

Méthode de transmission robuste au partage imparfait de l'information de canal entre transmetteurs

Antonio BAZCO^{1,2}, Paul DE KERRET², David GESBERT², Nicolas GRESSET¹

¹Mitsubishi Electric R&D Centre Europe (MERCE),
1, allée de Beaulieu, Rennes, France

²Département Systèmes de Communication, EURECOM,
Campus SophiaTech, 450 Route des Chappes, Biot, France

{bazco,dekerret,gesbert}@eurecom.fr
n.gresset@fr.mercede.mee.com

Résumé – La transmission* dans un canal sans-fil de type *broadcast* avec K utilisateurs est étudiée dans le cas d'une transmission conjointe depuis K transmetteurs disposant chacun d'une information de canal imparfaite, propre à chaque transmetteur. Cette configuration peut par exemple modéliser une transmission depuis plusieurs transmetteurs de données ayant été pré-cachés. Dans cette configuration, une importante perte de performance suite à l'inconsistance des estimations de canal aux différents transmetteurs a été récemment mise en évidence. Dans ce travail, considérant les performances à haut rapport signal-à-bruit, une nouvelle méthode de transmission permettant de mitiger considérablement l'impact de ces inconsistances entre transmetteurs est proposée. Ses éléments constitutifs clés sont (i) une nouvelle méthode de précodage ainsi que (ii) une nouvelle méthode de combinaison de différents modes de transmission permettant de retransmettre les interférences tout en maximisant le débit.

Abstract – In this work* we study the K -users MISO Broadcast Channel scenario under the so-called Distributed CSIT configuration, where each transmitter has a possibly different channel state estimate. Recently, the inconsistencies between the estimates at the different transmitters have been shown to lead to a significant performance's loss. Considering the high-SNR regime, we develop a new transmission scheme that reduces the effect of these mismatches, based on (i) a new precoding scheme as well as on (ii) a new method of combining different transmissions schemes to resolve the interference generated by retransmission of the interference while maximizing the data rate.

1 Introduction

La coopération entre transmetteurs (TXs) a été reconvenue comme une des méthodes les plus importantes pour l'amélioration du débit dans les réseaux cellulaires. En effet, une multiplication de la capacité proportionnelle au nombre d'antennes au transmetteur est atteignable dans les transmissions avec récepteurs multiples. Cependant, ce gain est conditionné à l'obtention d'une *information de l'état du canal* (CSI) précise au TX [1]. Obtenir parfaitement cette information au TX est impossible dans de nombreux scénarios, en particulier à cause du délai introduit. En conséquence, la transmission sur la base d'une information de canal imparfaite a été largement étudiée lors des dix dernières années (voir par exemple [2] et ses références).

Néanmoins, le développement de la coopération entre TXs, ainsi que la croissance des réseaux ayant une architecture de plus en plus dense, flexible et hétérogène, amène à s'écarter du modèle *centralisé* avec une *seule* estimation

imparfaite mais parfaitement partagée par tous les TXs, pour se tourner vers un modèle d'information de canal distribuée où chaque TX obtient une information de canal différente, potentiellement de qualité différente [3].

Dans ce travail, nous nous concentrons donc sur un scénario où K TXs servent conjointement K utilisateurs dans le cadre d'une information de canal distribuée, chaque TX recevant sa propre, possiblement différente, estimation du canal multi-utilisateur. Des méthodes de transmissions robustes ont été proposées dans le cadre de TXs massifs [4] ou pour certaines structures spécifiques d'information de canal [5]. Le nombre de degrés-de-liberté (DoF) (gain de multiplexage ou facteur pré-logarithmique) a été étudié dans [3] et il a été mis en évidence l'importance de prendre en considération la structure distribuée de l'information de canal, sous peine d'une importante perte de performance. Le DoF de ce canal multi-utilisateur avec information centralisée a été récemment obtenu dans [6].

