

Annulation de l'Auto-interférence dans un Système MIMO Full-Duplex par un Précodage MMSE Contraint

Xuan CHEN^{1,2,3} Vincent SAVAUX² Matthieu CRUSSIÈRE³

¹TDF, 155 bis Av. Pierre Brossolette, 92120 Montrouge, France

²b<>com, 1219 Av. des Champs Blancs, 35510 Cesson-Sévigné, France

³INSA Rennes, CNRS, IETR UMR-6164, F-35700 Rennes

Résumé – Cet article présente une nouvelle méthode de précodage basée sur l'annulation de l'auto-interférence (SIC) dans le domaine spatial, appelée MMSE contraint (C-MMSE), pour un système massive MIMO en full-duplex (FD) sous-dimensionné, où le récepteur (RX) reçoit uniquement un signal d'intérêt (SOI). Dans un tel système, où l'approche conventionnelle basée sur la SVD de la matrice de canal ne fonctionne pas, le C-MMSE reformule l'annulation de l'auto-interférence (SIC) comme un problème d'optimisation MMSE avec des contraintes SIC spécifiques. Sa comparaison par simulation avec la performance du MMSE conventionnel montre que le C-MMSE permet d'obtenir une meilleure efficacité spectrale, résultat d'une annulation parfaite de l'auto-interférence.

Abstract – This paper presents a new precoding method based on self-interference cancellation (SIC) in the spatial domain, called constrained minimum mean square error (C-MMSE), for an undersized massive MIMO full-duplex (FD) system, where the receiver (RX) receives only a single signal of interest (SOI). In such a system, where the conventional approach based on singular value decomposition (SVD) of the channel matrix does not work, C-MMSE reformulates self-interference cancellation as an MMSE optimization problem with specific constraints. A comparison through simulation with the performance of conventional MMSE shows that C-MMSE achieves better spectral efficiency, resulting from perfect self-interference cancellation (SIC).

1 Introduction

En permettant la transmission et la réception simultanées de signaux dans la même bande de fréquence, le full-duplex (FD) est une technique prometteuse, mais complexe, pour répondre aux besoins croissants en débits de données dans les communications sans fil [1, 2]. En effet, cela permet de doubler théoriquement la capacité du système par rapport au mode half-duplex (HD) [3]. Grâce à cette caractéristique, le FD devient un atout pour améliorer les systèmes de communication comme l'integrated sensing & communication (ISAC) et l'integrated access & backhaul (IAB).

Cependant, le FD doit aussi faire face au défi de l'auto-interférence (SI). En effet, la réception d'un signal au sein d'une station de base (BS) FD est faite en même temps que la transmission, de telle sorte que le signal émis sera également capté par la partie réceptrice alors que cette dernière est dédiée à la réception d'un signal venant d'un autre transmetteur [4]. Pour qu'un système FD puisse fonctionner correctement, l'annulation de la SI (SIC) devient alors cruciale. Dans les systèmes MIMO, une approche courante de SIC dans le domaine spatial exploite le noyau de la matrice de canal SI, comme dans [5, 6]. Cette méthode repose sur la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice de canal SI pour concevoir le précodage/combineur en utilisant les vecteurs propres associés aux plus petites valeurs propres. Connue sous le nom de projection dans l'espace nul [5, 7], elle est utilisée pour concevoir séparément la structure de formation de faisceaux hybride [7], ou pour une conception conjointe des formateurs de faisceaux analogiques et numériques [6].

À notre connaissance, les travaux précédents supposent un grand nombre de chaînes radio-fréquence (RF) au récepteur (RX), permettant à la matrice de canal SI de posséder

suffisamment de valeurs propres pour sélectionner les vecteurs associés aux plus petites d'entre elles et former le formateur de faisceaux numérique. Cependant, dans un système de dimension réduite, comme celui étudié ici, avec peu de chaînes RF au récepteur, voire une seule, le nombre de vecteurs propres devient insuffisant, rendant l'approche SIC conventionnelle basée sur la SVD inapplicable.

