

Influence du modèle d'onde du canal d'auto-interférence sur la performance d'un système MIMO full-duplex

Xuan CHEN^{1,2,3} Vincent SAVAUX¹ Matthieu CRUSSIÈRE^{1,3} Patrick SAVELLI¹ Koffi-Clément YAO⁴

¹b<>com, 1219 Av. des Champs Blancs, 35510 Cesson-Sévigné, France

²TDF, 155 bis Av. Pierre Brossolette, 92120 Montrouge, France

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

⁴Lab-STICC, CNRS, UMR 6285, UBO 29238 Brest, France

Résumé – Dans cet article, nous nous intéressons au comportement d'un système *full-duplex* (FD) *multiple input multiple output* (MIMO) pour deux modélisations du canal d'auto-interférence (SI pour self-interference) inhérent au FD : le modèle d'onde sphérique (SWM) et le modèle d'onde plane (PWM). Plus précisément, nous évaluons pour ces deux modèles les variations de la puissance de SI reçue par le panneau d'antennes de réception tout en faisant varier la position relative du panneau d'antennes d'émission par rapport à ce dernier. L'étude montre des différences significatives entre les deux modèles, justifiant que la modélisation SWM du canal SI est plus précise comparée à la modélisation PWM et se doit d'être utilisée en scénario de communication FD.

Abstract – In this paper, we study the behavior of a multiple-input multiple-output (MIMO) full-duplex (FD) according to two different models of the self-interference (SI) channel, which is inherent to FD: the spherical wave model (SWM) and the planar wave model (PWM). More precisely, we evaluate the received SI power at the receiver antenna array by changing the relative geometrical position of the transmitter antenna array in respect to the latter. Our study shows a significant difference between the two models, which justifies that the SWM model for the SI channel is more precise than the PWM model.

1 Introduction

Malgré la complexité de sa mise en oeuvre pratique, le mode de communication dit *full-duplex* (FD) a fortement gagné en attractivité ces dernières décennies en tant que technique à forte efficacité spectrale [1, 2]. L'avantage principal que tire un système fonctionnant en FD est sa capacité à recevoir et envoyer des signaux en même temps et sur la même bande de fréquence. Le mode FD est donc théoriquement capable de doubler la capacité du système qui l'emploie comparé au mode *half-duplex* (HD). Cependant, le FD engendre inévitablement de l'auto-interférence (SI), car la réception d'un signal au sein d'une station 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.

Pour qu'un système FD puisse fonctionner correctement, l'annulation de la SI (SIC) devient alors cruciale. L'un des points clés d'une SIC efficace se base sur la modélisation du canal SI entre les antennes de la partie transmettrice et les antennes de la partie réceptrice de la station. La plupart des travaux existants traitant des systèmes FD utilise le modèle d'onde plane (PWM) pour modéliser ce canal [3, 4]. Cette hypothèse n'est pas rigoureusement correcte compte tenu de la proximité entre l'émetteur et le récepteur. De fait, il semble plus pertinent de considérer le modèle d'onde sphérique (SWM) pour modéliser ce dernier. Très peu de travaux de la littérature ont pris cette hypothèse en considération. Dans [5], le canal SI a bien été modélisé avec le modèle SWM mais seulement dans le cas simple d'un réseau d'antennes linéaire uniforme (ULA). Les résultats montrent que, dans ce cas, le modèle SWM présente peu d'intérêt.

Dans cet article, nous considérons un système MIMO FD

générique qui possède une capacité de formations de faisceaux analogiques, et nous proposons de comparer les deux modèles de canal PWM et SWM pour modéliser le canal SI et analyser leur effet respectif sur la puissance de SI reçue. Contrairement aux travaux de [5], nous considérons une structure de réseau d'antennes planaire uniforme (UPA) pour mettre en évidence la pertinence du modèle SWM par rapport au modèle PWM. Nous montrons tout d'abord que dans les conditions classiques de transmission 5G il est nécessaire de considérer le modèle d'ondes sphériques plutôt que le modèle d'ondes planes, et nous montrons ensuite par simulations que le modèle SWM est effectivement plus pertinent et plus précis que le modèle PWM.