Dans [3], il a été mis en évidence comment améliorer de manière optimale le DoF dans le cas de 2 utilisateurs. Récemment, une nouvelle méthode de transmission permettant d'atteindre le DoF maximal dans certaines configurations de « faible CSIT » a été développée dans [7].

*D. Gesbert et P. de Kerret sont soutenus par l'European Research Council sous le programme de recherche et d'innovation de l'Union européenne Horizon 2020 (Accord no. 670896).

Cette méthode repose sur l'estimation par le TX le plus informé des interférences générées.

Notre contribution principale dans ce papier consiste en l'extension de l'approche de [7] à des configurations arbitraires d'information de canal, et non plus seulement d'« information de canal faible ». Pour cela, un résultat intermédiaire est l'extension du précodage Actif-Passif de [3] (AP-ZF) à un nombre arbitraire de TXs actifs et passifs. Le schéma de transmission proposé permet ainsi de rendre les transmissions plus résistantes à une information de canal imparfaitement partagée par les TXs, et ouvre la porte vers de nouvelles méthodes de transmission pour les réseaux du futur.

2 Description du scénario

2.1 Modèle de transmission

Nous étudions ensuite une transmission sans-fil où K TXs servent conjointement K récepteurs (RXs) et où les TXs et les RXs n'ont qu'une seule antenne chacun. De plus, nous considérons que les RXs ont une information parfaite du canal multi-utilisateur. Cette hypothèse est discutée plus en détail dans la version étendue [8]. Le signal reçu au i -ième RX peut être écrit comme suit :

$$y_i = \mathbf{h}_i^H \mathbf{x} + z_i \quad (1)$$

où $\mathbf{h}_i^H \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ est le canal vers le RX i , $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^K$ est le signal multi-utilisateur transmis, et $z_i \in \mathbb{C}$ est le bruit additif au RX i , distribué comme $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$. De plus nous définissons le canal multi-utilisateur $\mathbf{H} \triangleq [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K]^H \in \mathbb{C}^{K \times K}$. Le canal est distribué à partir d'une distribution générique de telle sorte que toutes les matrices de canal et leurs sous-matrices sont presque sûrement de rang plein. Nous définissons aussi $\mathcal{K} \triangleq \{1, \dots, K\}$.

2.2 Information de canal distribuée

Dans le cas d'une information de canal distribuée, le TX j reçoit l'estimation $\hat{\mathbf{H}}^{(j)}$ donnée par

$$\hat{\mathbf{H}}^{(j)} = \mathbf{H} + \sqrt{P - \alpha^{(j)}} \mathbf{\Delta}^{(j)}, \quad (2)$$

où $\mathbf{\Delta}^{(j)}$ est une variable aléatoire de moyenne nulle et de matrice de covariance bornée et $\alpha^{(j)} \in \mathbb{R}$ est appelé le *coefficient de qualité d'information de canal* au TX j et prend ses valeurs entre $[0, 1]$. Intuitivement, $\alpha^{(j)} = 0$ correspond à une information de canal inexploitable, tandis que $\alpha^{(j)} = 1$ correspond à une information de canal « parfaite » en terme de DoF [1, 6]. Le TX j calcule ses coefficients de précodage à partir de $\hat{\mathbf{H}}^{(j)}$ sans avoir la possibilité d'échanger d'autres informations avec les autres TXs.

La distribution de l'information de canal est représentée par le vecteur $\boldsymbol{\alpha} \in \mathbb{R}^K$ regroupant les coefficients de qualité d'information de canal :

$$\boldsymbol{\alpha} \triangleq [\alpha^{(1)}, \dots, \alpha^{(K)}]^T. \quad (3)$$

Sans perte de généralité, nous assumons de plus que les TXs sont ordonnés de telle sorte que

$$1 \geq \alpha^{(1)} \geq \alpha^{(2)} \geq \dots \geq \alpha^{(K)} \geq 0. \quad (4)$$

2.3 Analyse du degrés-de-liberté

Soit $\mathcal{C}(P, \boldsymbol{\alpha})$ la capacité totale du canal de diffusion MISO avec information de canal distribuée que nous considérons. Le DoF total est ainsi défini par

$$\text{DoF}^{\text{DCSI}}(\boldsymbol{\alpha}) \triangleq \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{C}(P, \boldsymbol{\alpha})}{\log_2(P)}. \quad (5)$$

3 Résultat principal

Notre résultat principal consiste en la présentation d'une nouvelle méthode de transmission permettant de montrer le résultat théorique suivant.