Dans cet article, nous proposons une nouvelle technique de SIC dans le domaine spatial, appelée précodage MMSE contraint (C-MMSE), pour traiter la SI dans une BS MIMO FD de dimension réduite, dans un scénario de communication en voie descendante (DL) vis à vis des utilisateurs (UEs). Contrairement aux méthodes classiques basées sur la SVD, inapplicables ici en raison de la présence d'une seule chaîne RF côté RX, nous reformulons le besoin de projection dans l'espace nul en un problème d'optimisation basé sur le critère MMSE, avec des contraintes spécifiques pour le SIC.

La suite de l'article est organisée comme suit : la section II présente le modèle de système de dimension réduite MIMO FD. La section III décrit la conception du précodage C-MMSE, La section IV présente les résultats de simulation ainsi que l'analyse des performances. La section V conclut l'article.

Notations : Les lettres en gras \mathbf{a} et normales a représentent respectivement les vecteurs et scalaires. Les lettres majuscules \mathbf{A} représentent les matrices. \mathbf{A}^* , \mathbf{A}^T et \mathbf{A}^H indiquent respectivement la conjugué, la transposée et l'hermitien de la matrice \mathbf{A} , $\|\cdot\|_F$ représentent la norme de Frobenius.

2 Modèle du Système MIMO FD

Comme illustré dans la Fig. 1, nous considérons une BS MIMO FD, dans un scénario de communication DL vis à vis des UEs, alors qu'elle reçoit en même temps un signal d'intérêt. Nous

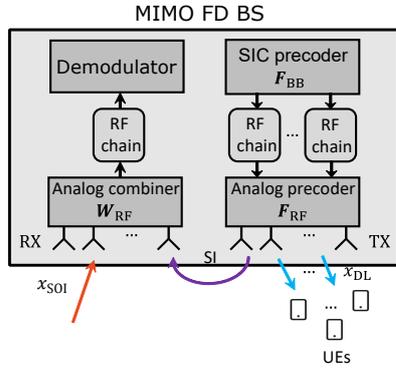


FIGURE 1 : Modèle du système MIMO FD à dimension réduite.

supposons que la BS utilise des réseaux d'antennes planaires (UPA) avec des antennes TX et RX co-localisées, espacées de $\frac{\lambda}{2}$. En particulier, les M_{TX} antennes TX de la BS FD transmettent des signaux x_{DL} à K UE en DL dans sa cellule. Pour simplifier, nous supposons que les UEs possèdent tous une seule antenne pour la réception des signaux DL. Simultanément, les M_{RX} antennes RX de la BS reçoivent un seul signal d'intérêt (SOI) x_{SOI} , qui peut provenir d'une autre BS ou un UE. La transmission des signaux x_{DL} sont donc source de la SI qui perturbe la réception du signal x_{SOI} . Ainsi, dans ce scénario, il y a naturellement trois canaux de communication : le canal SI, noté \mathbf{H}_{SI} , le canal des UEs, noté \mathbf{H}_{DL} et le canal du SOI de la BS, noté \mathbf{H}_{SOI} . Le modèle des canaux seront détaillés dans Section IV avec les paramètres de simulation.

Pour atténuer l'effet de la SI, nous adoptons une structure de formation de faisceaux hybride dans ce système MIMO FD. Comme illustré dans la Fig. 1, des précodages/postcodeurs analogiques, notés \mathbf{F}_{RF} et \mathbf{W}_{RF} , sont implémentés au TX et au RX pour la formation de faisceaux analogiques. Le nombre de chaînes RF correspond au nombre de faisceaux multiplexés : K chaînes RF sont utilisées au TX pour transmettre K signaux aux UEs en DL, tandis qu'une seule chaîne RF est active au RX pour recevoir x_{SOI} . Ainsi, le postcodeur analogique \mathbf{W}_{RF} se réduit à un vecteur colonne unique, et aucune formation de faisceaux numériques n'est possible côté RX, le signal reçu étant directement transmis à l'unité de démodulation. Un précodage numérique en bande de base (BB), noté \mathbf{F}_{BB} , est également implémenté pour la formation de faisceaux numériques. L'approche SIC repose sur \mathbf{F}_{BB} , qui, contrairement aux méthodes SIC classiques [7] axées uniquement sur l'annulation de la SI, garantit également que les UEs reçoivent leurs SOI. Pour ce faire, nous considérons une matrice de canal globale, notée \mathbf{H} , de dimension $(M_{RX} + K) \times M_{TX}$ qui est une concaténation des canaux précédemment présenté :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{SI} \\ \mathbf{H}_{DL} \end{bmatrix} \begin{matrix} \} M_{RX} \\ \} K \end{matrix} \quad (1)$$

