K W_{k,m} S_k \right) + N_k \quad (13)$$

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

$$U_k = \sqrt{n} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M H_{k,m} W_{k,m} S_k$$

$$I_k = \sqrt{n} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K H_{k,m} W_{m,j} S_j \quad (14)$$

Ces termes vont être directement influencés par le choix du précodeur et les métriques SNR, SINR et SIR.

2.2.1. Cas de précodeur CB(Conjugate Beamforming)

Le Conjugate Beamforming est également appelé retournement temporel. Sa matrice de précodage peut être représentée comme suit :

$$W^{(CB)} = H^H \quad (15)$$

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

On réinjectant le $W^{(CB)}$ dans l'antenne d'indice m, on obtient

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

$$I_k^{(CB)} = \sqrt{n} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^M \sqrt{\beta_k} H_{k,m} H_{j,m}^* S_j$$

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

$$H_{k,m} = \Phi_{k,m} e^{i\Phi_{k,m}}$$

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

Ainsi pour tout $k \in [1, K]$:

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \text{ pour } p.s \quad M \rightarrow \infty, \text{ on a } E[|H_{k,m}|^2] = MK$$

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

On a donc,

$$\text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 = M$$

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

$$n \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} > \frac{1}{MK}$$

D'où,

$$U_k^{(CB)} \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \sqrt{\beta_k \frac{M}{K}} S_k$$

et donc,

$$E\left[\left|U_k^{(CB)}\right|^2\right] \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \beta_k \frac{M}{K} S_k, E[|S_k|^2] = 1$$

De même, en suivant la même démarche

$$I_k^{(CB)} \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow 0$$

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

$$SIR_k^{(CB)} \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow +\infty$$

2.2.2. Zero Forcing (ZF)

Le ZF est un précodeur qui annule les interférences inter-utilisateurs (interférences produites par une transmission MU-MIMO) et qui maximise donc le SIR.

Et sous forme matricielle, ce précodeur est de la forme :

$$\mathbf{W}^{(ZF)} = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \tag{16}$$

Soit,

$$r = \sqrt{n} D_\beta^{1/2} s + n \tag{17}$$

Ainsi,

$$U_k^{(ZF)} = \sqrt{n \beta_k} S_k$$

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

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

$$\frac{1}{n} = E [\text{Tr} (W^H W)]$$

$$= E [\text{Tr} (Wish^{-1})]$$

Avec $Wish = HH^H$ une matrice de Wishart complexe carrée

Or,

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

D'où,

$$U^{(ZF)}_k = \sqrt{\beta_k \frac{M-K}{K}} S_k$$

Et donc,

$$E[|U^{(ZF)}_k|^2] = \beta_k \frac{M-K}{K}, M \gg K \rightarrow \beta_k \frac{M}{K} \tag{18}$$

2.3. Modélisation matricielle des précodeurs synergiques à la matrice de canal G

Dans la littérature, il est généralement considéré que les précodeurs sont construits à partir de la matrice normalisée H et nous allons voir ici comment G va modifier les performances. Pour cela, il suffit de remplacer la matrice H en matrice G.

C'est-à-dire, au niveau de précodeur, la matrice G est utilisée comme suit :

$$G = D_\beta^{1/2} H \tag{19}$$

Et aussi le vecteur contenant les données :

$$X_m = \sqrt{n} \sum_{k=1}^K W_{k,m} S_k \tag{20}$$

D'où $W \in C^{M \times K}$ la matrice de précodage va changer pour chaque précodeur.

L'usage de cette matrice G ajoute une composante d'allocation de puissance. En effet, cela implique que le précodeur de chaque utilisateur va dépendre de l'atténuation de leur lien et donc de leur distance avec la station de base.

Le fait d'exploiter G et non pas H va résulter en une allocation de puissance implicite dépendant des pertes en espace libre subies par chaque utilisateur. En effet, il normalise la puissance par la somme des atténuations et non pas par lien utilisateur-Mass-BS. Il en résulte qu'un utilisateur proche de la Mass-BS alloue plus de puissance qu'un utilisateur plus éloigné. Nous allons voir les performances des précodeurs CB (Conjugate Beamforming) et ZF (Zero Forcing) lorsque la matrice G est utilisée.

2.3.1. Modélisation du précodeur CB (conjugate Beamforming) avec la matrice du canal G

Lorsque ce précodeur est modélisé avec la matrice G, les expressions suivantes sont obtenues :

$$W^{(CB)}G^H = D_\beta^{1/2}H^H$$

$$\begin{aligned} U_k^{(CB)} &= \sqrt{n}\sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M |H_{k,m}|^2 \sqrt{\beta_k} S_k \\ &= \sqrt{n}\beta_k \text{Tr}(HH^H) S_k \end{aligned} \quad (21)$$

D'où,

$$U_k^{(CB)} \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p \cdot s} \sqrt{\frac{1}{MK}} MK S_k$$

$$U_k^{(CB)} = \sqrt{\frac{M}{K}} \beta_k S_k$$

Et donc,

$$E[|U_k^{(CB)}|^2] \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p \cdot s} \beta_k^2 \frac{M}{K} \text{ avec } E[|S_k|^2] = 1$$

Ici la valeur de $U_k^{(CB)}$ est plus élevée par l'existence du β_k que la valeur de $U_k^{(CB)}$, avec la matrice H.