Le reste du papier est organisé comme suit : la section 2 présente les deux modèles de canal PWM et SWM, la section 3 présente le modèle du système MIMO FD que l'on considère et le domaine de validité du SWM, les résultats de simulations sont présentés et analysés dans la section 4, et enfin la section 5 conclut cet 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}^H indique la transposée conjuguée de la matrice \mathbf{A} , $\|\cdot\|_2$ et $\|\cdot\|_F$ représentent respectivement la norme Euclidienne et la norme de Frobenius.

2 Modèle du canal d'auto-interférence

2.1 Modèle d'onde sphérique

D'après [6], le coefficient de la matrice de canal d'auto-interférence entre le $m^{\text{ème}}$ antenne de réception et le $n^{\text{ème}}$ antenne de transmission s'écrit de la manière suivante :

$$h_{m,n}^{SWM} = \rho e^{j\phi} \frac{D}{D_{m,n}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta_{SWM,m,n}}, \quad (1)$$

avec $\rho e^{j\phi}$ le gain complexe représentant le canal entre le centre du panneau du transmetteur O_{T_x} et le centre du panneau du récepteur O_{R_x} , $\frac{D}{D_{m,n}}$ un terme de fluctuation d'amplitude due aux faibles distances entre les deux panneaux d'antennes, D la distance entre O_{T_x} et O_{R_x} , $D_{m,n}$ la distance entre la $m^{\text{ème}}$ antenne du panneau de réception et la $n^{\text{ème}}$ antenne du panneau de transmission, λ la longueur d'onde et $\Delta_{SWM,m,n} \triangleq D_{m,n} - D$ le décalage de phase entre la $m^{\text{ème}}$ antenne du panneau de réception et la $n^{\text{ème}}$ antenne du panneau de transmission. Ce déphasage peut également s'écrire comme :

$$\Delta_{SWM,m,n} = \|- \mathbf{a}_{t,n} + D \mathbf{u}_t + \mathbf{R} \mathbf{a}_{r,m}\|_2 - D, \quad (2)$$

avec $\mathbf{a}_{t,n}$ (resp. $\mathbf{a}_{r,m}$) le vecteur défini dans le repère associé au panneau T_x (resp. R_x) allant du centre O_{T_x} (resp. O_{R_x}) à la $n^{\text{ème}}$ (resp. $m^{\text{ème}}$) antenne du panneau, \mathbf{u}_t le vecteur unitaire pointant de O_{T_x} vers O_{R_x} , et \mathbf{R} la matrice de rotation 3×3 qui permet de passer du repère associé au panneau R_x au repère associé au panneau T_x , soit tel que $-\mathbf{R} \mathbf{u}_r = \mathbf{u}_t$, avec \mathbf{u}_r le dual de \mathbf{u}_t pour le panneau R_x .

2.2 Modèle d'onde plane

L'onde plane peut être vue comme l'approximation au premier ordre du développement de Taylor de l'expression de l'onde sphérique [6], et peut s'écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{H}^{PWM} = \sqrt{M_t M_r} \rho e^{j\phi} \mathbf{e}_r(\mathbf{u}_r) \mathbf{e}_t^H(\mathbf{u}_t), \quad (3)$$

avec M_t et M_r les nombres d'antennes respectives des panneaux T_x et R_x , $\rho e^{j\phi}$ le gain complexe comme défini dans (1), \mathbf{e}_r et \mathbf{e}_t les vecteurs de dépointage respectivement associés aux antennes élémentaires des panneaux R_x et T_x . Le vecteur de dépointage se définit de manière classique comme :

$$\mathbf{e}_x(\mathbf{u}) = \sqrt{\frac{1}{M_x}} \begin{bmatrix} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{a}_{x,0} \cdot \mathbf{u}} \\ \vdots \\ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{a}_{x,N_x-1} \cdot \mathbf{u}} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

avec $x \in \{t, r\}$.