M_{TX}

A partir de (1), il est possible d'écrire le vecteur des signaux reçu global \mathbf{y} , comme suit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_{RF,eq}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{P} \mathbf{x} + \mathbf{W}_{RF,eq}^H \mathbf{n} + \mathbf{y}_{SOI} \quad (2)$$

où $\mathbf{y} = [y_{RX}, y_0, \dots, y_{K-1}]^T$ de taille $(K + 1) \times 1$ représente le vecteur des signaux reçu regroupant celui de la BS FD et ceux des K UEs en DL. $\mathbf{W}_{RF,eq}$ de taille

$(M_{RX} + K) \times (K + 1)$ représente le postcodeur analogique équivalente, qui regroupe les différents vecteurs de dépointage des différentes parties réceptrices du scénario (*i.e.* RX et les UEs). $\mathbf{P} = \text{diag}(\sqrt{P_0}, \dots, \sqrt{P_{K-1}})$ de taille $K \times K$ représente la matrice diagonale d'allocation de puissance à la BS. $\mathbf{x} = [x_{DL,0}, \dots, x_{DL,K-1}]^T$ de taille $K \times 1$ est le vecteur des signaux émis à la BS. \mathbf{n} de taille $(M_{RX} + K) \times 1$ regroupe le bruit reçu pour la BS et les UEs, et $\mathbf{y}_{SOI} = [y_{SOI}, y_{SOI \rightarrow 0}, \dots, y_{SOI \rightarrow K-1}]^T$ de taille $(K + 1) \times 1$ représente le vecteur des SOI. A noter que les termes $y_{SOI \rightarrow i}$ ($\forall i \in \{0, \dots, K - 1\}$) correspondent à l'éventuelle interférence que l'émission du SOI peut avoir sur les UEs en DL. A partir de (2), il est clair que l'annulation de la SI se fait via les différentes matrices de formation de faisceaux \mathbf{F}_{RF} , \mathbf{W}_{RF} et \mathbf{F}_{BB} . Dans la section suivante, nous détaillons le design de ces formateurs de faisceaux.

3 Design des Formateurs de Faisceaux Hybrides

3.1 Design du Segment Analogique

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux formateurs de faisceaux analogiques. Dans ce papier, nous ne visons pas à concevoir conjointement les segments RF et BB. Ainsi, le rôle de la formation de faisceaux analogique n'est pas d'effectuer directement la SIC, comme dans [7, 6], mais de contribuer à la décorrélation des différents canaux de communication impliqués dans notre scénario, facilitant ainsi le calcul du précodage numérique pour réaliser la SIC. Étant donné que nous déployons des UPAs avec un espacement de $\frac{\lambda}{2}$ pour les TX et RX de la BS FD, l'expression du vecteur de dépointage est connue des travaux existants. Ainsi, l'expression de la $m^{\text{ième}}$ composante du vecteur de dépointage e_k , dédié à la $k^{\text{ième}}$ direction ($\forall k \in \text{SOI}, 0, \dots, K - 1$), peut être écrite comme suit :

$$e_{k,m} = \alpha e^{-j\pi(a_{k,m} \sin(\phi_k) + b_{k,m} \sin(\theta_k) \cos(\phi_k))}, \quad (3)$$

avec $\alpha = \frac{1}{\sqrt{M_{x,k}}}$, le facteur de normalisation dépendant du nombre d'antennes TX ou RX ($x \in \text{TX}, \text{RX}$). ϕ_k et θ_k représentent respectivement les angles d'élévation et d'azimut de la $k^{\text{ième}}$ direction. a_k et b_k désignent la position verticale et horizontale des éléments rayonnants dans la sous-panneau d'antennes dédiée au $k^{\text{ième}}$ UE. Nous adoptons une structure de chaînes RF partiellement connectées, comme dans [8], où les antennes d'une chaîne RF sont indépendantes des autres. L'expression de la matrice de précodage analogique \mathbf{F}_{RF} de dimension $M_{TX} \times K$ est donc :

$$\mathbf{F}_{RF} = \begin{bmatrix} e_0 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & e_{K-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

