

Estimation De Canal Et Performances Du Précodeur Hybride Pour La Transmission En Ondes Millimétriques

Tianandrasana Romeo RAJAONARISON and Paul Auguste RANDRIAMITANTSOA

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



Resumé—Les systèmes de communication mobile de nouvelles générations devraient permettre des performances accrues non pas seulement en termes de débit et de latence, mais aussi en termes d'efficacité spectrale. La transmission en ondes millimétriques est un des points essentiels de son déploiement. Comme ces ondes sont facilement atténuées dans notre environnement, son déploiement n'est possible qu'avec l'utilisation d'antennes directionnelles ou du moins une technique alternative tel que le beamforming. Le beamforming numérique ne peut cependant pas être appliqué pour les ondes millimétriques à cause de la consommation en énergie excessive et les contraintes de hardware. Le beamforming analogique introduit des erreurs importantes qui réduisent les performances du système. Le précodage hybride sera de ce fait la meilleure alternative pour permettre la mise en place du beamforming en ondes millimétriques et offrir les mêmes performances qu'un beamforming numérique. L'algorithme choisi pour la conception des matrices de précodage se base sur l'OMP qui est un algorithme glouton de résolution de problème parcimonieuse utilisé dans la branche de l'acquisition compressée.

Keywords—ondes millimétriques, OMP, Acquisition compressée, précodage hybride

I. INTRODUCTION

L'introduction des dispositifs mobiles permettant d'avoir accès à l'internet mobile et l'évolution des services offerts par celui-ci ont causé l'augmentation du volume de trafic de données circulant dans les réseaux mobiles. Selon les études effectuées, le volume de trafic mobile continuera d'augmenter de manière exponentielle rendant les systèmes de radiocommunications actuelles et les ressources qui y sont allouées insuffisantes pour les prochaines années. Dans cette optique, la mise en place de la future génération de réseau cellulaire 5G voire 6G est une des tendances de recherche pour les industries de la télécommunication. Sa plus grande particularité étant la mise en place d'un système de communication en onde millimétrique. Ces systèmes sont prévus pour permettre un débit de plusieurs Gigabits comparés à ceux atteint dans les spectres de fréquences plus basses. La transmission en ondes millimétriques est cependant soumise à des atténuations élevées pouvant être réduites avec l'utilisation d'antennes directionnelles. Néanmoins, cette solution est coûteuse et consomme beaucoup d'énergie quand la fréquence porteuse est élevée. Une meilleure alternative est l'utilisation du beamforming hybride déployé grâce à un réseau d'antennes surtout privilégié par la possibilité offerte par les faibles longueurs d'ondes de transmission. Cette technique a cependant besoin d'être adaptée aux caractéristiques de transmission en ondes millimétrique afin de pouvoir offrir des performances élevées. Cet article permet d'évaluer les performances de l'utilisation des précodeurs hybrides.

II. OUTILS ET MÉTHODES

A. Système de précodage et Multiplexage hybride

1) Principe

Les contraintes du hardware du beamforming numérique et les faibles performances offertes par le beamforming analogique ont mené vers de nombreuses spécifications d'architecture MIMO pour les systèmes en onde millimétrique. Dans ces architectures, le traitement des signaux est accompli avec un mélange de domaine numérique et analogique. L'une de ces approches issues de la combinaison de système numérique/analogique est le système de précodage hybride.

Cette architecture, décrite sur la figure 1, divise la procédure d'optimisation MIMO entre le domaine analogique et le domaine numérique. On suppose que le nombre d'émetteur /récepteur est plus grand que le nombre de chaîne de traitement analogique ainsi

$$N_S < N_{RF} < N_{BS} \text{ et } N_{MS} > N_{RF} > N_S.$$

En prenant l'hypothèse que $N_S > 1$, l'approche hybride permet d'implémenter le multiplexage spatiale, donc la transmission d'un ensemble de symbole répartis sur plusieurs antennes et ainsi desservir plusieurs utilisateurs à la fois.

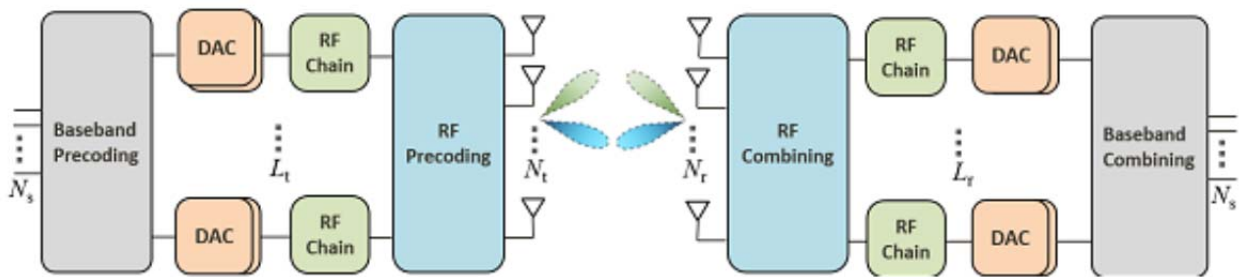


Fig. 1. Architecture MIMO en ondes millimétriques basé sur le précodage et multiplexage hybride.

2) Modèle de canal du système

Les ondes millimétriques sont faiblement diffusées lorsqu'elles sont transmises dans notre environnement. Afin d'incorporer cette caractéristique de transmission dans le modèle de canal considérée, nous adopterons le modèle de canal à bande étroite avec L chemin de diffusion. Sous ce modèle, le canal H peut être exprimé comme :

$$H = \sqrt{\frac{N_{BS}N_{MS}}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_{MS}(\theta_l^r) \mathbf{a}_{BS}^H(\theta_l^t) \quad (1)$$

Où L représente le nombre de chemin entre la station de base et la station mobile

α_l est le gain complexe pour le l^{ieme} chemin

$\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ Vecteurs de réponse du réseau d'antennes à l'émission

$\mathbf{a}_{MS}(\theta_l^r)$ Vecteurs de réponse du réseau d'antennes à la réception

$\sqrt{\frac{N_{BS}N_{MS}}{L}}$ est une valeur qui permet de s'assurer que la puissance transmise augmente de manière linéaire en fonction du nombre d'antennes.

Afin de trouver une solution proche de l'optimal (2), nous allons exploiter la structure du canal MIMO en ondes millimétriques modélisée avec L multi-trajets.

Pour cela, nous allons d'abord établir les relations entre les éléments de la matrice canal H , la matrice de précodage optimal F_{opt} et la matrice de précodage hybride à élaborer F . Notre but étant de trouver une base dans lequel il sera possible d'établir que la matrice F_{opt} peut être considéré comme parcimonieuse. Ensuite d'utiliser le principe de reconstruction des vecteurs parcimonieux pour la conception de matrice de précodage hybride F .