3 Modèle du système FD

3.1 Domaine de validité de PWM et SWM

Dans ce paragraphe, nous évaluons tout d'abord le domaine de validité des deux modèles de canaux pour justifier la nécessité de considérer le modèle SWM au lieu du modèle PWM. D'après [6], le domaine de validité du PWM est défini par la relation :

$$\mathcal{D} \geq \frac{8R_f^2}{\lambda}, \quad (5)$$

avec R_f la distance de Fraunhofer définie par [7] :

$$R_f = \frac{\pi D_{max}^2}{4 \Phi \lambda}, \quad (6)$$

où D_{max} est la dimension maximale de l'ouverture de l'antenne, Φ l'erreur de phase maximale tolérée et λ la longueur d'onde. Dans notre système nous employons des antennes "patch" sur des panneaux dont l'ouverture maximale est optimisée et égale à 4.24mm comme dans [8]. De plus, on se place dans des conditions typiques d'un système 5G en bande haute avec une fréquence centrale de 28GHz, soit $\lambda = 10.7\text{mm}$. D'après (6), pour $\Phi = \pi/8$ comme ce qui est

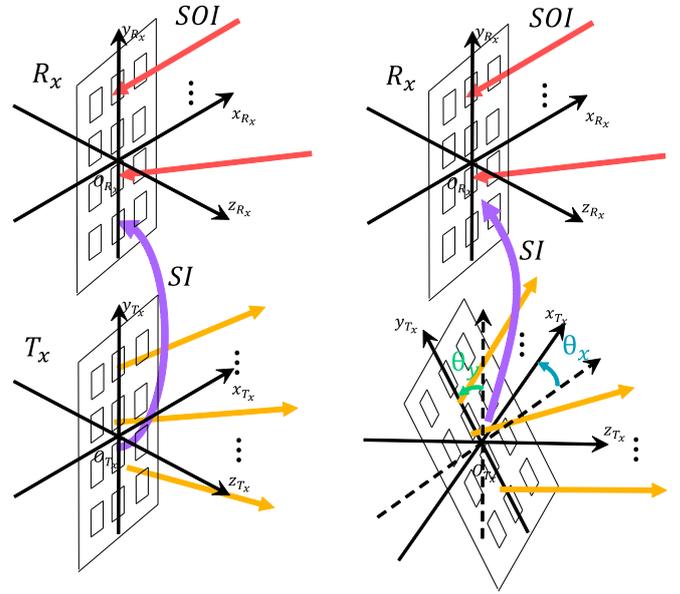


FIGURE 1 : Vue 3D du changement de position relative du panneau T_x par rapport au panneau R_x .

considéré classiquement, la distance de Fraunhofer est alors de $R_f = 3.3603\text{mm}$, soit $\mathcal{D} = 8.4423\text{mm}$ pour la distance de validité du modèle PWM. En considérant un système FD reposant sur une topologie antennaire avec des panneaux d'émission et réception accolés, soit un espacement de $\frac{\lambda}{2} = 5.36\text{mm}$ entre les deux panneaux, nous comprenons la nécessité de considérer le modèle SWM par rapport au PWM. Notons que cette valeur R_f donne un ordre de grandeur de la validité du SWM dans notre étude, *i.e.* ne représente pas une borne absolue pour le choix S/PWM. Dans la suite, la comparaison précise entre ces deux modèles est analysée en terme de puissance de SI reçue.