Théorème 1. *Le DoF optimal est supérieur ou égal à $\text{DoF}^{\text{APZF}}(\boldsymbol{\alpha})$, obtenu en résolvant le problème linéaire :*

$$\text{DoF}^{\text{APZF}}(\boldsymbol{\alpha}) = \max_{\{\gamma_n | n \in \mathcal{K}\}} \sum_{n=1}^{K-1} \gamma_n (\text{DoF}_n + \text{DoF}_n^{\text{BC}+} - \text{DoF}_n^{\text{BC}-})$$

$$\text{soumis à} \quad \sum_{n=1}^{K-1} \gamma_n = 1, \quad \gamma_n \geq 0, \quad \forall n \in \mathcal{K}, \quad (6)$$

$$\sum_{n=1}^{K-1} \gamma_n (\text{DoF}_n^{\text{BC}+} - \text{DoF}_n^{\text{BC}-}) \geq 0,$$

où nous avons défini

$$\text{DoF}_n \triangleq K(K-n)\alpha^{(n)}, \quad (7)$$

$$\text{DoF}_n^{\text{BC}+} \triangleq (1 - \alpha^{(n)}), \quad (8)$$

$$\text{DoF}_n^{\text{BC}-} \triangleq K(K-n-1)\alpha^{(n)}. \quad (9)$$

De manière intéressante, l'objectif peut être simplifié comme suit :

$$\text{DoF}_n + \text{DoF}_n^{\text{BC}+} - \text{DoF}_n^{\text{BC}-} = 1 + (K-1)\alpha^{(n)}, \quad (10)$$

où il est possible de reconnaître dans le terme de droite le DoF obtenu dans un canal de broadcast avec K utilisateurs et une information centralisée de qualité $\alpha^{(n)}$ [6].

La méthode de transmission utilisée dans le théorème consiste en $K-1$ étapes où γ_n est la portion de temps allouée à la n -ième étape. La n -ième étape est décrite dans la Section 4 alors que la combinaison de ces étapes pour obtenir le schéma total est décrite dans la Section 5. Intuitivement, cette n -ième étape est fondée sur le précodage Actif-Passif avec n TXs actifs. Au cours de cette phase, $\text{DoF}_n \log_2(P)$ bits (privés) sont transmis pour être décodés à un utilisateur spécifique alors que $\text{DoF}_n^{\text{BC}+} \log_2(P)$ bits (communs) sont transmis pour être décodés à tous les utilisateurs, et qu'une condition nécessaire pour décoder les symboles privés est le décodage de $\text{DoF}_n^{\text{BC}-} \log_2(P)$ bits (communs) à tous les utilisateurs.

Observation 1. La dénomination « privé » est en opposition à la dénomination « commun » pour dénoter des bits destinés à un seul utilisateur et ne fait pas référence à des contraintes de sécurité ou de confidentialité. \square

Corollaire 1. Soient les m premiers TXs ayant la même précision $\alpha^{(1)} = \dots = \alpha^{(m)}$, avec $m \leq K - 1$. Si $\alpha^{(1)}$ satisfait

$$\alpha^{(1)} \leq \frac{1}{1 + K(K - (m + 1))}, \quad (11)$$

alors $\text{DoF}^{\text{APZF}}(\boldsymbol{\alpha})$ est égal au DoF de la configuration centralisée [6] avec qualité $\alpha^{(1)}$:

$$\text{DoF}^{\text{APZF}}(\boldsymbol{\alpha}) = 1 + (K - 1)\alpha^{(1)}. \quad (12)$$

Ainsi, avec seulement m TXs ayant une estimation de canal de qualité $\alpha^{(1)}$, il est possible d'atteindre le même DoF que si tous les TXs partagent cette estimation.