C'est-à-dire,

$$U_k^{(CB)}(H) < U_k^{(CB)}(G)$$

De même pour le signal Interférent :

$$\begin{aligned} I_k^{(CB)} &= \sqrt{n} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K \beta_k H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \\ &= \sqrt{n} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K \beta_k |H_{k,m}|^2 S_j \end{aligned}$$

$$\sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K \beta_k H_{k,m} H_{j,m}^* S_j \xrightarrow[M \rightarrow \infty]{p \cdot s} E[H_{k,m} H_{j,m}^*] = 0$$

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

La valeur est la même de celle du précodeur CB avec le canal H.

C'est-à-dire,

$$I_k^{(CB)}(H) = I_k^{(CB)}(G) \tag{22}$$

2.3.2. Modélisation du précodeur ZF (Zero Forcing) avec la matrice du canal G

Voici comment se transforme l'équation de précodeurs ZF lorsqu'on remplace H par G :

$$\begin{aligned} W^{(ZF)} &= G^H(GG^H)^{-1} = D_\beta^{-1/2} H^H(HH^H)^{-1} \\ U_k^{(ZF)} &= \sqrt{n} \sqrt{\beta_k} \sum_{m=1}^M H_{k,m} D_\beta^{-1/2} H^H(HH^H)^{-1} S_k \\ &= \sqrt{n} \sum_{m=1}^M H_{k,m} H^H(HH^H)^{-1} S_k \\ &= \sqrt{n} S_k \end{aligned} \tag{23}$$

Ici la valeur de $U_k^{(ZF)}$ est beaucoup plus petit que celle du $U_k^{(CF)}$ avec la matrice H.

C'est-à-dire :

$$U_k^{(ZF)}(H) > U_k^{(ZF)}(G)$$

De même pour le signal interférent :

$$I_k^{(ZF)} = I_k^{(CB)} = 0, \text{ si } (HH^H)^{-1} \text{ inversible}$$

Même valeur à celle de la matrice H.

C'est-à-dire,

$$I_k^{(ZF)}(H) = I_k^{(ZF)}(G)$$

2.4. Impacts de l'utilisation la matrice G avec les deux pré-codeurs

2.4.1. Qualité de la liaison (SNR, SNIR, SIR)

Les signaux utiles et interférents vont directement influencés les métriques SNR, SINR et SIR :

$$SNR_k = \frac{E[|u_k|^2]}{E[|N_k|^2]} \quad SINR_k = \frac{E[|U_k|^2]}{E[|I_k|^2] + E[|N_k|^2]} \quad SIR_k = \frac{E[|U_k|^2]}{E[|I_k|^2]} \tag{24}$$

Pour le précodeur (Conjugate Beamforming) :

On a vu que

$$U_k^{(CB)}(H) < U_k^{(CB)}(G) \text{ et } I_k^{(CB)}(H) = I_k^{(CB)}(G) \tag{25}$$

Cela implique que

$$\frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow SNR_k^{(CB)}(H) < SNR_k^{(CB)}(G)$$

$$\frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \text{SINR}_k(\text{H}) < \text{SINR}_k(\text{G})$$

$$\frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \text{SIR}_k(\text{H}) < \text{SIR}_k(\text{G})$$

C'est-à-dire que les trois métriques augmentent du côté de la Mass-BS.

Pour le précodeur ZF

On a vu que :

$$U^{(\text{ZF})}_k(\text{H}) > U^{(\text{ZF})}_k(\text{G}) \text{ et } I^{(\text{ZF})}_k(\text{H}) = I^{(\text{ZF})}_k(\text{G})$$

$$\frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \text{SNR}^{(\text{ZF})}_k(\text{H}) > \text{SNR}^{(\text{ZF})}_k(\text{G})$$

$$\frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow \text{SINR}^{(\text{ZF})}_k(\text{H}) > \text{SINR}^{(\text{ZF})}_k(\text{G})$$

$$\text{SIR}^{(\text{ZF})}_k(\text{G}) \frac{p \cdot s}{M \rightarrow \infty} \rightarrow +\infty$$

(26)

L'utilisation de la matrice G, avec le précodeur ZF détériore la performance du système.