Soient les observations suivantes sur le précodage en ondes millimétriques :

1. Le précodeur optimal F_{opt} est obtenue en extractant une sous-matrice de dimension $N_{BS} \times N_S$ de la matrice V issue de la décomposition en valeurs singulières de H . Et que les colonnes de la matrice unitaire V forment une base orthonormée pour l'espace de ligne de la matrice canal H .

2. En examinant le modèle de canal dans (1), nous constatons que les vecteurs de réponse du réseau $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ forment aussi un espace d'ensemble finis pour l'espace de ligne de la matrice canal. En effet, quand $L \leq N_{BS}$ les vecteurs de réponse du réseau $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ seront linéairement indépendants avec une probabilité égale à 1 et formeront ainsi une autre base minimale pour l'espace de ligne de la matrice canal quand $L \leq \min(N_{MS}, N_{BS})$

3. A partir de ces deux observations, nous pouvons dire que F_{opt} et $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ sont connectés entre eux: sans prendre en compte le fait que $L \leq N_{BS}$ ou non, l'observation (1) implique que les colonnes du précodeur optimal F_{opt} sont liées au vecteurs $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ par une transformation linéaire. Ainsi les éléments de F_{opt} peuvent être réécrits comme une combinaison linéaire de $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$. Comme il n'y que L trajets dominant dans le canal, seules L valeurs de $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ sont non nulles.

4. Les vecteurs $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ sont des vecteurs de phase dont les amplitudes sont constantes, donc ils peuvent être appliqués dans le domaine analogique en utilisant des déphaseurs analogiques. Ainsi, l'ensemble des éléments de vecteurs de réponse au niveau de l'émetteur constituent une table de codage pour le précodeur analogique F_{RF} . Les N_{RF}^{BS} éléments du vecteurs $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ appliqués dans le domaine analogique formant une combinaison linéaire grâce au précodeur numérique ont ainsi ont pour but de minimiser $\|F_{opt} - F_{RF}F_{BB}\|_F$, F_{BB} précodeur en bande de base.

Par conséquent, en exploitant la structure de H , on remarque que le précodeur hybride proche de l'optimal peut être atteint en restreignant F_{RF} par l'ensemble des vecteurs de la forme $\mathbf{a}_{BS}(\theta_l^t)$ et résoudre :

$$(F_{RF}^{opt}, F_{BB}^{opt}) = \arg \min \|F_{opt} - F_{RF}F_{BB}\|_F \quad (2)$$

Avec les contraintes

$$F_{BB}^{opt} \in \{\mathbf{a}_{BS}(\phi_l^t) | 1 \leq l \leq L, \} \quad (3)$$

$$\|F_{RF}F_{BB}\|_F^2 = N_S \quad (4)$$

Dans tous les cas, le problème de précodage consiste à sélectionner les N_{RF}^{BS} meilleurs vecteurs de réponse et trouver la combinaison en bande de base optimale. Finalement, notons que la contrainte $F_{RF}^{(l)}$ peut-être intégrée dans une optimisation objective afin d'obtenir le problème équivalent suivant :

$$F'_{BB}{}^{opt} = \arg \min \|F_{opt} - A_{BS}F'_{BB}\|_F \quad (5)$$

Avec les contraintes

$$\|diag(F'_{BB}F'_{BB}{}^*)\|_0 = N_{BS}{}^{BS} \quad (6)$$

$$\|A_{BS}F'_{BB}\|_F^2 = N_S$$

Où $A_{BS} = [a_{BS}(\theta_1^t), a_{BS}(\theta_2^t), \dots, a_{BS}(\theta_L^t)]$ est une matrice dont les éléments sont les vecteurs de réponse de dimension $N_{BS} \times L$

F'_{BB} est une matrice de dimension $L \times N_S$.

Les matrices A_{BS} et F'_{BB} agissent comme des variables auxiliaires à partir duquel nous obtenons $F_{RF}{}^{opt}$ et $F_{BB}{}^{opt}$ respectivement. C'est à dire que la contrainte de parcimonie $\|diag(F'_{BB}F'_{BB}{}^*)\|_0 = N_{RF}{}^{BS}$ établit que F'_{BB} ne peut avoir plus de $N_{RF}{}^{BS}$ colonnes. Ainsi le précodeur en bande de base $F_{BB}{}^{opt}$ est issu des $N_{RF}{}^{BS}$ lignes non nulles de F'_{BB} et le précodeur $F_{RF}{}^{opt}$ sera donné par les $N_{RF}{}^{BS}$ colonnes de A_{BS} . Notons que la matrice A_{BS} est obtenue grâce à la représentation virtuelle du canal via une décomposition en valeurs singulières de la matrice canal H connue au niveau de l'émetteur.

Essentiellement, nous avons reformulé le problème de conception conjointe des matrices F_{RF} et de F_{BB} comme un problème de reconstruction de matrice sous contrainte de parcimonie à une seule variable. Ainsi différentes méthodes utilisées pour la reconstruction de vecteur parcimonieux peuvent être appliquées dans la résolution du problème de conception de la matrice de précodage hybride. Nous choisissons la méthode OMP (Orthogonal Matching Pursuit) dans cette étude.

3) Résolution par OMP

L'algorithme proposé dans cette étape de conception est l'algorithme OMP qui peut être résumé comme suit :

Initialement, la valeur de la matrice résiduelle est choisie comme étant celle du précodeur optimal F_{opt} donc $F_{res} = F_{opt}$.

Ensuite, l'algorithme commence par chercher le vecteur $a_{BS}(\theta_l^t)$ sur lequel le précodeur $F_{res} = F_{opt}$ a le maximum de projection en calculant la valeur suivante :

$$\Psi = A_{BS}^H F_{res} \quad (7)$$

On calcule l'indice correspondant à cette valeur maximale.

Il ajoute alors le vecteur de colonne $a_{BS}(\theta_l^t)$ comme colonne de la matrice de précodage analogique F_{RF} .