Fig. 1 présente le DoF atteint pour $K=4$ TXs et $m=2$ TXs ayant un coefficient de qualité d'information de canal égal à $\alpha^{(1)}$ (Cf. Corollaire 1). Comparant le DoF obtenu avec le DoF de la configuration centralisé pour différentes valeurs de $\alpha^{(3)}$, on peut observer que le schéma proposé exploite efficacement l'amélioration de $\alpha^{(3)}$.

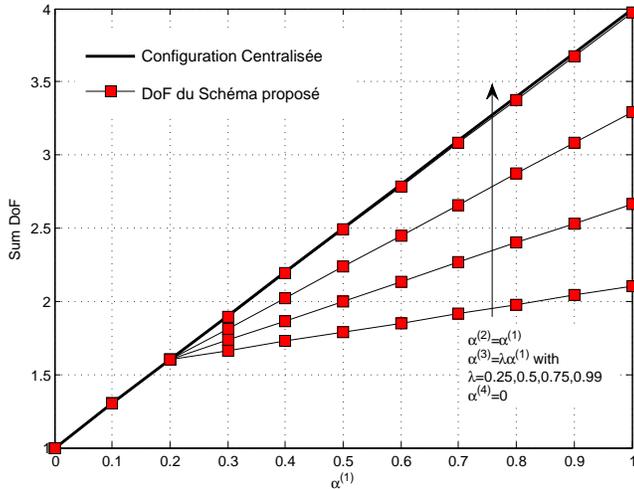


FIGURE 1: DoF du scénario avec $K = 4$ et $m = 2$, de telle sorte que $\alpha^{(1)} = \alpha^{(2)}$, pour différentes valeurs de $\alpha^{(3)}$.

4 Étape n : Transmission avec n TXs actifs

Nous décrivons maintenant le schéma de transmission durant l'étape n , laquelle occupe un pourcentage du temps γ_n . Elle repose sur un nouveau précodage Actif-Passif avec n TXs actifs.

Dans ce schéma, $K - n$ symboles (privés) ayant chacun un débit de $\alpha^{(n)} \log_2(P)$ bits sont transmis à chaque utilisateur et nous désignons par $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{K-n}$ le vecteur contenant ces $K - n$ symboles destinés à RX k . Considérant

les K utilisateurs, cela donne au total $\text{DoF}_n = K(K - n)\alpha^{(n)} \log_2(P)$ bits. De plus, un symbole (commun), $\mathbf{s}_{\text{BC}} \in \mathbb{C}$, de débit $(1 - \alpha^{(n)}) \log_2(P)$ bits est transmis par TX 1 et doit être décodé par tous les utilisateurs. Le signal transmis $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^K$ est donné par :

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \sqrt{P - P\alpha^{(n)}} \\ \mathbf{0}_{K-1 \times 1} \end{bmatrix} \mathbf{s}_{\text{BC}} + \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P\alpha^{(n)}}{K}} \mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n} \mathbf{s}_k, \quad (13)$$

où $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n}$ est le précodeur APZF pour RX k avec les n premières TXs actifs, décrit ci-dessous.

4.1 Précodeur Actif-Passif

Le précodeur est calculé distributivement à chaque TX de telle sorte que le précodeur effectivement utilisé pour former le signal transmis \mathbf{x} est décomposé comme :

$$\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1^H \mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{e}_K^H \mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(K)} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

où $\mathbf{e}_j \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ est la j -ième colonne de la matrice identité \mathbf{I}_K , et $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)}$ est le précodeur calculé par le TX j .