2.4.2. Capacité totale d'une microcellule MIMO

La capacité totale d'une cellule s'écrit :

$$C = B \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k) \tag{27}$$

Où B est la bande passante, et le SINR_k est le rapport signal sur bruit et interférence.

2.4.3. Le Taux d'erreur binaire

L'énergie par bit est définie comme le rapport entre la puissance du signal et débit binaire.

$$Eb = \frac{Ps}{B} \tag{28}$$

Avec Eb est en [joules / bit], Ps est en [watts = joules / s] et B en [bits / s].

Le débit binaire peut être exprimé en termes d'efficacité spectrale b en [bits / s / Hz] et la bande passante W [Hz] requise pour le signal en tant que $B = b * W$ [bits / s].

Donc

$$Eb = \frac{Ps}{(b * W)} \tag{29}$$

Ainsi, le rapport signal sur bruit SNR est :

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{P_s}{P_n} \\ &= \frac{P_s}{(N_o * W)} \end{aligned} \tag{30}$$

et E_b / N_o est lié au SNR comme

$$\begin{aligned} E_b/N_o &= \frac{P_s}{(b * W * N_o)} \\ E_b/N_o &= \frac{SNR}{b} \end{aligned} \tag{31}$$

Le taux d'erreur sur les bits peut être déterminé à l'aide de SINR :

$$BER = 0.5 * \operatorname{erfc}(\sqrt{SINR}) \tag{32}$$

La fonction « erfc » se définit comme ceci :

$$\operatorname{erfc}(SINR) = 1 - \operatorname{erf}(SINR)$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{SINR}^{+\infty} e^{-\zeta^2} d\zeta \tag{33}$$

III. SIMULATION, RÉSULTATS ET DISCUSSION

3.1. Buts et algorithme

Le but de cette étude est de prouver l'impact de l'utilisation du canal généralisé G au lieu du canal normalisé H, aux performances du système Massive MIMO.

Pour cela, on dispose les étapes suivantes.

Etape 1 :

- 1.1. Insérer des paramètres de système : nombre d'antennes du BTS et des ME, fréquence utilisée
- 1.2. Indexer les antennes et partager la fréquence porteuse en plusieurs chaînes radiofréquences : Gestion d'estimation de canal (dans notre cas : division par 4 de nombre d'antennes)
- 1.3. Insérer le nombre de bits de quantification de déphaseur pour la numérisation
- 1.4. Insérer les paramètres de canaux
- 1.5. Calculer la longueur d'onde et le nombre de constante de perte de trajectoire
- 1.6. Insérer la distance entre l'émetteur et la station de base (100m pour les villes rurales et 50m pour celles des villes urbaines à Madagascar).
- 1.7. Insérer la puissance totale moyenne transmise
- 1.8. Insérer la bande passante
- 1.9. Insérer les paramètres de 5G : temps de latence : 1ms, vitesse maximale : 500km/h, nombre d'objets connectés : 1 millions par km²

Etape 2 : Estimation de canal

- 2.1. Allocation de puissance des différents nombres d'estimation de canaux pour que les canaux soient fonctionnels
- 2.2. Prendre en compte le nombre de taux réalisables avec une connaissance parfaite des canaux, et le taux réalisable avec le canal estimé.
- 2.3. Initialiser la plage de SNR en dB (entre -40 jusqu'à 0dB)
- 2.4. A chaque itération pour toutes les antennes et tous les utilisateurs :
 - 2.4.1. Générer les vecteurs de guidage de faisceau du côté de BTS et de la station mobile pour le précodage
 - 2.4.2. Enumérer les paramètres de canal dans l'estimation de canal
 - 2.4.3. Estimer l'angle d'arrivée AoA, l'angle de départ AoD et le gain de trajectoire
 - 2.4.4. Etablir le canal de transmission entre BTS et station mobile selon : AoD, gain de la trajectoire, indexes des antennes Tx et Rx, nombres de chemins
 - 2.4.5. Déduire la matrice de canal G

Etape 3 : Précodage :

- 3.1. Normalisation de la matrice G et de la matrice canal H
- 3.2. Etude de deux précodeurs : CB et ZF

Etape 4 : L'application de la simulation

- 4.1. Modéliser une application pour bien voir la différence de performances du système en fonction du type de canal utilisé ainsi que le précodeur utilisé.
- 4.2. Insérer les paramètres
- 4.3. Comparer l'utilisation de la matrice H et la matrice G avec les précodeurs CB et ZF (chacun dans des fréquences, antennes et villes différentes)
- 4.4. Présenter par des courbes les niveaux de capacité et le SNR au cours de ces étapes, pour bien voir les performances des précodeurs ainsi que le type de canal utilisé.

3.2. Résultats et interprétation

3.2.1. Simulation dans la zone urbaine

On entend par zone urbaine une zone qu'on peut faire en même temps une transmission NLOS et aussi une transmission LOS, beaucoup d'obstacles.