Après que le vecteur dominant soit obtenu, le précodeur numérique est calculé par une solution des moindres carrés.

$$F_{RF} = (F_{RF}^* F_{RF})^{-1} F_{RF}^* F_{opt} \quad (8)$$

La contribution du vecteur sélectionné est enlevée et l'algorithme continue pour trouver la colonne sur laquelle la matrice de précodage résiduelle F_{res} a la plus grande projection. Le processus continue jusqu'à ce que $N_{RF}{}^{BS}$ vecteurs de beamforming soient sélectionnés. A la fin de l'itération, nous aurons alors le précodeur analogique F_{RF} et le précodeur numérique F_{BB} qui minimisent $\|F_{opt} - F_{RF}F_{BB}\|_F$. Une dernière étape de normalisation sera alors nécessaire pour satisfaire la contrainte de puissance sur le précodeur. C'est-à-dire :

$$F_{BB} = \sqrt{N_S} \frac{F_{BB}}{\|F_{RF}F_{BB}\|_F} \quad (9)$$

Dans les différentes étapes de résolution du problème de minimisation de $\|F_{Opt} - F_{RF}F_{BB}\|_F$ nous avons comme hypothèse que l'état du canal H était connu à l'émission, ainsi nous avons pu choisir comme bases, la représentation parcimonieuse de F_{Opt} et les vecteurs de réponse $a_{BS}(\theta_l^t)$. Néanmoins dans le cas reel, l'état du canal n'est pas connu à l'émission. Ainsi une étape d'estimation de canal sera nécessaire afin de créer un dictionnaire qui nous permet d'utiliser le principe de reconstruction de vecteurs parcimonieux dans la conception du précodeur hybride. Cela est effectué au niveau de l'émetteur via l'envoi de symbole pilote avant toute transmission de données.

B. Estimation du canal en onde millimétrique

L'estimation du canal en onde millimétrique est équivalent à estimer les différents paramètres des L trajets dans le canal H , c'est-à-dire l'angle de départ θ_l^t , l'angle d'arrivée θ_l^r ainsi que le gain de chaque chemin formant le canal.

Si la station de base utilise un vecteur de beamforming f_p et la station mobile utilise un vecteur w_q pour décoder le signal reçu, le signal résultant peut être écrit comme suit :

$$y_{q,p} = w_q^H H f_p s_p + w_q^H n_{q,p} \quad (10)$$

Où s_p est le symbole transmis dans le vecteur de beamforming f_p ,

tel que $E[s_p s_p^H] = P$, avec P est la puissance moyenne utilisée par transmission durant la phase de formation du canal.

Soit M_{MS} l'instant successif pour détecter le signal transmis sur le vecteur de beamforming f_p , le vecteur résultant sera :

$$y_p = W^H H f_p s_p + \text{diag}(W^H [n_{1,p}, \dots, n_{M_{MS},p}]) \quad (11)$$

Où $W = [w_1, w_2, \dots, w_{M_{MS}}]$ est la matrice de mesure $N_{MS} \times M_{MS}$.

Si la station de base utilise M_{BS} vecteurs de beamforming f_p à M_{BS} time slot successifs, et la station mobile utilise la même matrice de mesure W pour décoder le signal reçu, la matrice résultante peut être écrite en concaténant les M_{BS} vecteurs traités $y_p, P = 1, 2, \dots, M_{BS}$.

$$Y = W^H H F S + Q \quad (12)$$

Où $F = [f_1, f_2, \dots, f_{M_{BS}}]$ est la matrice de beamforming de dimension $N_{BS} \times M_{BS}$ utilisée par la station de base, et Q est une matrice de dimension $M_{MS} \times M_{BS}$ issue de la concaténation des M_{BS} symboles transmis $s_p, p = 1, \dots, M_{BS}$ sur sa diagonale. Durant cette phase d'apprentissage, nous prenons l'hypothèse que tous les symboles transmis ont une puissance égale à $\sqrt{P}I_{M_{BS}}$.

Le signal décodé au sein de la station mobile sera donc :

$$Y = \sqrt{P}W^H H F + Q \quad (13)$$

III. SIMULATION, RÉSULTATS ET DISCUSSION

Dans ce qui suit, nous allons évaluer les performances du système dans une liaison point à point. Toutes les simulations dans cette section présenteront des résultats sur l'efficacité spectrale avec différents systèmes et paramètres. Afin de générer ces résultats, les paramètres du canal sont estimés en utilisant l'algorithme adaptatif d'estimations de canal utilisant la table de codage hiérarchique. Le modèle virtuel du canal issue de cette estimation adaptative est d'obtenir la table de codage analogique \mathcal{FRF} . Cette table de codage analogique nous permettra d'obtenir la matrice de précodage FRF . La matrice de précodage numérique FBB sera obtenue par une solution des moindres carrées. L'ensemble de la matrice F étant obtenu grâce à l'algorithme de précodage se basant sur le OMP. Le même principe d'élaboration est utilisé au niveau de la station mobile.

Pour ce faire, les paramètres des simulations sont les suivants : le nombre d'antennes à l'émission et à la réception NBS , NMS de telle manière que $NRFBS$ et $NRFMS$ soient les nombres de chaîne de traitement analogique à l'émission et à la réception. Le nombre de chemins à estimer dans le canal Ld et le nombre de flux de donnée NS ont la même valeur. Le nombre de vecteurs de beamforming et de mesure au niveau de la station de base et de la station mobile seront aussi égaux, et valent chacune K . Le nombre d'étapes durant l'algorithme est donnée par $S = l(NLd)$. Et enfin, le nombre de bits de quantification NQ quantifie les éléments de la table de codage analogique. Pour la suite, nous aurons à évaluer l'influence de ces paramètres sur la performance de l'algorithme de précodage. L'état du canal devra être connu à l'émission d'où la nécessité de son estimation.

C. Scenario d'évaluation

La fréquence porteuse dans la simulation est de l'ordre de 60 GHz, choix étant justifié par le fait que la plupart des technologies ayant déjà été développée pour la communication en onde millimétriques fonctionne dans cette fréquence. La transmission se fait entre deux points en ligne de vue directe en ne considérant pas les éventuelles interférences.

La géométrie du réseau d'antenne considéré est un ULA (Uniform Linear Array) avec un espacement d'antenne égale $d=\lambda/2$.

On choisit le modèle de canal décrit précédemment avec un nombre de chemin égal à 3 et $\overline{PR} = 1$.

Dans ce qui suit nous n'admettons que des valeurs quantifiées pour la table de codage analogique avec NQ bits de quantification.

D. Comparaison des différents systèmes de précodage

Dans cette section, nous allons d'abord faire une évaluation des différents systèmes. La comparaison est faite avec l'hypothèse que pour les trois systèmes nous avons une connaissance de l'état du canal à l'émission.

La figure 2 représente une comparaison entre les trois différents systèmes de précodage:

- Le système de précodage numérique par décomposition en valeurs singulières avec un nombre de chaîne de traitement analogique égal au nombre d'antennes à l'émission. La même configuration est gardée à la réception.

$$NBS=NRFBS$$

$$NMS=NRFMS$$

- Le système de précodage analogique avec une chaîne de traitement analogique pour l'ensemble des antennes
- Le système de précodage hybride proposé avec un nombre restreint de chaîne de traitement analogique que ce soit au niveau de l'émetteur qu'au niveau du récepteur.