3.2 Description du problème

Considérons un système MIMO FD générique, composé d'un panneau transmetteur T_x responsable de l'émission de signaux vers différents destinataires et d'un panneau récepteur R_x qui reçoit les signaux en provenance de différents autres émetteurs. Nous supposons que les deux panneaux T_x et R_x sont construits de manière identique, avec le même nombre d'antennes élémentaires sur chaque panneau, et un espacement de $\frac{\lambda}{2}$ entre chaque antenne élémentaire adjacente. Sans perte de généralité, nous supposons que le panneau T_x est situé en dessous du panneau R_x .

La Figure 1 illustre la topologie utilisée pour les deux panneaux T_x et R_x , chacun associé à un repère orthonormé (O_x, x_x, y_x, z_x) ($x \in \{T_x, R_x\}$). Initialement les deux repères sont les mêmes à une translation suivant l'axe y près (à gauche sur la Figure 1). Durant notre étude, nous considérons que la position du panneau T_x peut varier selon un angle de rotation noté θ_x autour de l'axe x_{T_x} et un angle θ_y autour de l'axe y_{T_x} dans le sens trigonométrique (à droite sur la Figure 1). Nous nous intéressons à l'effet de ces angles de rotation sur la puissance de SI reçue au niveau du panneau R_x .

L'équation générique du signal reçu sur le panneau R_x peut s'écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H}_{SI} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{x}_{SI} + \mathbf{y}_{SOI} + \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{n}, \quad (7)$$

avec \mathbf{y} le vecteur regroupant tous les signaux reçus sur le panneau R_x , \mathbf{W}_{RF} la matrice de post-codage spatial analogique associée au panneau R_x (détaillée au 3.3), \mathbf{F}_{RF} la matrice de précodage spatial analogique associée au panneau T_x , \mathbf{x}_{SI} le vecteur regroupant tous les signaux envoyés par le panneau T_x et qui sont responsables de la SI produite, \mathbf{y}_{SOI} le vecteur regroupant les signaux d'intérêt pour le R_x (soit les signaux en provenance des émetteurs distants) et \mathbf{n} le vecteur des échantillons de bruit pour chaque antenne élémentaire de réception.

3.3 Formation de faisceaux analogiques

Nous prenons l'hypothèse dans notre étude, d'une architecture de réseau d'antennes dite partiellement connectée, c'est-à-dire que toutes les chaînes RF d'une même unité (T_x ou R_x) sont indépendantes les unes des autres et connectées à un unique sous-ensemble d'éléments antennaires du réseau. Chaque sous-ensemble du réseau possède donc une capacité d'émission d'un unique signal, sur lequel une formation de faisceau directionnelle peut être appliquée par l'utilisation d'un réseau de déphaseurs par exemple. Ainsi, la matrice de précodage \mathbf{F}_{RF} analogique globale peut être écrite en concaténant les vecteurs de dépointages définis dans (4) :

$$\mathbf{F}_{RF} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{e}_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \mathbf{e}_{N_t^{RF}-1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

avec N_t^{RF} le nombre de chaînes RF associé au T_x . À noter que \mathbf{F}_{RF} est de dimension $N_t^{RF} \times M_t$. La matrice de post-codage analogique \mathbf{W}_{RF} peut être formée de la même manière avec \mathbf{W}_{RF} de dimension $N_r^{RF} \times M_r$ où N_r^{RF} est le nombre de chaînes RF associé au R_x .

4 Simulation et discussion

Dans cette section nous analysons les résultats de simulations numériques d'évaluation de la puissance de SI reçue dont l'expression est $P_{SI} = \|\mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H}_{SI} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{x}_{SI}\|_F^2$ pour différentes positions relatives des panneaux d'antennes. En raison de place on ne montre pas l'expression détaillée du P_{SI} en PWM et SWM.