Cas 1 : Nombre d'antennes fixe mais de fréquences différentes.

Ce premier cas se porte sur un réseau d'antennes rectangulaire formé par cinquante (50) antennes de manière 10x5, et on fait varier la fréquence émise par l'émetteur.

F=10GHz

On choisit une fréquence de 10 GHz pour les ondes pré-millimétriques pour la première simulation, et on a le résultat de la figure 1 :

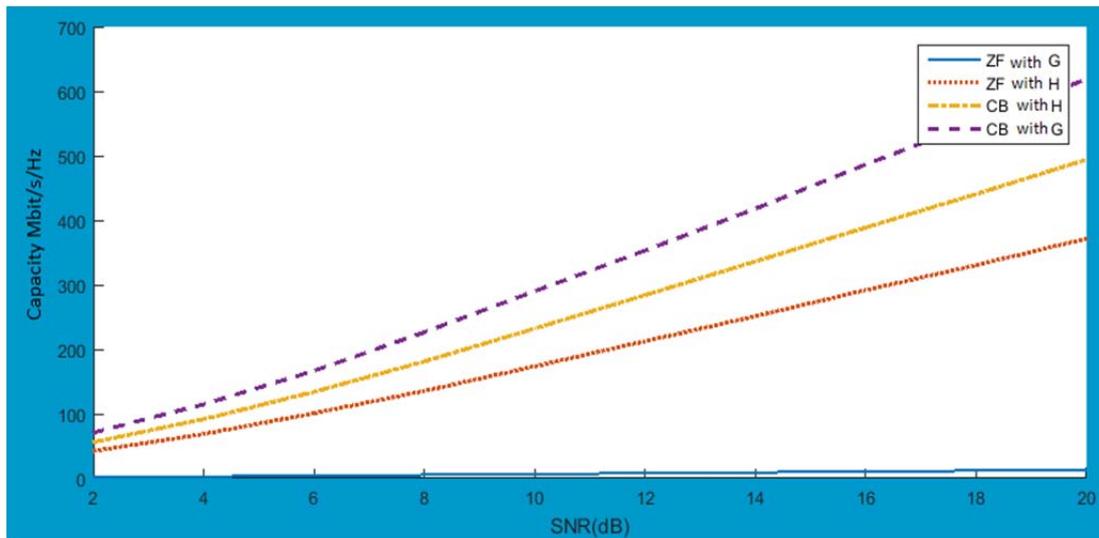


Fig. 1. Pour 10 GHz de fréquence et de 50 antennes (réseau d'antenne rectangulaire) dans une zone urbaine

Interprétation :

On voit que la capacité d'un canal basée sur la matrice généralisée G est à partir de 80 Mbits/s (SNR=2dB) tandis que la capacité d'un canal basée par la matrice normalisée H est à partir de 65Mbits/s qui est déjà supérieure à la valeur de la capacité d'un canal de 10Mbits/s pour la 4G.

Ce n'est pas le cas pour le précodeur ZF, le niveau de la capacité de canal basé par la matrice normalisée H est de l'ordre de 40Mbits/s pour la même valeur de SNR.

F=25GHz

Pour une fréquence de 25GHz, voici le résultat de la simulation :