Les paramètres communs aux trois systèmes sont les suivants :

- Le nombre d'antennes à l'émission est de $NBS = 64$, $NMS = 32$
- Le nombre de flux multiplexé est égal au nombre de trajet à estimer $NS=Ld$, dans ce cas on choisit cette valeur égale à 3.
- Dans le cas particulier du système de précodage hybride, les nombres de chaîne de traitement analogique à l'émission et la réception sont respectivement $NRFBS=15$ et $NRFMS=5$ avec $K = 2$ et $N = 192$, $NQ=6$.

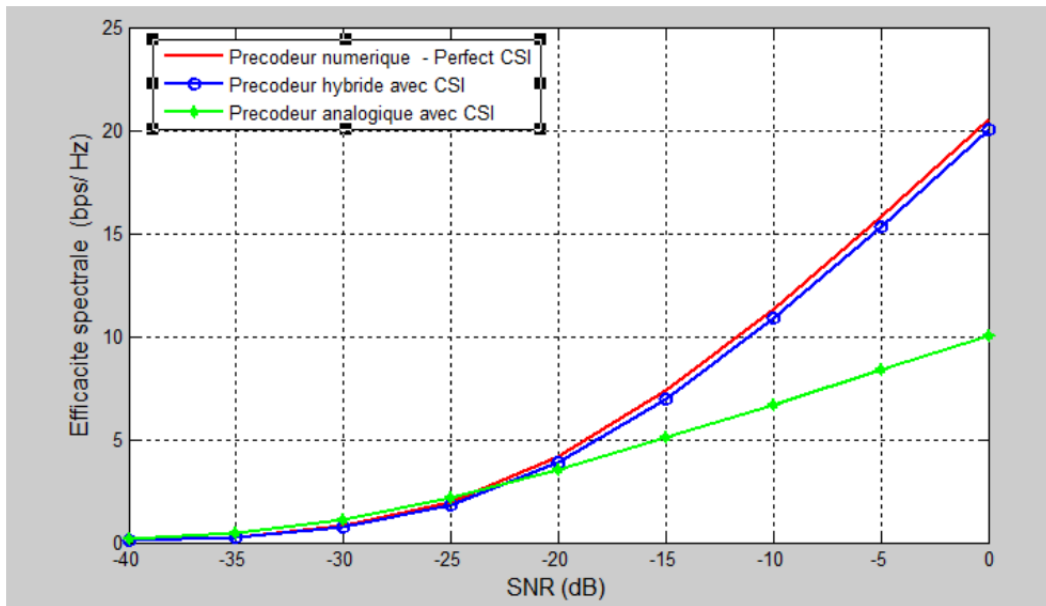


Fig. 2. Comparaison entre précodeur numérique –analogique-hybride avec CSI

Les performances des trois précodeurs sont identiques quand le SNR est inférieur à -20dB ce qui correspond à un canal très bruité. La différence commence à être visible quand le SNR est supérieur -20dB. Dans la condition de transmission est mauvaise, il n'est donc pas possible de distinguer les trois type de précodage.

Quand le SNR varie de -20dB à 0 :

Le précodage hybride ainsi proposé offre une meilleure performance que le précodage analogique avec un écart de 10 bps/Hz sur l'efficacité spectrale quand le SNR = 0.

Comparé au précodage SVD numérique, le décalage est quasi-nulle pourtant il y a quatre fois plus de chaînes de traitement analogique dans le cas du système de précodage SVD.

L'algorithme se basant sur l'OMP permet donc d'offrir les mêmes performances que le précodage numérique avec une réduction de puissance par 4.

E. Influence du bit de quantification

Dans cette section, nous allons voir l'influence du nombre de bits de quantifications utilisé dans la table de codage analogique en prenant comme hypothèse que l'état du canal est connu au niveau de l'émetteur ensuite quand le canal est encore à estimer ; et en déduire la relation possible entre le nombre d'antennes à l'émission et le nombre de bits nécessaires. Quand l'état du canal est connu à l'émission, cette table de codage peut être constituée des valeurs de l'ensemble des vecteurs de réponse néanmoins dans le cas ici présent nous choisissons de prendre des valeurs quantifiées. Le but étant d'évaluer les performances du précodage hybride même avec un nombre fini d'éléments dans cette table de codage analogique. Notons que la taille de la table de codage analogique varie en fonction du nombre de bits de quantifications car le nombre d'éléments est de 2^{Nq} . Donc, plus le nombre de bits de quantifications sera élevé plus les valeurs des phases dans la table de codage analogique seront précises.

Les valeurs sont obtenues quand le SNR = 0dB, avec les valeurs des paramètres suivantes :

- $K=2, N=192$
- $NMS=32$ avec $NRFS=5$
- $NRFS=10$

On choisira deux valeurs pour le nombre d’antennes à l’émission.

- Cas 1 : $NBS=64$
- Cas 2 : $NBS=128$

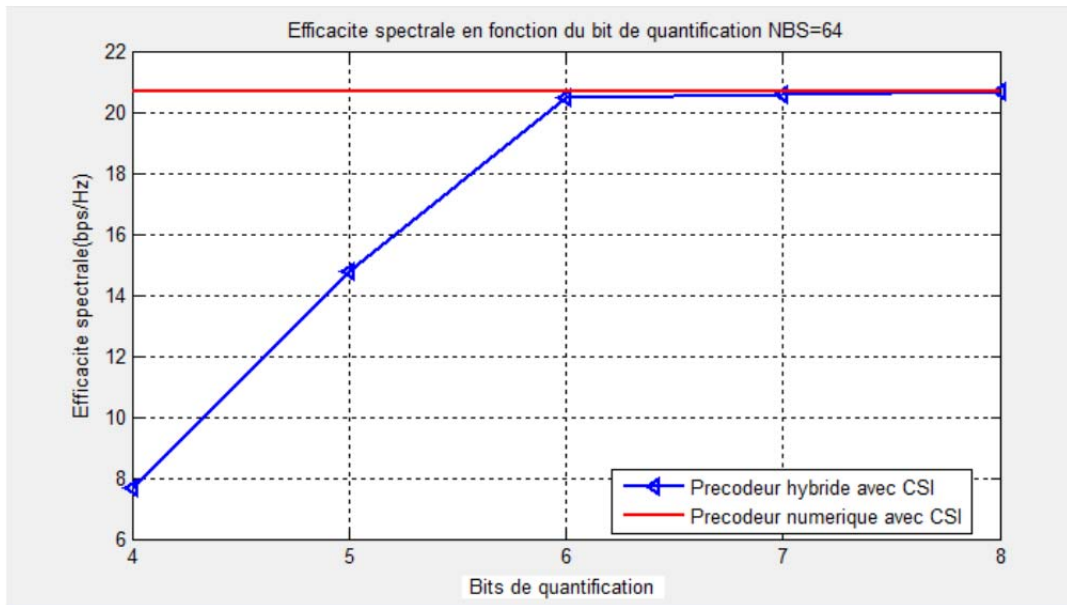


Fig. 3. Efficacité spectrale en fonction du bit de quantification avec CSI pour $NBS=64$