Nous décrivons maintenant le calcul effectué par le TX j du précodeur $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)}$. Soit $\mathbf{T}_k^{\text{A}_n(j)} \in \mathbb{C}^{n \times K-n}$ le précodeur estimé au TX j correspondant aux n TXs actifs, et $\mathbf{T}^{\text{P}_n} \in \mathbb{C}^{(K-n) \times (K-n)}$ celui correspondant aux $K - n$ TXs passifs. Dès lors,

$$\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)} = \lambda^{\text{APZF}_n} \begin{bmatrix} \mathbf{T}_k^{\text{A}_n(j)} \\ \mathbf{T}^{\text{P}_n} \end{bmatrix} \quad (15)$$

où λ^{APZF_n} est une constante choisie pour satisfaire la contrainte moyenne $\mathbb{E}[\|\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)}\|_{\text{F}}^2] = 1$, et \mathbf{T}^{P_n} est une matrice inversible connue par tous les TXs.

De manière à facilement donner l'expression de $\mathbf{T}_k^{\text{A}_n(j)}$, nous commençons par définir $\mathbf{H}_{\text{A}_n}^{(j)}$ (resp. $\mathbf{H}_{\text{P}_n}^{(j)}$) comme le canal estimé au TX j depuis les TXs actifs (resp. passifs) vers les RXs $\in \mathcal{S}_k$, où

$$\mathcal{S}_k \triangleq \{k + 1 \pmod{K}, \dots, k + n \pmod{K}\}, \quad (16)$$

c'est-à-dire :

$$\mathbf{H}_{\text{A}_n}^{(j)} \triangleq \mathbf{H}_{\mathcal{S}_k, 1:n}^{(j)}, \quad (17)$$

$$\mathbf{H}_{\text{P}_n}^{(j)} \triangleq \mathbf{H}_{\mathcal{S}_k, n+1:K}^{(j)}. \quad (18)$$

Le précodeur actif $\mathbf{T}_k^{\text{A}_n(j)}$ est alors calculé comme

$$\mathbf{T}_k^{\text{A}_n(j)} = -(\hat{\mathbf{H}}_{\text{A}_n}^{(j)})^H \left(\hat{\mathbf{H}}_{\text{A}_n}^{(j)} (\hat{\mathbf{H}}_{\text{A}_n}^{(j)})^H + \frac{\mathbf{I}_n}{P\alpha^{(n)}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{\text{P}_n}^{(j)} \mathbf{T}^{\text{P}_n} \quad (19)$$

Observation 2. L'ensemble \mathcal{S}_k ($|\mathcal{S}_k| = n$) contient les indices des RXs auxquels les interférences ont été atténuées par $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)}$. En effet, chaque vecteur de précodage de la matrice $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n(j)}$ a n coefficients pouvant être optimisés – correspondant aux n TXs actifs – de telle sorte que l'utilisation de résultats classiques d'algèbre linéaire met en évidence la possibilité d'émettre orthogonalement à un espace de dimension inférieure ou égale à n . \square

4.2 Signal reçu, estimation et quantification de l'interférence

Le signal reçu par RX i est donné par :

$$y_i = \mathbf{h}_i^H \sqrt{P - P\alpha^{(n)}} \mathbf{s}_{\text{BC}} + \sum_{k=1, i \notin \mathcal{S}_k}^K \mathbf{h}_i^H \sqrt{\frac{P\alpha^{(n)}}{K}} \mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n} \mathbf{s}_k + \underbrace{\sum_{k=1, i \in \mathcal{S}_k}^K \mathbf{h}_i^H \sqrt{\frac{P\alpha^{(n)}}{K}} \mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n} \mathbf{s}_k}_{P^0}. \quad (20)$$

La dernière somme de (20) a une puissance de l'ordre de grandeur de P^0 grâce à l'atténuation des interférences suite au précodage Actif-Passif. En effet, il est montré dans la version étendue [8, Lemma 3] que le précodage Actif-Passif permet de réduire la puissance des interférences par $P^{-\alpha_n}$ pour les n utilisateurs concernés. En revanche, RX i reçoit des interférence sans atténuation de la part des précodeurs $\mathbf{T}_k^{\text{APZF}_n}$ lorsque i n'appartient pas à \mathcal{S}_k .