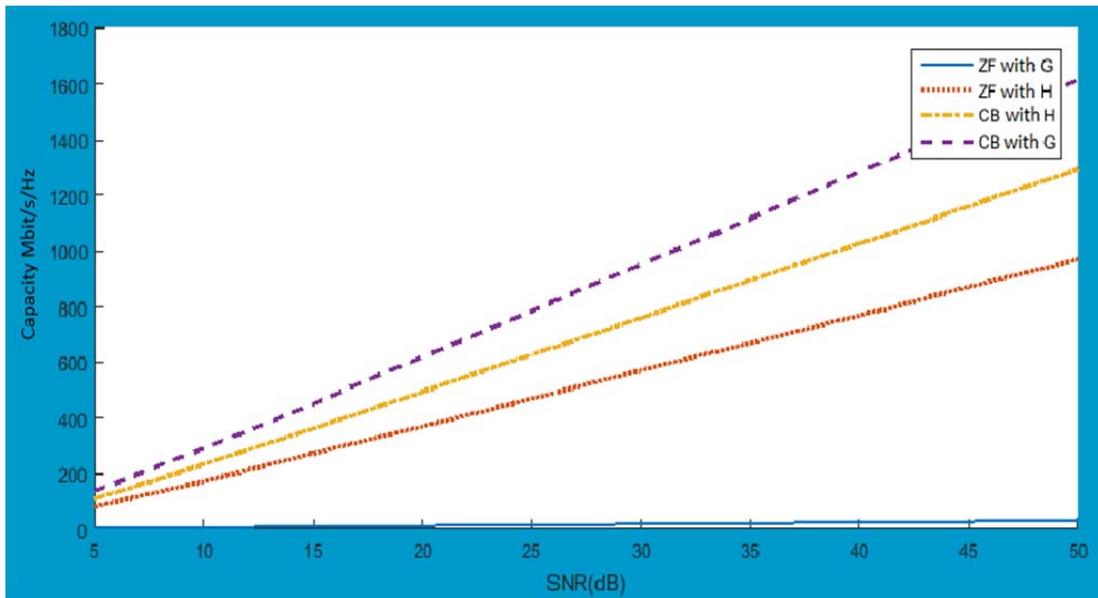


Fig. 2. Pour 25GHz de fréquence et toujours 50 antennes (réseau d’antenne rectangulaire) dans une zone urbaine

Interprétation :

Avec 25GHz de fréquence pour le précodeur CB : le niveau de capacité d’un canal de la matrice G est déjà à partir de 175Mbits/s et 145 Mbits/s pour le canal de la matrice H. C’est toujours l’inverse pour le précodeur ZF, le niveau de la capacité d’un canal de la matrice H est en dessus de 130Mbits/s et presque rien pour la matrice de canal G.

Cas 2 : Fréquence fixé mais avec des nombres d’antennes différents.

Ce deuxième cas se porte sur un réseau d’antennes rectangulaire ou carré mais de nombres d’antennes différents (figure 2 et 3), et on fixe la fréquence à 25GHz pour les ondes millimétriques émises par l’émetteur.

On choisit un réseau d’antennes carré formé par cent (100) antennes de 10x10 pour cette troisième simulation, car nous avons vu dans la figure le réseau d’antenne rectangulaire formé par 50 antennes toujours de fréquence 25GHz, et on a le résultat comme suit :

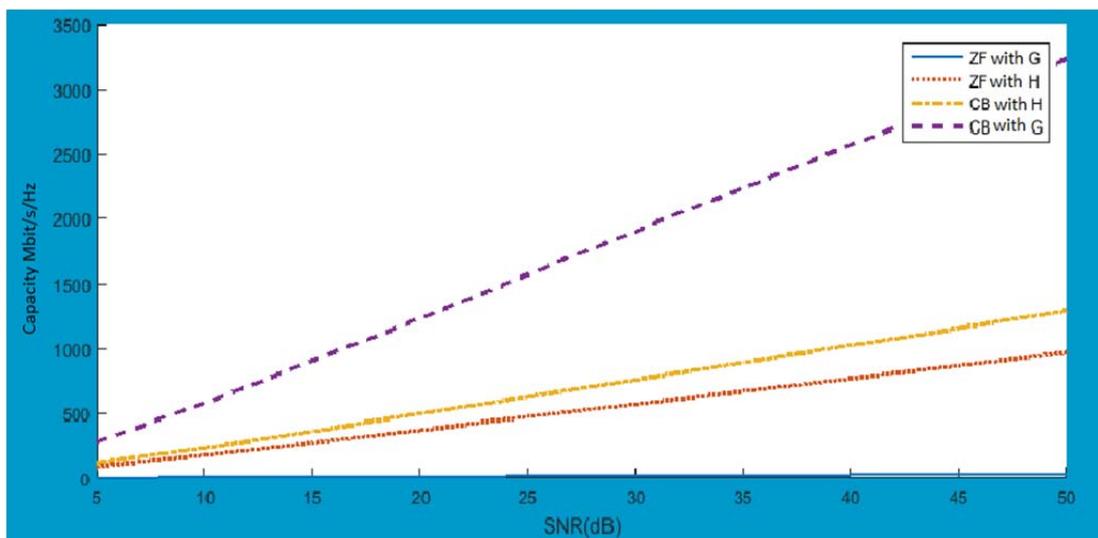


Fig. 3. Pour 100 antennes avec 25GHz de fréquences dans une zone urbaine

Interprétation :

On constate que la capacité d'un canal de la matrice G avec le précodeur CB est à partir de 260Mbits/s/Hz alors que le niveau de la capacité d'un canal de la matrice H avec le pré-codeur CB est à partir de 150Mbits/s. C'est-à-dire une augmentation de nombre d'antennes entraîne une brusque évolution de la capacité d'un canal de transmission. Pour le précodeur ZF, c'est toujours le niveau de la capacité de canal de la matrice H qui est supérieur par rapport à celle de la matrice G.

D'après la formule de gain de beamforming :

$$Y_m = 10 \log_{10}(M)$$

Avec M : nombre d'antennes

Plus le nombre d'antenne augmente, plus le gain de beamforming augmente. C'est-à-dire le signal utile augmente, qui va augmenter le SNR, et ce dernier augmente la capacité. Mais ce résultat dépend du précodeur utilisé.