De même, nous formons le postcodeur analogique équivalente $\mathbf{W}_{RF,eq}$ de dimension $(M_{RX} + K) \times (K + 1)$ en regroupant les vecteurs de dépointage de la BS et des UEs :

$$\mathbf{W}_{RF,eq} = \begin{bmatrix} e_{SOI} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_K \end{bmatrix} \quad (5)$$

où \mathbf{I}_K est la matrice identité de taille $K \times K$, représentant le fait que les UEs possèdent tous une seule antenne, et donc pas de capacité de formation de faisceaux. On définit ainsi la matrice de canal globale équivalente, notée \mathbf{H}_{eq} , de dimension

$(K + 1) \times K$ comme étant la matrice de canal vue par les différentes chaînes RF :

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{W}_{\text{RF,eq}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}. \quad (6)$$

Il est à noter que le système peut être qualifié de sous-dimensionné, du fait que \mathbf{H}_{eq} est de dimension $(K + 1) \times K$.

3.2 Design du Précodeur C-MMSE

Dans cette section, nous présentons le design du précodeur C-MMSE $\mathbf{F}_{\text{C-MMSE}}$ pour traiter la SI dans le modèle de système sous-dimensionné. L'idée est de construire un précodage unique avec capacité de SIC, sans utiliser la projection dans l'espace nul, en traduisant ce besoin en contraintes spécifiques pour le SIC. La formulation mathématique du précodage est résumée dans le problème d'optimisation avec contraintes \mathcal{O}_1 :

$$\mathcal{O}_1 : \begin{cases} \underset{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\text{argmin}} \mathbb{E}[\|\mathbf{P}'\mathbf{x}' - \mathbf{y}\|_F^2] \\ \mathbb{E}[\|\mathbf{F}_{\text{BB}}\mathbf{P}\mathbf{x}\|_F^2] = P_{\text{TX}} \quad (c_P) \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{j}_0^T \mathbf{H}_{\text{eq}}^* \mathbf{F}_{\text{BB}}^* \mathbf{c}_k = 0 \quad (c_k) \\ \forall k \in \{0, \dots, K-1\} \end{cases}, \quad (7)$$

avec $\mathbf{x}' = [x_{\text{SOI}}, x_0, \dots, x_{K-1}]^T$ le vecteur de taille $(K+1) \times 1$, qui est une extension du vecteur \mathbf{x} dans (2) regroupant le SOI pour la BS et les signaux DL. De même, la matrice d'allocation de puissance $\mathbf{P}' = \text{diag}(\sqrt{P_{\text{SOI}}}, \sqrt{P_0}, \dots, \sqrt{P_{K-1}})$, étend \mathbf{P} dans (2) en incluant la puissance de transmission du signal SOI. P_{TX} correspond à la puissance de transmission totale disponible à la BS, tel que $P_{\text{TX}} = \text{tr}(\mathbf{P}^2)$. $\mathbf{j}_0 = [1, 0, \dots, 0]^T$ de taille $(K+1) \times 1$ et $\mathbf{c}_k = [0, \dots, 1, 0, \dots, 0]^T$ de taille $K \times 1$ extraient respectivement la première ligne et la $k^{\text{ième}}$ colonne de la matrice $\mathbf{H}_{\text{eq}}^* \mathbf{F}_{\text{BB}}^*$. Ces K contraintes permettent au précodage numérique \mathbf{F}_{BB} d'annuler la première ligne de cette matrice, correspondant à la SI. Ainsi, le problème de projection dans l'espace nul devient un problème d'optimisation avec contraintes, incluant la contrainte de puissance de transmission (c_P).