Comme nous pouvons le constater dans la figure 3, pour $NBS=64$, les performances du précodeur hybride sont largement faibles par rapport au précodeur SVD quand $NQ = 4$ et $NQ = 5$ et les mêmes performances sont obtenues quand $NQ = 6$. Un deuxième constat est que : un bit permet de doubler la performance du système de précodage numérique ainsi pour $NQ = 4$ et $NQ = 5$, l’efficacité spectrale varie de 8 à environ 16 bps/Hz.

Le même résultat est obtenu pour $NBS=128$ dans la figure 4. Cependant un bit de plus (par rapport à $NBS = 64$) est nécessaire pour le précodeur hybride pour atteindre les performances du précodeur SVD.

Le nombre de bits de quantifications pour la table de codage analogique a donc une influence directe sur les performances du précodeur hybride et est étroitement lié au nombre d’antennes au niveau de l’émetteur. La limite inférieure du nombre de bits à choisir dans l’élaboration de la table de codage analogique est donc $2^{NQ} = NBS$.

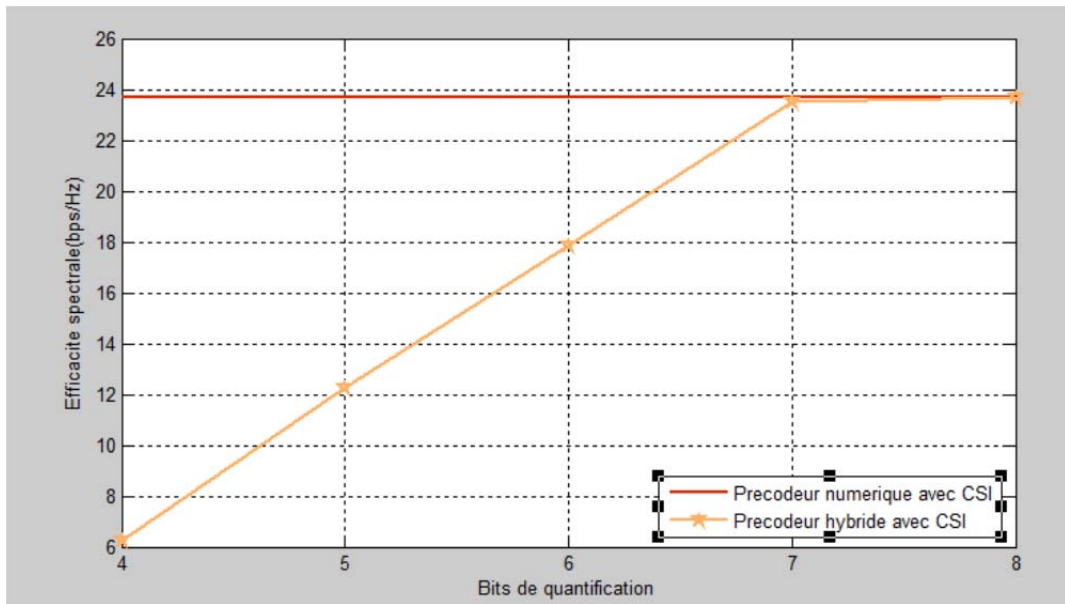


Fig. 4. Efficacité spectrale en fonction du bit de quantification avec CSI pour $N_{BS}=128$

Remarquons aussi que les performances atteintes sont de l'ordre de 20bps /Hz quand l'état du canal est connu à l'émission.

F. Influence du nombre de chaines de traitement analogique

Evaluons maintenant les performances du précodage hybride quand une étape d'estimation de canal est nécessaire. Nous avons déjà constaté que quand l'état du canal était connu à l'émission, la limite inférieure pour le nombre de bits de quantification était le nombre d'antennes. A partir de cette valeur, le précodage hybride offrait les mêmes performances que le précodage SVD. Dans la suite de cette section, nous évaluerons si cela reste vrai quand une étape d'estimation du canal est nécessaire. De plus, l'étude sera conjointement liée à l'impact du nombre de chaines de traitement analogique sur les performances du précodage hybride. Le but étant de voir jusqu'à quelle limite le précodeur hybride peut-il atteindre les performances du précodeur SVD quand l'algorithme d'estimation de canal est utilisé.

A l'émission on a $NBS = 64$ antennes avec $NRFB S = 5, 10, 15$. A la réception, on a $NMS = 32$ avec $NRFMS = 5$. Le nombre de chemin à estimer est $Ld=3$ avec une résolution $N=192$ et $K = 2$.

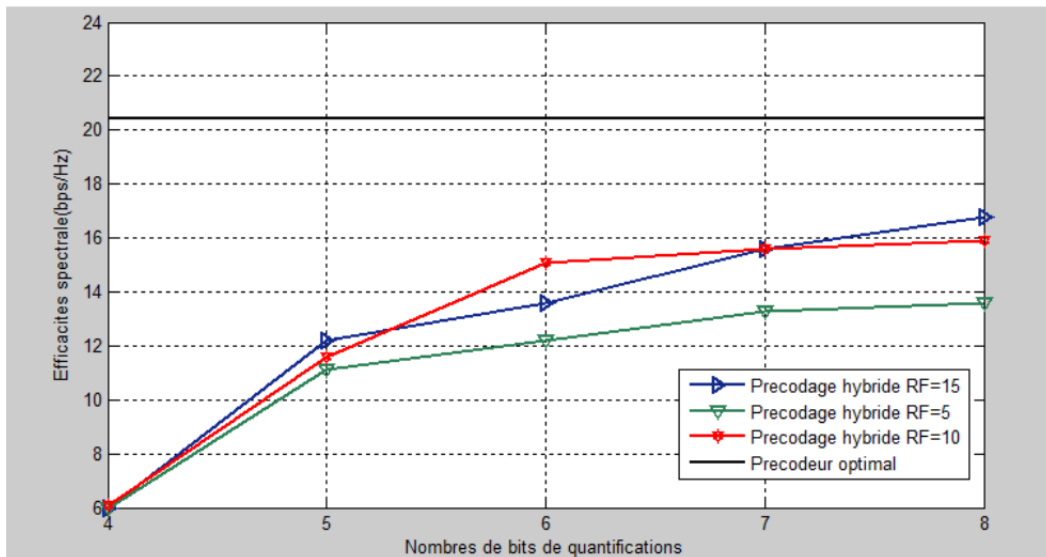


Fig. 5. Efficacité spectrale en fonction du bit de quantification

Les écarts entre le système de précodage hybride sans connaissance de l'état du canal à l'émission et celui du précodage numérique SVD avec parfaite connaissance du CSI (précodeur optimal) pour $NQ = 8$ sont :

- Environ 3 bps/Hz pour le cas $NRFBFS=15$ soit une performance atteinte à 88% par le précodeur hybride pour un nombre de traitement analogique plus faible
- Environ 4 bps /Hz pour le cas $NRFBFS=10$, ce qui représente 82.5% de performance atteinte par rapport à l'optimale.
- Environ 6 bps/Hz pour le cas $NRFBFS = 5$, ce qui représente 69% de la performance du précodeur numérique avec CSI.