3.2.2. Simulation dans la zone rurale

On entend par zone rurale, une zone qu'on peut faire une transmission LOS, peu d'obstacle. On suppose toujours que le nombre d'antennes de transmission est le même que celui d'antennes de réception même s'il est dans une zone moins peuplée.

Cas 1 : Nombre d'antennes fixe mais avec des fréquences différentes.

Dans cette partie de simulation, on va refaire les conditions précédentes, les mêmes paramètres d'entrées. Alors ce premier cas se porte sur un réseau d'antenne rectangulaire formé par cinquante (50) antennes de manière 10x5, et on fait varier la fréquence émise par l'émetteur.

F=10GHz

On choisit une fréquence de 10 GHz pour les ondes pré-millimétriques pour la première simulation, et on a le résultat comme suit :

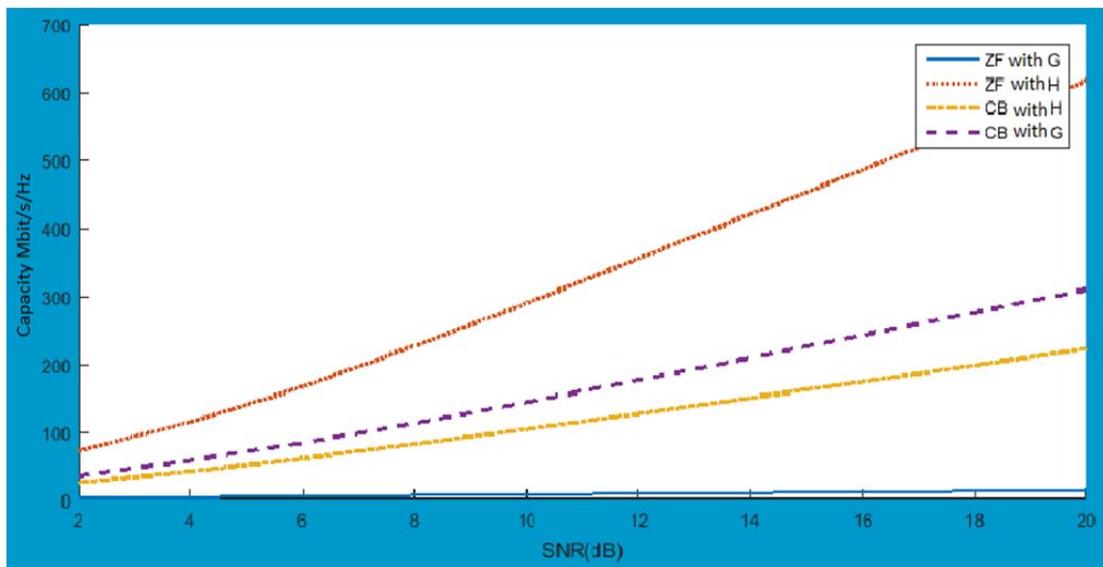


Fig. 4. Fréquence de 10GHz et de 50 antennes dans une zone rurale

Interprétation :

On voit que le niveau de capacité d'un canal est plus élevé du précodeur ZF pour le canal H que celui du canal G : la capacité d'un canal basée par la matrice normalisée H est à partir de 60Mbits/s qui est déjà inférieur à la valeur de la capacité d'un canal de la matrice H sur la zone urbaine de 65 Mbits/s de la figure précédente, tandis que la capacité d'un canal de la matrice de canal G est presque nulle.

Pour le précodeur CB, le niveau de la capacité de canal basé sur la matrice normalisée H est 30Mbits/s qui est inférieur à la capacité d'un canal basé par la matrice G (40Mbits/s).

F=25GHz

On fixe le nombre d'antennes mais on modifie la fréquence en 25 GHz pour les ondes millimétriques pour bien voir l'importance de la fréquence haute :