La résolution du problème (\mathcal{O}_1) peut se faire via la méthode de Lagrange, dont la solution est donnée sous la forme suivante :

$$\mathbf{F}_{\text{C-MMSE}} = (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} + \lambda_P \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H (\mathbf{A} - \sum_{k=0}^{K-1} \mu_k \mathbf{j}_0 \mathbf{c}_k^T \mathbf{P}^{-2}), \quad (8)$$

où λ_P et μ_i sont respectivement les multiplicateurs de Lagrange liées aux contraintes de puissance (c_P) et les contraintes de SIC (c_k). $\mathbf{A} = [\mathbf{0}_{K \times 1} \quad \mathbf{I}_{K \times K}]^T$ est une matrice de taille $(K+1) \times K$ matrix, où $\mathbf{0}_{K \times 1}$ est le vecteur nul. De plus, $\forall i \in \{0, \dots, K-1\}$, les μ_i peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\mu_i = \frac{\mathbf{P}_i^2 \mathbf{j}_0^T \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} + \lambda_P \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{A} \mathbf{c}_i}{\mathbf{j}_0^T \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} + \lambda_P \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{j}_0}. \quad (9)$$

Enfin, le facteur de Lagrange λ_P est obtenu en remplaçant \mathbf{F}_{BB} par (8) dans la contrainte (c_P). Par souci de concision, la preuve de résolution de (\mathcal{O}_1) n'est pas fournie dans cet article. Les lecteurs intéressés peuvent se référer à [9] pour la démonstration complète. Il convient de noter qu'il est impossible d'obtenir une expression fermée de λ_P en fonction des autres paramètres du système. Cependant, une valeur approximative de λ_P peut être facilement déterminée en simulation.

On remarque que l'expression du précodeur C-MMSE est composée de deux termes. Le premier terme,

TABLE 1 : Paramètres de simulations

Symbole	Valeur
K	3
$M_{\text{RX}}, M_{\text{TX}}$	48
P_{TX}	3W
$x_{\text{BS}}, y_{\text{BS}}, z_{\text{BS}}$	(0m, 0m, 25m)
x_0, y_0, z_0	(-10m, -15m, 1.5m)
x_1, y_1, z_1	(0m, -10m, 1.5m)
x_2, y_2, z_2	(10m, -20m, 1.5m)
f	28GHz
B	400MHz
L	7

$(\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} + \lambda_P \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{A}$, correspond à l'expression classique du précodeur MMSE dans ce scénario. Le second terme, sous forme de différence, reflète l'annulation de la SI imposée par les K contraintes d'annulation. On peut ainsi interpréter le C-MMSE comme un précodeur MMSE capable d'empêcher les signaux SI de se propager du TX vers le RX. Les résultats de simulation de la section suivante fourniront plus de détails sur les performances de l'approche proposée.

4 Simulation & Discussion

4.1 Paramètre de Simulation

Dans cette section, les résultats de simulation pour le scénario DL considéré sont obtenus à l'aide de Matlab afin d'évaluer les performances de notre méthode SIC basée sur le C-MMSE dans un système MIMO FD. Les paramètres de simulation utilisés sont présentés dans le Tableau 1.

Les simulations reposent sur un scénario de déploiement microcell (UMi) conforme aux spécifications 3GPP. Comme indiqué dans le Tableau 1, nous considérons un scénario DL avec 3 UEs positionnés autour de la BS selon des coordonnées cartésiennes 3D. La BS est équipée de 2 UPAs, chacune comportant 48 antennes élémentaires pour le TX et le RX. Le TX utilise 16 antennes par UE pour les signaux DL, tandis que le RX exploite ses 48 antennes pour recevoir la SOI. La BS FD transmet avec une puissance nominale de 3W, et le multiplicateur de Lagrange λ_P associé à (c_P) est calculé par dichotomie, avec une valeur de 6.13×10^{-4} . La simulation se déroule dans des conditions typiques de 5G mmWave [10], avec une fréquence centrale de 28 GHz et une bande passante de 400 MHz. Pour \mathbf{H}_{DL} , nous modélisons un canal Rayleigh avec L réflecteurs aléatoires placés dans un volume de $20m \times 20m \times 20m$ centré à l'origine. Enfin, le canal SI \mathbf{H}_{SI} est modélisé par un modèle d'onde sphérique (SWM) [8], reflétant la co-localisation des panneaux TX et RX de la BS FD.