4.1 Paramètres de simulation

La Table 1 regroupe tous les paramètres de simulation sous Matlab que nous avons considérés dans notre étude. M_x et M_x^{RF} sont respectivement le nombre d'antennes sur le panneau x ($x \in \{r, t\}$) et le nombre d'antennes dédiées à chaque chaîne RF du panneau x . Les deux panneaux sont séparés d'une distance de 5.36mm, avec une puissance d'émission de 50W pour chaque chaîne RF du panneau d'émission. De plus $\phi_x^{(i)}$ et $\theta_x^{(i)}$ sont les angles de dépointage en élévation et azimuth des antennes dédiées à la $i^{\text{ème}}$ chaîne RF du panneau x ($i \in \{0, \dots, N_x^{RF} - 1\}$). La fréquence d'émission est fixée à 28GHz. Sauf indication contraire, les résultats suivants sont obtenus avec les paramètres de la Table 1.

4.2 Résultats de simulation

Tout d'abord sur la Figure 2 nous étudions l'impact de l'angle de tilt θ_x sur la puissance du signal SI reçue. Pour cette première évaluation, nous considérons qu'une seule des $N_t^{RF} = 4$ chaînes RF du panneau T_x est activée et produit un faisceau directif vers l'un des 3 récepteurs. Nous mesurons la puissance de

TABLE 1 : Paramètres de simulations

Symbole	Valeur
M_r, M_t	32
N_r^{RF}, N_t^{RF}	4
M_r^{RF}, M_t^{RF}	8
f	28GHz
d	5.36mm
P_t	50W
$\{\phi_r^{(0)}, \theta_r^{(0)}\}$	$\{15^\circ, -45^\circ\}$
$\{\phi_r^{(1)}, \theta_r^{(1)}\}$	$\{-30^\circ, -60^\circ\}$
$\{\phi_r^{(2)}, \theta_r^{(2)}\}$	$\{-30^\circ, 0^\circ\}$
$\{\phi_r^{(3)}, \theta_r^{(3)}\}$	$\{-30^\circ, 60^\circ\}$
$\{\phi_t^{(0)}, \theta_t^{(0)}\}$	$\{10^\circ, 5^\circ\}$
$\{\phi_t^{(1)}, \theta_t^{(1)}\}$	$\{-30^\circ, -45^\circ\}$
$\{\phi_t^{(2)}, \theta_t^{(2)}\}$	$\{-30^\circ, -5^\circ\}$
$\{\phi_t^{(3)}, \theta_t^{(3)}\}$	$\{-30^\circ, 45^\circ\}$

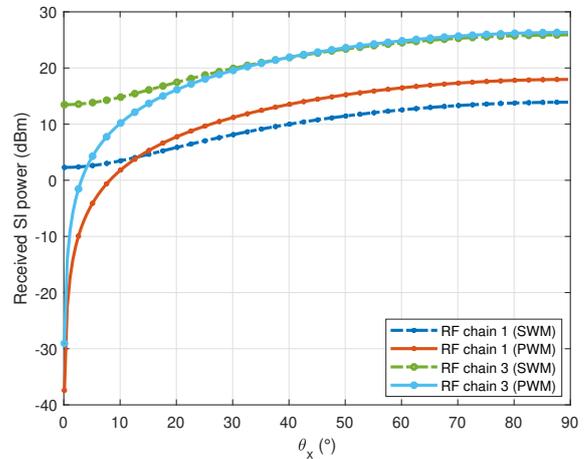


FIGURE 2 : Comparaison entre modèles SWM et PWM de la puissance de signal SI reçu sur les chaînes RF n°1 et n°3 du panneau R_x en fonction de l'angle de tilt θ_x . Résultats obtenus pour une seule chaîne RF active du panneau T_x .