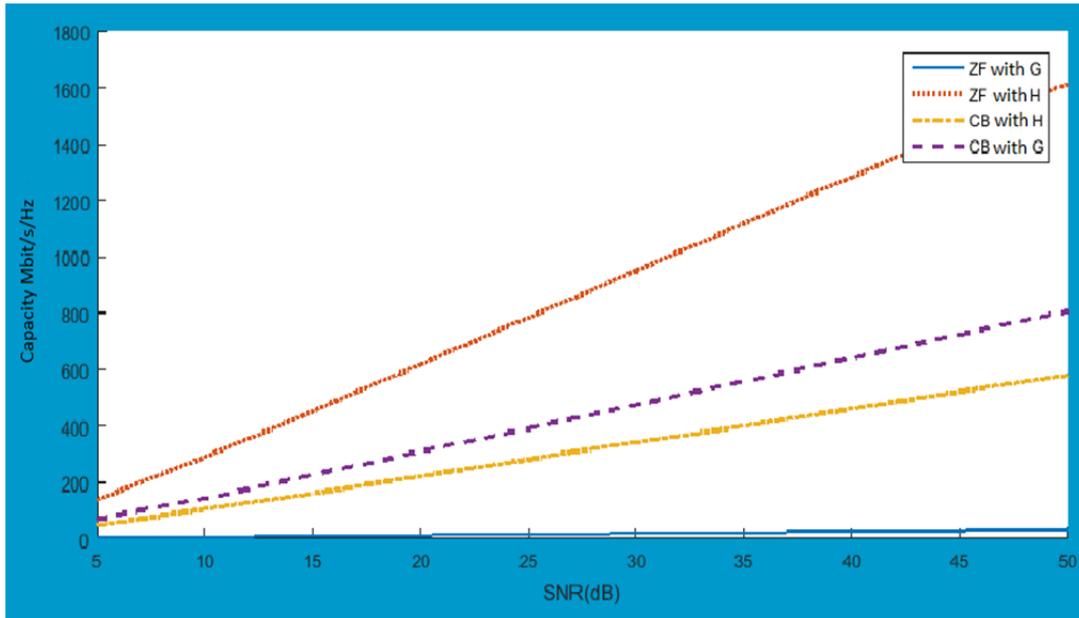


Fig. 5. 25GHz de fréquence et 50 antennes dans une zone rurale

Interprétation :

Avec 25GHz de fréquence pour le précodeur ZF : le niveau de la capacité d'un canal de la matrice H est déjà à partir de 175Mbits/sec et est toujours presque nul pour le canal de la matrice G.

Pour le précodeur CB, le niveau de la capacité d'un canal de la matrice G est en dessus de 65Mbits/s et 50Mbits/s pour la matrice de normalisation H.

Cas 2 : Fréquence fixée mais nombres d'antennes différents.

Ce deuxième cas sur la région rurale se porte sur un réseau d'antennes rectangulaire ou carré mais de nombre d'antennes différents, et on fixe la fréquence à 25GHz pour les ondes millimétriques émises par l'émetteur.

On choisit un réseau d'antennes carré formé par cent (100) antennes de 10x10 pour cette dernière simulation, car nous avons vu dans la figure 6 le réseau d'antenne rectangulaire formé par 50 antennes toujours de fréquence 25GHz, et on a le résultat comme suit :

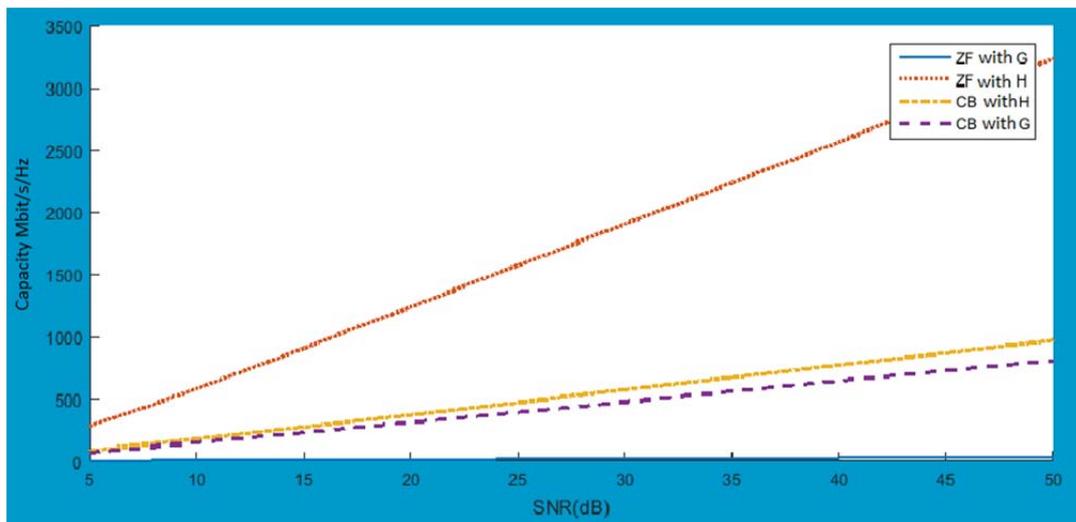


Fig. 6. 100 antennes et F = 25GHz

Interprétation :

On constate que la capacité d’un canal de la matrice H avec le précodeur ZF est à partir de 300Mbits/s/Hz alors que le niveau de la capacité d’un canal de la matrice G avec le précodeur ZF est presque nul. C’est-à-dire qu’une augmentation de nombre d’antennes entraîne une brusque évolution de la capacité d’un canal de transmission. Pour le précodeur CB, c’est toujours le niveau de la capacité de canal de la matrice H est supérieur par rapport à celui de la matrice G.