4.2 Résultat de Simulation

Dans un premier temps nous vérifions la capacité de SIC de l'approche C-MMSE proposée, en le comparant avec la MMSE conventionnelle. Dans la Fig. 2, nous évaluons l'efficacité spectrale (SE) sur la réception du SOI avec les deux méthodes de précodages. La SE étant définie de la manière suivante :

$$\text{SE} = \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{SOI}}}{P_n + P_{\text{SI}}} \right), \quad (10)$$

où P_{SOI}, P_n et P_{SI} correspondent respectivement à la puissance reçue du SOI, la puissance reçue du bruit à la BS, et la puissance SI reçue. Pour illustrer les performances de la méthode proposée, nous incluons le cas sans SIC à la BS FD (borne inférieure

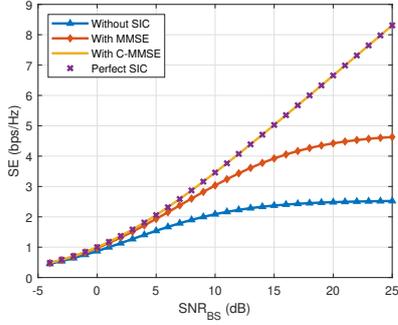


FIGURE 2 : Comparaison de la SE de la réception du SOI de la BS FD pour différentes méthodes de précodage : sans précodage, le précodage MMSE, le précodage C-MMSE et le cas idéal avec SIC parfait.

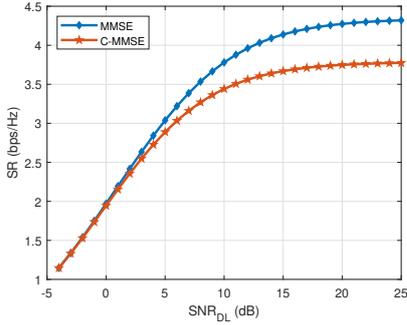


FIGURE 3 : Comparison of sum rate of the UEs DL signal between the proposed C-MMSE precoder and the conventional MMSE precoder.

de la SE) et le cas idéal avec une SIC parfaite (borne supérieure, *i.e.* $P_{SI} = 0$ dans (10)). Nous observons que les deux méthodes MMSE réalisent une SIC, leurs SE étant supérieures à celle sans SIC. En particulier, le précodage MMSE conventionnel atteint une SE de 3,8 bps/Hz à $\text{SNR}_{BS}=15\text{dB}$, soit près du double de la borne inférieure (2,1 bps/Hz). Le précodage C-MMSE proposé, quant à lui, atteint théoriquement une SIC parfaite, ses performances correspondant à la borne supérieure avec 5 bps/Hz à $\text{SNR}_{BS}=15\text{dB}$, démontrant une annulation complète de la SI et un fonctionnement sans interférence.

Ensuite, dans la Fig. 3, nous évaluons le débit global des UEs en DL (SR) du scénario, entre le précodage MMSE conventionnel et le C-MMSE. Le SR se définit de la manière suivante :

$$\text{SR} = \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left(1 + \frac{P_{DL,k}}{P_{n,k} + P_{int,k}} \right), \quad (11)$$

où $P_{DL,k}$, $P_{n,k}$ et $P_{int,k}$ correspondent respectivement à la puissance du signal DL reçu par le $k^{\text{ième}}$ UE, la puissance de bruit reçu par le $k^{\text{ième}}$ UE et la puissance d'interférence des signaux destinés aux autres UEs sur le $k^{\text{ième}}$ UE. On observe que les débits globaux pour les précodages C-MMSE et MMSE convergent vers des bornes supérieures pour un SNR_{DL} supérieur à 10 dB, car les contraintes ciblent uniquement l'annulation du signal SI, sans traiter les autres interférences. De plus, le SR du C-MMSE est asymptotiquement inférieur à celui du MMSE en raison des perturbations supplémentaires induites par les contraintes SIC. En effet, ces contraintes