SI captée par chaîne RF du panneau R_x . Les résultats obtenus pour la 1^{ère} et la 3^{ème} chaîne RF sont donnés à titre d'exemple, les interprétations des résultats pour les deux autres chaînes étant similaires. On note que la puissance de SI croît de manière monotone en fonction de θ_x , ce qui s'explique naturellement par le fait que les panneaux T_x et R_x se font de plus en plus face à mesure que θ_x augmente. Cependant, il est intéressant de noter que pour le modèle PWM, la puissance de SI s'évanouit très fortement (de plusieurs dizaines de dB) lorsque $\theta_x \rightarrow 0^\circ$, alors que pour le modèle SWM la puissance de SI est certes minimisée mais se maintient à un niveau non négligeable (au-dessus de 0 dBm). Grâce à la meilleure précision de prédiction apportée par le modèle SWM, on peut également conclure que la puissance de SI est moins sensible à la géométrie (angle de tilt) que ce que prévoit le modèle PWM. Les deux modèles confirment l'intuition qu'une installation optimale pour pouvoir limiter la SI consiste à assurer $\theta_x = 0^\circ$, mais le modèle SWM nous apprend qu'une erreur d'installation d'à peu près 5° reste

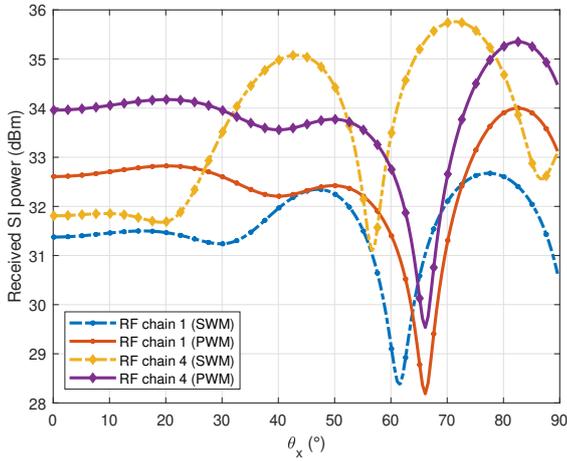


FIGURE 3 : Comparaison entre modèles SWM et PWM de la puissance de signal SI reçu sur les chaînes RF n°1 et n°4 du panneau R_x en fonction de l’angle de tilt θ_x . Résultats obtenus pour 4 chaînes RF actives du panneau T_x .

tolérable puisque la puissance de SI varie très peu de 0° à 5° .

Figure 3, nous procédons aux mêmes évaluations en considérant à présent que toutes les chaînes RF du T_x sont activées et produisent donc 3 faisceaux directs visant les utilisateurs conformément aux positions repertoriées dans la Table 1. Nous comparons la puissance de SI reçue par chaîne RF du R_x (ici seulement la chaîne 1 et 4). La variation de puissance de SI en fonction de l’angle de tilt θ_x résulte de l’effet de la sommation des interférences produites par les 3 faisceaux dont les directions sont différentes. Nous observons une dynamique de variation de puissance similaire entre les modèles PWM et SWM, avec néanmoins un écart nettement visible sur la localisation des extrema. De plus, alors que le modèle PWM prévoit un simple décalage de puissance reçue entre chaîne RF (ici environ 1.25 dB entre les chaîne 1 et 4), le modèle SWM montre des différences plus marquées. Ces observations justifient la pertinence de l’étude : pour un concepteur d’algorithme d’annulation de SI, une erreur d’estimation non-négligeable de la puissance de SI peut être induite lorsque le PWM est utilisé au lieu du SWM pour la modélisation du canal SI.

Enfin sur la Figure 4, nous évaluons l’influence de l’angle de rotation θ_y autour de l’axe vertical y sur la puissance de SI reçue. Les conditions de simulation restent par ailleurs inchangées. Nous remarquons que le modèle PWM ne permet pas de rendre compte du changement de position puisque les fronts d’ondes planes ne sont pas affectés par la rotation selon l’axe y . Au contraire, le modèle SWM est bien sensible à ce changement et permet en particulier de montrer que le minimum de puissance de SI est atteint lorsque $\theta_y = 0^\circ$, c’est à dire lorsque les deux panneaux sont parfaitement co-planaires.