En doublant le nombre de chaîne de traitement analogique le rapport est donc de l'ordre de 13%, en triplant cette valeur, le rapport est de 19 %.

L'écart entre deux valeurs de chaîne de traitement analogique $NRFBFS$ décroît au fur et à mesure quand ces valeurs augmentent. Entre $NRFBFS = 5$ et $NRFBFS = 10$, il y a un écart de 13 %, écart réduit de moitié entre $NRFBFS = 15$ et $NRFBFS = 10$, avec un écart de 5.5%.

Voyons maintenant la tendance sur l'augmentation du nombre de bits.

Dans la section B , en prenant comme hypothèse que l'état du canal était connu à l'émetteur, le précodeur hybride atteignait les performances du précodeur SVD quand $NQ = 6$.

Selon la figure 5 à partir de la valeur $NQ = 6$, un gain de performances peut être constaté pour les trois cas ($NRFBFS = 15, 10, 5$) :

- Quand $NRFBFS = 5$, entre $NQ = 6$ et $NQ = 7$ on constate encore un gain de performances de 1bps/Hz.
- Quand $NRFBFS = 10$, entre $NQ = 6$ et $NQ = 7$ on constate encore un gain de performances de 1bps/Hz.

D'après ces résultats, la performance est meilleure quand le nombre de bits de quantifications est égal à 7 pour le cas 1 et 6 pour le cas 2. Pour ces valeurs, le système sera moins complexe et la taille de la table de codage analogique contiendra deux à trois fois plus de valeurs pour atteindre une performance proche des cas moins complexes.

On peut donc en tirer la conclusion suivante : quand le nombre de traitement analogique est faible il est préférable que le nombre de bits de quantifications soit plus élevé. Le cas inverse n'est cependant pas valable. En effet, pour une valeur de bits de quantifications $NQ = 7$ quand $NBS = 128$, le fait de doubler le nombre de chaînes de traitement analogique au niveau de l'émetteur et du récepteur permet un gain de performances de l'ordre de 1 bits/s/Hz pour une complexité doublée.

G. Influence des paramètres N, K

Dans cette section, nous allons étudier le lien entre la valeur du nombre de précodeur K utilisé dans chaque étape de l'estimation du canal et la résolution N dictant le nombre de niveau S dans l'estimation adaptatif. La valeur de K définit le nombre de sous-rangées de AoA/AoD estimé pour chaque étape dans l'algorithme, et N définit la taille du dictionnaire dans laquelle les valeurs AoA /AoD sont prises. Pour cela, nous allons voir les performances obtenues pour chaque valeur de N et K choisies, avec comme valeur de référence le cas où une recherche exhaustive du canal est effectuée.

On définit par recherche exhaustive le cas où le nombre de vecteurs de beamforming utilisé pour sonder le canal est $K = \frac{N}{L_d}$.

Nous allons voir l'influence de la taille de la grille N sur les performances de l'estimation canal et sa relation avec le choix du paramètre K . La valeur de cette grille N définit le nombre d'étape S , mais aussi la résolution des angles d'arrivée et de départ. Dans le cas d'une recherche exhaustive, une valeur idéale serait de choisir $N=NBS$.

Pour un canal avec un seul trajet, la figure 6 représente les résultats obtenus quand $N=64, N=81$ et $N=125$ correspondants à $K=2, 3, 5$. On choisit $N=NBS = 64$ pour la recherche exhaustive. Le nombre de vecteur de beamforming K est donc aussi égal à 64 soit 2048 valeurs de SNR à comparer soit 2048 étapes à effectuer.

Cas 1 : $Ns=Ld=1$

Selon la figure 6, une valeur de K très faible par rapport à la recherche exhaustive avec $KLd = 64$, les performances atteintes sont acceptables avec un temps d'estimation réduit. Néanmoins réduire la valeur de K par rapport à celle utilisée dans la recherche exhaustive nécessite une augmentation de la taille de la grille choisie.

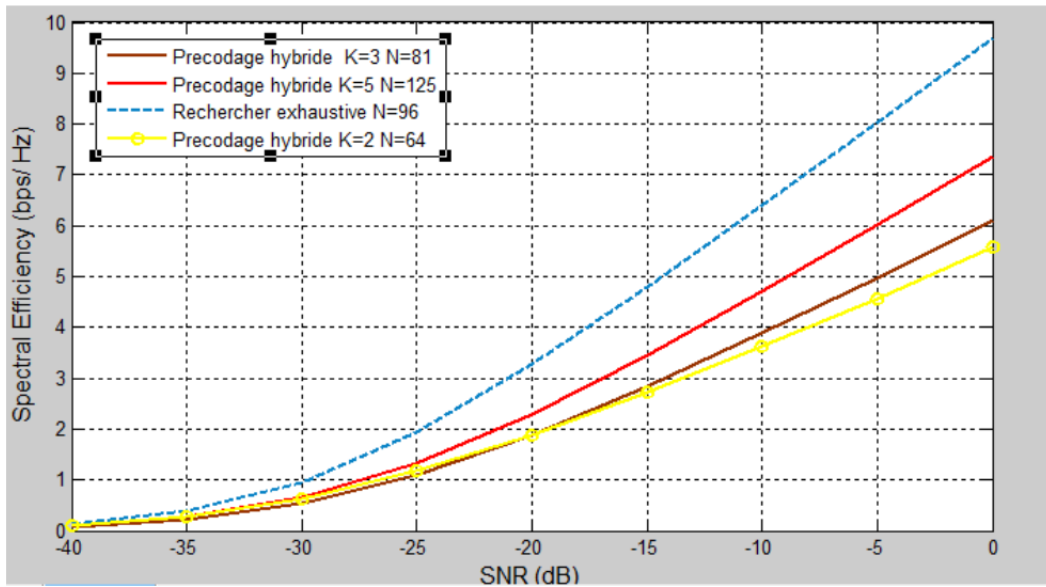


Fig. 6. Efficacité spectrale en fonction du SNR $Ns=Ld=1$

Interprétation :

- Quand $N=64$ $K=2$, la différence de performances est de l'ordre de 4bps/Hz
- Quand $N=81$ $K=3$, cette différence est de moins de 4 bps/Hz
- Quand $N=125$ $K=5$, la différence entre une recherche exhaustive est égale à 2bps/Hz.