TX 1 étant le TX le plus informé, il peut estimer l'interférence générée. TX 1 quantifie ensuite l'interférence estimée avec $\alpha^{(n)} \log_2(P)$ bits de manière à créer un bruit de quantification négligeable, et transmet ces bits à travers des symboles « communs » pour permettre le décodage aux RXs. Ceci est réalisé pour chacun des termes d'interférence non-atténués à chacun des récepteurs, ce qui donne donc au total $K(K - n - 1)\alpha^{(n)} \log_2(P)$ bits à retransmettre.

Si RX i obtient une version quantifiée des interférences non-atténuées, il peut alors les soustraire. De plus, les $K - n - 1$ termes d'interférences issus des symboles \mathbf{s}_i , et ayant été aussi retransmis, procurent des observations supplémentaires (selon le principe présenté dans [9]) et lui permettent de décoder ses données privées.

5 Combinaison des $K - 1$ étapes

Le schéma final combine les $K - 1$ étapes en optimisant le temps alloué à chaque étape de manière à maximiser le DoF atteint. La combinaison de plusieurs étapes est nécessaire pour retransmettre les informations générées lors d'une autre étape lorsque celle-ci génère plus d'interférence qu'elle n'en transmet, i.e., lorsque

$$\text{DoF}_n + \text{DoF}_n^{\text{BC}^+} < 0. \quad (21)$$

Durant l'étape $K - 1$, les interférences sont atténuées à tous les utilisateurs de telle sorte que cette étape ne nécessite aucune retransmission. L'étape $K - 1$ permet donc de retransmettre les interférences, ce qui garantit l'existence d'une solution. La contrainte (7) représente le fait que le DoF est atteint à la condition que toutes les interférences de l'étape en question aient pu être transmises.

6 Conclusion

Considérant un canal sans-fil avec information de canal distribuée aux TXs, nous avons présenté une nouvelle méthode de transmission avec la particularité que la méthode de transmission à un TX dépend de la configuration d'information de canal aux autres TXs. De plus, la connaissance plus précise du canal à certains TXs est exploitée à travers la transmission de termes correctifs permettant aux utilisateurs de supprimer les interférences reçues. La méthode de transmission proposée réduit substantiellement la perte de performance résultant de la configuration distribuée de l'information de canal et ouvre les portes à de nouvelles méthodes de précodage robustes.

Références

- [1] N. Jindal, "MIMO Broadcast Channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045–5060, Nov. 2006.
- [2] G. Caire, N. Jindal, and S. Shamai (Shitz), "On the required accuracy of transmitter channel state information in multiple antenna Broadcast Channels," in *Proc. IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC)*, 2007.
- [3] P. de Kerret and D. Gesbert, "Degrees of freedom of the network MIMO channel with distributed CSI," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 11, pp. 6806–6824, Nov. 2012.
- [4] Q. Li, P. de Kerret, D. Gesbert, and N. Gresset, "Robust regularized ZF in decentralized Broadcast Channel with correlated CSI noise," in *Proc. Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, 2015.
- [5] R. Fritzsche and G. Fettweis, "Distributed robust sum rate maximization in cooperative cellular networks," in *Proc. IEEE Workshop on Cooperative and Cognitive Mobile Networks (CoCoNet)*, 2013.
- [6] A. G. Davoodi and S. A. Jafar, "Aligned image sets under channel uncertainty : Settling conjectures on the collapse of Degrees of Freedom under finite precision CSIT," *IEEE Trans. Inf. Theo.*, vol. 62, no. 10, pp. 5603–5618, Oct. 2016.
- [7] P. de Kerret and D. Gesbert, "Network MIMO : Transmitters with no CSI Can Still be Very Useful," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, 2016.
- [8] —, "DoF-robust strategies for the K-user distributed Broadcast Channel with weak CSI," 2016. [Online]. Available : <https://arxiv.org/abs/1601.07399>
- [9] M. Maddah-Ali and D. Tse, "Completely stale transmitter channel state information is still very useful," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 7, pp. 4418–4431, Jul. 2012.