5 Conclusion

Dans cet article nous avons évalué et mis en évidence l’influence du choix du modèle de canal SI dans un système MIMO FD. En effet, dans un scénario FD, les panneaux d’antennes d’émission et de réception sont potentiellement très proches, et l’approximation d’onde plane pour le canal SI n’est plus valide. Ainsi, nous pointons dans cette étude les limites du modèle PWM en comparaison du modèle SWM et mettons en évidence la perte

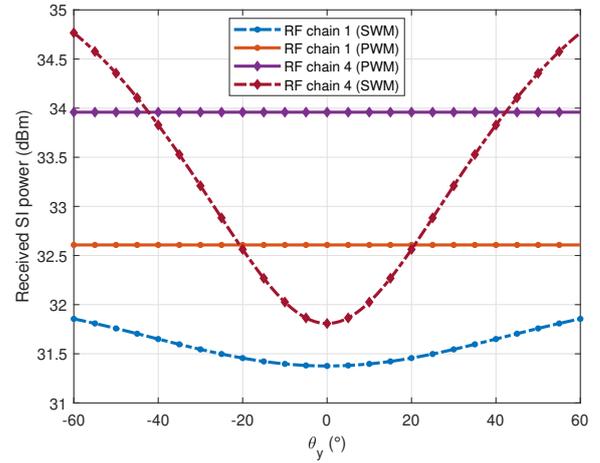


FIGURE 4 : Comparaison entre modèles SWM et PWM de la puissance de signal SI reçu sur les chaînes RF n°1 et n°4 du panneau R_x en fonction de l’angle de rotation θ_y . Résultats obtenus pour 4 chaînes RF actives du panneau T_x .

de précision importante qu’il engendre face à des changements de géométrie dans le placement relatif des panneaux d’antennes. Nous concluons que dans un scénario de communication FD, le modèle SWM se doit d’être utilisé pour rendre compte le plus justement possible du niveau d’auto-interférence, et donc de mise en place des traitements associés. Les travaux à venir considéreront des procédés de formation de faisceaux analogiques plus complexes que de simples dépointages avec une architecture *fully-connected* pour généraliser les résultats.

Références

- [1] D. Kim, H. Lee, and D. Hong, “A Survey of In-Band Full-Duplex Transmission : From the Perspective of PHY and MAC Layers,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 17, no. 4, pp. 2017–2046, 2015.
- [2] G. Liu, F. R. Yu, H. Ji, V. C. M. Leung, and X. Li, “In-Band Full-Duplex Relaying : A Survey, Research Issues and Challenges,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 17, no. 2, pp. 500–524, 2015.
- [3] A. Bishnu, M. Holm, and T. Ratnarajah, “Performance Evaluation of Full-Duplex IAB Multi-Cell and Multi-User Network for FR2 Band,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 72 269–72 283, 2021.
- [4] J. Zhang, N. Garg, and T. Ratnarajah, “In-Band-Full-Duplex Integrated Sensing and Communications for IAB Networks,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 1–14, 2022.
- [5] K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, P.-H. Kuo, A. Mourad, and L. Hanzo, “Hybrid Beamforming Design for Full-Duplex Millimeter Wave Communication,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 2, pp. 1394–1404, 2019.
- [6] L. L. Magoarou, A. L. Calvez, and S. Paquelet, “Massive MIMO Channel Estimation taking into account spherical waves,” in *2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2019, pp. 1–5.
- [7] K. T. Selvan and R. Janaswamy, “Fraunhofer and fresnel distances : Unified derivation for aperture antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 59, no. 4, pp. 12–15, 2017.
- [8] L. C. Yu and M. R. Kamarudin, “Investigation of Patch Phase Array Antenna Orientation at 28GHz for 5G Applications,” *Procedia Computer Science*, vol. 86, pp. 47–50, 2016, 2016 International Electrical Engineering Congress, iEECON2016, 2-4 March 2016, Chiang Mai, Thailand.