Par rapport au nombre d'étape estimation avec $S = \log_K \frac{N}{L_d}$:

- Pour $N=64$ et $K=2$, l'estimation de canal est faite sur 6 niveaux avec 4 signaux dont le SNR est à estimer soit 24 étapes en tout
- Pour $N=81$ et $K=3$, l'estimation de canal est faite sur 4 niveaux avec 9 signaux dont le SNR est à estimer soit 36 étapes en tout
- Pour $N=125$ et $K=5$, l'estimation de canal est faite sur 3 niveaux avec 25 signaux dont le SNR est à estimer soit 75 étapes en tout

Pour le cas où $Ld=Ns =1$, l'algorithme adaptatif d'estimation de canal offre des performances acceptables par rapport à la recherche exhaustive avec un nombre d'étapes d'estimation très réduit.

Cas 2 : $Ns=Ld=2$

Dans la figure 7, la même comparaison est faite en choisissant cette fois ci $Ld=Ns=2$. Un premier constat est que la différence entre la recherche exhaustive et celle utilisant l'algorithme adaptatif de canal est réduite par rapport au cas 1. Ainsi pour $K=2$ et $N=128$, la différence de performance est de moins de 4bps/Hz, en augmentant la valeur de $K=3$ avec $N=162$, cette différence est réduite à moins de 2bps/Hz.

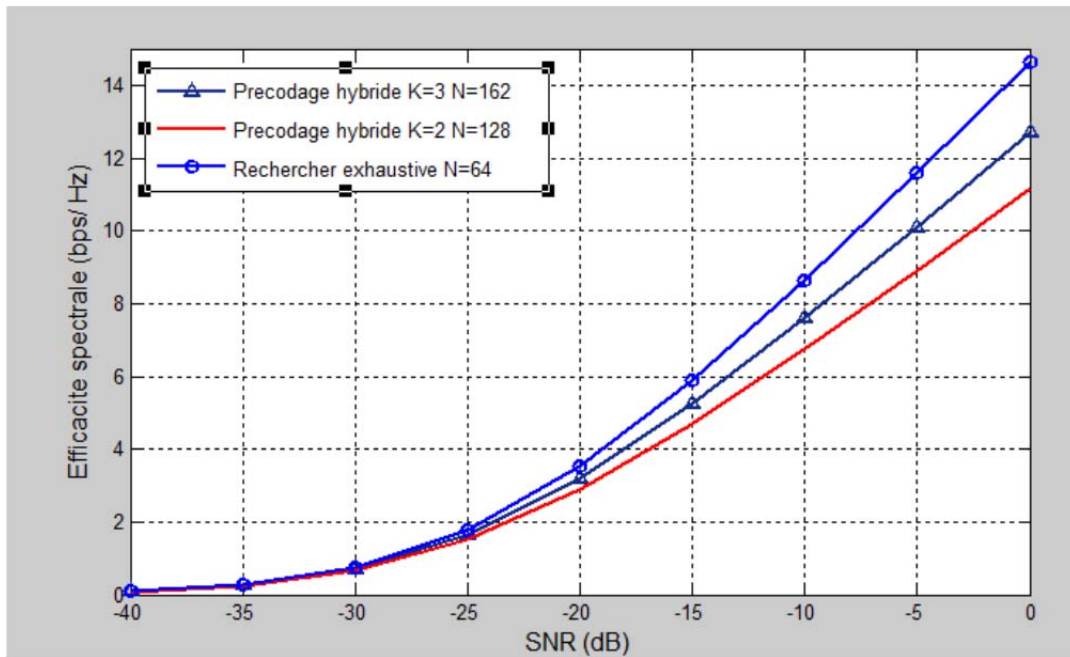


Fig. 7. Efficacité spectrale en fonction du SNR $Ns=Ld=2$

Par rapport au nombre d'étapes d'estimation :

- Pour $N=162$ et $K=3$, l'estimation de canal est faite sur 4 niveaux de 9 signaux dont le SNR est à estimer soit 36 étapes en tout
- Pour $N=128$ et $K=2$, l'estimation de canal est faite sur 6 niveaux de 4 signaux dont le SNR est à estimer soit 24 étapes en tout.

Cas 3 : $Ns=Ld=3$

Dans la figure 8, un troisième scénario est évalué pour le cas où le nombre de chemin à estimer est $Ns=Ld=3$.

Les résultats obtenus en termes de performances sont les suivants :

- Quand $K=2$ et $N=192$, la dégradation par rapport à la recherche exhaustive est réduite à moins de 1 bps/Hz
- Quand $K=2$, $N=96$ celle-ci est réduite à environ 3 bps/Hz