3.3. Discussion

D’après les résultats ci-dessus nous pouvons faire les synthèses suivantes :

-Le type de la zone à couvrir est très important dans une transmission d’hyperfréquence : il faut bien choisir le précodeur à utiliser et la matrice de canal à utiliser parce que ce n’est pas facile de gérer les ondes millimétriques.

-Pour une zone urbaine, on remarque l’apparition d’un gain pour le précodeur CB notamment quand on augmente la fréquence utilisée et le nombre d’antennes utilisés ; et un affaiblissement de performances pour ZF.

-La matrice de canal G avec le pré-codeur CB est beaucoup performant en termes de critères de performance que la matrice de canal normalisée H pour une zone urbaine car on peut avoir un débit aperçu par utilisateurs à partir de 260Mbits/s qui est déjà supérieur au débit aperçu par utilisateurs pour la 5G qui est égal à 100Mbits/s.

-En effet, avec le précodeur CB, la capacité va bénéficier de l’envoi de plus de puissance à l’utilisateur le plus proche grâce au facteur $D_{\beta}^{1/2}$ de l’équation (1) qui va pondérer la puissance allouée aux utilisateurs en fonction de la qualité de leur lien. Cela implique donc que les transmissions subissant le plus d’atténuation en espace libre se voient allouer moins de puissance et la capacité totale de la cellule se repose uniquement sur les utilisateurs les plus proches.

-Pour le précodeur CB sur une zone rurale, on constate que les niveaux de capacités d’un canal quelque soit la matrice utilisée est inférieure aux niveaux des capacités d’un canal sur une zone urbaine.

-En revanche, pour le ZF, le facteur de pondération qui en résulte est $D_{\beta}^{-1/2}$ et cela revient à attribuer plus de puissance aux terminaux se trouvant à plus grande distance de la Mass-BS. De plus, le rôle du ZF est d’annuler les interférences inter-utilisateurs.

-Les niveaux des capacités des canaux par de ZF avec la matrice de canal G sont toujours inférieurs par rapport aux celles des capacités des canaux avec la matrice de canal H, quelque soit la zone à couvrir. Par contre, le niveau des capacités des canaux avec le précodeur ZF sur une zone rurale est élevé par rapport à celles des canaux sur une zone urbaine. En effet pour le précodeur ZF, on peut atteindre un débit plus élevé sur une zone rurale.

-Plus la fréquence porteuse est élevée, plus la diversité du canal est faible et plus le point de croisement est observé à un nombre d'utilisateurs faible. En d'autres termes, le ZF devient de moins en moins adapté à des systèmes fonctionnant avec de plus en plus petites longueurs d'onde, surtout lorsqu'on prend également en compte sa complexité d'implémentation.

IV. CONCLUSION

Pour conclure, notre solution tient compte tout d'abord des recommandations sur le plan de la capacité d'un canal de transmission, en respectant les critères de performance de l'IMT 2020 ou la 5G.

Toutefois, elle considère aussi les circonstances rencontrées au sein de la grande île pour ses différentes régions pour l'implémentation de la 5G voire 6G.

Les différentes méthodes simulées dans cette étude ont montré que chaque approche présente ses atouts et ses faiblesses, c'est pourquoi nous avons choisi le canal basé par la matrice généralisée G avec le précodeur CB pour une zone urbaine parce qu'il présente la meilleure performance. Donc nous proposons d'utiliser la matrice de canal généralisée G avec le précodeur CB au lieu de la matrice de canal normalisée H pour avoir des résultats plus performants surtout dans les régions urbaines.

REFERENCES

- [1] Omar El Ayach , Sridhar Rajagopal , Shadi Abu-Surra , Zhouyue Pi , Robert W. Health , Jr. "Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO systems", 11 May 2013
- [2] Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus, Robert W. Health Jr, "Channel Estimation and Hybrid Precoding for millimeter Wave Cellular System", 29 Janvier 2014
- [3] T.R. Rajaonarison, T.E. Rakotondraina, P.A. Randriamitantsoa, "Influence des précodeurs linéaires sur la performance du système MIMO", MADA-ETI, ISSN 2220-0673, Volume 1, pp. 17-24, 2013 <http://madarevues.recherches.gov.mg>
- [4] O. Edfors, F. Rusek, F. Tufvesson, « Linear pre-coding performance in measured very-large MIMO channels », In: Proc. IEEE VTC Fall, 2011
- [5] T.R. Rajaonarison, T.E. Rakotondraina, P.A. Randriamitantsoa, "Influence des précodeurs linéaires sur la performance du système MIMO", MADA-ETI, ISSN 2220-0673, Volume 1, pp. 17-24, 2013 <http://madarevues.recherches.gov.mg>
- [6] M.M. Da Silva, F.A. Monteiro, "MIMO processing for 4G and Beyond", CRC press, Taylor and Francis Group, 2014.