annulent les coefficients du canal SI mais laissent persister des signaux SI, agissant comme des perturbations pour les UEs en DL. Cependant, l'impact reste faible : une différence de 0,55 bps/Hz à $\text{SNR}_{DL} = 25\text{dB}$ et moins de 0,25 bps/Hz à $\text{SNR}_{DL} = 10\text{dB}$. En conclusion, le C-MMSE garantit une réduction efficace de la SI, optimisant la réception du SOI en RX avec un impact minimal sur les autres signaux transmis.

5 Conclusion

Dans ce papier, nous avons proposé un nouveau précodage spatial SIC, nommé C-MMSE, permettant de gérer une BS MIMO FD sous-dimensionnée avec une formation de faisceau numérique limitée. Dans ce contexte, où la projection sur le sous-espace nul est inapplicable, nous avons intégré des contraintes SIC spécifiques au précodage MMSE conventionnel pour lui conférer une capacité SIC. Nos résultats montrent que notre précodage C-MMSE réduit significativement la puissance résiduelle du SI par rapport au MMSE classique, permettant à la BS FD de fonctionner pleinement en mode FD avec un léger impact sur le débit DL. Cela ouvre la voie à une meilleure intégration des systèmes FD dans les réseaux 5G et au-delà.

Références

- [1] Yonghwi Kim, Hyung-Joo Moon, Hanju Yoo, Byoungnam Kim, Kai-Kit Wong, and Chan-Byoung Chae. A State-of-the-Art Survey on Full-Duplex Network Design. *Proceedings of the IEEE*, pages 1–24, 2024.
- [2] Mohammadi, Zahra Mobini, Diluka Galappathige, and Chintla Tellambura. A Comprehensive Survey on Full-Duplex Communication : Current Solutions, Future Trends, and Open Issues. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 25(4) :2190–2244, 2023.
- [3] Study on Evolution of NR Duplex Operation (3GPP TR 38.858 version 18.1.0 Release 18). Technical Report DTR/TSGR-0138900ve20, ETSI, Sophia Antipolis, France, March 2024.
- [4] Dinesh Bharadia, Emily McMillin, and Sachin Katti. Full Duplex Radios. *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, 43(4) :375–386, aug 2013.
- [5] Moubachir Madani Fadoul and Chee Yen Leow. Joint Nullspace Projection-Based Interference Mitigation for Full-Duplex Relay-Assisted Multicell Networks. *IEEE Systems Journal*, 14(2) :2392–2399, 2020.
- [6] Asil Koc and Tho Le-Ngoc. Full-Duplex mmWave Massive MIMO Systems : A Joint Hybrid Precoding/Combining and Self-Interference Cancellation Design. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2 :754–774, 2021.
- [7] Xiaojing Huang, Anh Tuyen Le, and Y. Jay Guo. Transmit Beamforming for Communication and Self-Interference Cancellation in Full Duplex MIMO Systems : A Trade-Off Analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 20(6) :3760–3769, 2021.
- [8] Xuan Chen, Vincent Savaux, Matthieu Crussière, Patrick Savelli, and Kofi-Clément Yao. Influence of the Self-Interference Channel Model on the Performance of a Full-Duplex MIMO System. In *GLOBECOM 2023 - 2023 IEEE Global Communications Conference*, pages 727–733, 2023.
- [9] Xuan Chen, Vincent Savaux, Matthieu Crussière, Patrick Savelli, and Kofi-Clément Yao. Self-Interference Cancellation for MIMO Full-Duplex Downlink Systems : A Constrained MMSE-Based Precoding Approach. *IEEE Access*, 13 :57030–57042, 2025.
- [10] A. Bishnu, M. Holm, and T. Ratnarajah. Performance Evaluation of Full-Duplex IAB Multi-Cell and Multi-User Network for FR2 Band. *IEEE Access*, 9 :72269–72283, 2021.