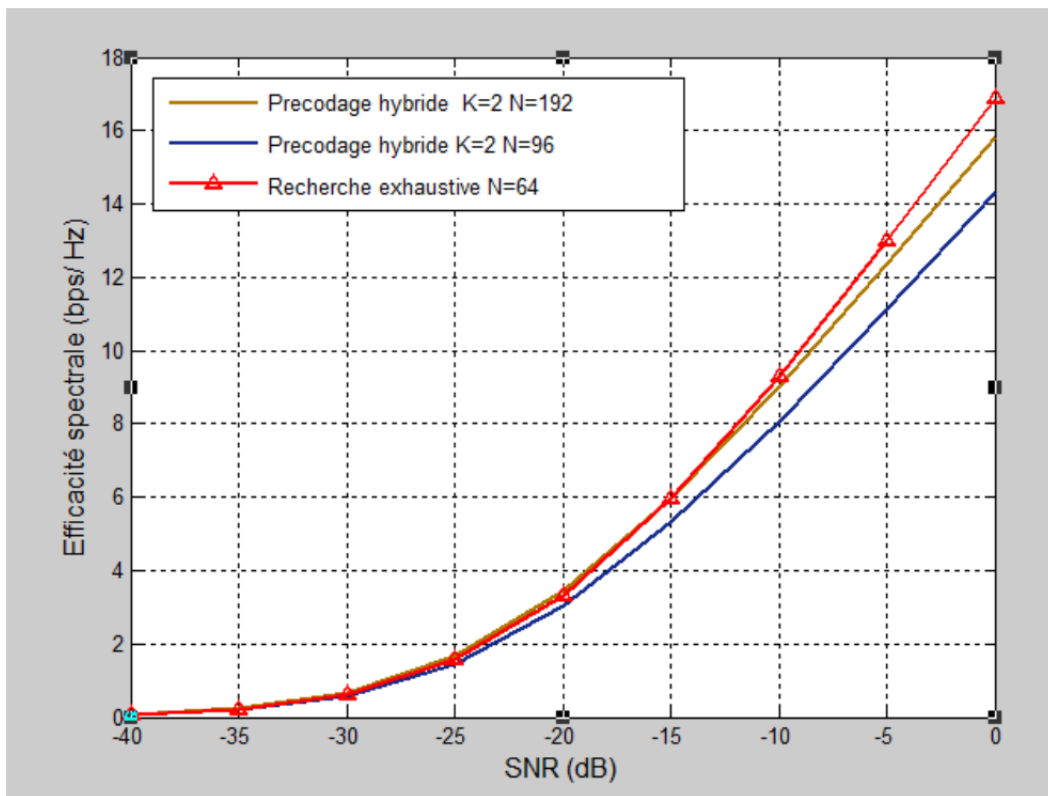


Figure 8 : Efficacité spectrale en fonction du SNR $N_s=Ld=3$

En regardant maintenant le nombre d'étapes requis, on a :

- Pour $N=192$ et $K=2$, l'estimation de canal est faite sur 6 niveaux avec 4 signaux dont le SNR est à estimer pour chacune de ces niveaux soit 24 étapes en tout
- Pour $N=96$ et $K=2$, l'estimation de canal est faite sur 5 niveaux avec 4 signaux dont le SNR est à estimer pour chacune de ces niveaux soit 20 étapes en tout

L'algorithme adaptatif d'estimation de canal n'atteint pas les mêmes performances que celles obtenues avec une recherche exhaustive de canal, cela est due au fait que le nombre d'étapes d'estimation de canal est très réduit dans cet algorithme adaptatif. De plus, un nombre réduit de vecteurs de beamforming ne permet donc pas de faire une estimation précise du canal. Néanmoins, selon les trois cas d'évaluation que nous avons vue précédemment, les performances offertes par l'algorithme d'estimation de canal n'en sont pas moins mauvaises, car les dégradations sont faibles avec une performance moyenne de l'ordre de 80% par rapport à la recherche exhaustive.

Quand le nombre de trajet à estimer dans le canal est faible, il est nécessaire d'utiliser une valeur de K plus élevée, la raison est qu'il est plus difficile de faire une estimation de canal quand le nombre de trajet est faible. Le choix de la résolution N et de la valeur de K est donc important lors de l'implémentation du précodeur hybride pour l'estimation de canal : plus les valeurs de N et K sont élevées plus l'estimation est précise donc offre une meilleure performance en termes d'efficacité spectrale. Des valeurs trop grandes de N et K pourraient cependant induire un temps d'estimation du canal important, ce qui masquerait le gain de performances obtenu.

H. Discussion

Dans cette étape d'évaluation, nous avons vu que le précodeur hybride offrait des performances équivalentes au précodeur numérique quand l'état du canal est connu à l'émission et que le nombre de bits de quantifications est suffisant. Quand l'étape d'estimation est nécessaire une perte de performances moyenne de 20% est néanmoins constatée. Les paramètres clés de la mise

en place de ce type de précodage étant la taille de la grille N , le nombre de bits de quantifications Q et la valeur de K . Les conclusions générales sur l'ensemble de la simulation sont les suivantes :

- Plus la taille de la grille N est élevée, plus le nombre de niveau d'estimation de canal est grand (la connaissance de l'état du canal est plus précise).
- La valeur du nombre de bits de quantification Q est un paramètre délimitant la performance du précodeur hybride.
- Et enfin le paramètre K a une influence directe sur le temps d'estimation de canal.

IV. CONCLUSION

Cet article nous a permis de faire une étude sur la mise en place d'un système de précodage hybride quand l'état du canal est connue et dans le cas contraire pour la mise en place de systèmes de communication mobile. Dans la conception du précodeur, nous avons d'abord modélisé le canal pour y introduire les caractéristiques de propagation des ondes millimétriques formant ainsi un canal multi trajet de nature parcimonieuse. Ce modèle nous a permis de formuler le problème de conception des matrices de précodage sous une forme d'optimisation de matrice parcimonieuse. Ainsi, l'algorithme choisi est l'OMP pour faire une optimisation de norme l_2 sur le résidu de la différence entre une matrice de précodage optimale et matrice de précodage hybride en question. Le même principe a été appliqué pour l'estimation de canal. Durant l'évaluation de performance, nous avons pu voir en appliquant l'algorithme OMP, qu'il est possible de concevoir un précodeur hybride ayant les mêmes performances que le précodeur numérique quand l'état du canal est connu à l'émission. Quand une étape d'estimation de canal est nécessaire, il y a cependant une dégradation de performances de 20% sur l'efficacité spectrale. Néanmoins, la performance atteinte par le précodeur hybride reste toujours acceptable. Durant la simulation, nous nous sommes restreint à évaluer les performances du précodeur ainsi conçu dans une liaison point à point en ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur en négligeant tous types d'interférences.

De ce fait, comme perspective, il serait intéressant dans les futures recherches de faire une étude dans le cas où plusieurs utilisateurs seraient à desservir en prenant ainsi en compte les interférences intra et inter-cellulaires.

REFERENCES

- [1] Mohamed Shehatta, "Etude des techniques de précodage pour des systèmes multiutilisateurs large MIMO en ondes millimétriques pour les futurs réseaux 5G", IETR, 28 juillet 2020
- [2] Robert W. Health Jr., Nuria Gonzalez-Prelcic, Sundeep Rangan, Wonil Roh, Akbar Sayeed "An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO systems", 9 Décembre 2015
- [3] Foad Sohrabi, Wei Yu, "Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna Arrays", 25 Janvier 2016
- [4] 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
- [5] Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus, Robert W. Health Jr, "Channel Estimation and Hybrid Precoding for millimeter Wave Cellular System", 29 Janvier 2014
- [6] Marco F. Duarte , Yonina C. Eldar , Senior Member "Structure Compressed Sensing from Theory to Applications", 28 Jul 2011
- [7] Sujit Kumar Sahoo, "Sparse Signal Processing and Compressed Sensing Recovery", 2013
- [8] Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus, Robert W. Health Jr, "Channel Estimation and Hybrid Precoding for millimeter Wave Cellular System", 29 Janvier 2014.