

Compromis diversité-multiplexage pour un protocole de relayage de type DF

Nassar KSAIRI¹, Philippe CIBLAT², Pascal BIANCHI², Walid HACHEM²

¹Supélec, Gif sur Yvette, France

²ENST & CNRS LTCI, Paris, France

nassar.ksairi@supelec.fr, philippe.ciblat@telecom-paristech.fr
pascal.bianchi@telecom-paristech.fr, walid.hachem@telecom-paristech.fr

Résumé – Nous nous intéressons à l'étude théorique d'un protocole de relayage appelé DoQF introduit récemment dans la littérature. Il est classique d'étudier les protocoles de relayage entre eux par le calcul théorique de leur compromis gain de diversité-gain de multiplexage. Ceci a été fait pour les protocoles NAF, DF et DDF mais pas pour le protocole DoQF. Ce papier comble ce manque. Nous calculons analytiquement le compromis gain de multiplexage-gain de diversité pour le protocole DoQF. Ceci nous permet d'examiner les mérites respectifs entre ce protocole et d'autres protocoles classiques de type NAF ou DF. Nous montrons en particulier que le DoQF est le meilleur protocole statique au sens du compromis gain de diversité-gain de multiplexage.

Abstract – We study the Diversity-Multiplexing Tradeoff (DMT) of a novel Decode or Quantize and Forward (DoQF) protocol for the half duplex single relay channel. It is well-known that the so-called Dynamic Decode and Forward (DDF) achieves the Multiple-Input-Single-Output (MISO) bound in the range of multiplexing gains $r < 0.5$. But to the best of our knowledge, no practical coding scheme allows the implementation of the DDF, so that it essentially remains a theoretical protocol. On the opposite, the proposed DoQF protocol is based on a practical static coding-decoding strategy. Our results show that the DoQF achieves the MISO bound in the range of multiplexing gains $r < 0.25$. This makes the DoQF the only static protocol that achieves the MISO upperbound without any feedback link between nodes.

1 Introduction

Les techniques de coopération entre nœuds d'un système de communication sans fil permettent de combattre les évanouissements des canaux et d'améliorer ainsi la *diversité* globale du système. Comme autre critère de performance d'un système, le gain de *multiplexage*, également appelé nombre de degrés de liberté, joue aussi un rôle central puisque directement lié au débit du système. Depuis le papier de Zheng et Tse [1], il est connu qu'il existe un compromis fondamental entre ces deux notions de diversité et de multiplexage. Dans la littérature, ce compromis permet de classer les codes spatio-temporels entre eux dans un contexte MIMO, ou bien les techniques de relayage entre elles dans le contexte qui nous intéresse. Comme technique de relayage pour des relais qui n'émettent pas en même temps qu'ils reçoivent, on peut songer aux « Decode and Forward » (DF), « Decode or Quantized and Forward » (DoQF), « Dynamic Decode and Forward » (DDF), « Amplify and Forward » (AF) et « Compress and Forward » (CF). Tous ces schémas de relayage (avec N relais) ont un compromis gain de diversité-gain de multiplexage¹ dominé par le DMT d'un système MISO à $(N + 1)$ entrées donné par $d_{\text{MISO}}(r) = (N + 1)(1 - r)^+$ avec $(\bullet)^+ = \max(0, \bullet)$, r le gain de multiplexage et $d_{\text{MISO}}(r)$ la diversité associée. La notation $f(\rho) \doteq \rho^d$ signifie que le rapport $\log f(\rho) / \log(\rho)$ tend vers d lorsque ρ tend vers l'infini.

Les DMTs de différentes versions des schémas de relayage

AF, tels le *Non orthogonal Amplify and Forward* (NAF) proposé dans [2] et le *Slotted Amplify and Forward* (SAF) proposé dans [3], ont déjà été calculés. Concernant l'approche par décodage de l'information au niveau du relais, le calcul du DMT pour le fameux *Dynamic Decode and Forward* se trouve dans [4]. Pour le DF traditionnel, c'est-à-dire, statique, le DMT du DF orthogonal est disponible dans [5]. Rappelons que, dans le DF orthogonal, la source s'abstient d'émettre lorsque le relais émet ce qui induit une perte importante en gain de multiplexage. Pour le DF non orthogonal, tel que décrit par [6], pendant que le relais émet l'information décodée de la source émise à la trame précédente, la source continue à émettre de l'information reçue alors que par la seule destination. Ceci permet d'obtenir un gain de multiplexage maximal plus important que dans le DF orthogonal. De plus, dans le cadre du DF non-orthogonal, il a été proposé de permettre au relais d'avoir une période d'écoute de durée différente de la période de rémission [7]. Le DMT associé à ce protocole DF non orthogonal (dénommé dans la suite NoDF) a été calculé dans [8]. En revanche, le DMT du protocole *Decode or Quantized and Forward* (DoQF), récemment introduit par nos soins dans [9], n'a pas été calculé dans la littérature. La contribution de ce papier est de combler ce manque.

Ce papier est organisé comme suit : dans la section 2, nous présentons précisément le protocole DoQF. Dans la section 3, nous donnons l'expression du DMT pour le DoQF avec quelques indications sur la preuve. Enfin, dans la section 4, nous illustrons numériquement nos résultats et montrons notamment que le DMT du DoQF surpasse les DMTs des autres protocoles statiques existants.

¹désigné dans la suite par DMT (Diversity-Multiplexing gains Trade-off)

Ce travail a été soutenu financièrement par le projet collaboratif URC (Urban Planning for Radio Communications) du pôle de compétitivité System@tic Paris-Région.

2 Protocole DoQF

Nous considérons un canal avec une source (nœud 0), un destinataire (nœud 2) et un unique relais (nœud 1). La source souhaite transmettre de l'information au destinataire au taux de R nats par utilisation de canal avec l'aide du relais. A cette fin, la source dispose d'une trame de longueur T et d'un dictionnaire de $\lfloor e^{RT} \rfloor$ vecteurs indépendants gaussiens. Chaque vecteur gaussien est lui-même composé de composantes indépendantes entre elles. Chaque composante est une variable gaussienne à valeurs complexes, circulaire, de moyenne nulle et de variance 1 par dimension complexe et suit donc la loi $\mathcal{CN}(0, 1)$. Le lien radio entre les différents nœuds du réseau sont des canaux de Rayleigh indépendants. Nous noterons par $H_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ la variable aléatoire complexe représentant le lien radio entre les nœuds i et j . Le gain de ce canal sera noté $G_{ij} = |H_{ij}|^2$.

Le mot de code X_0 transmis par la source durant la trame de durée T est partitionné en deux morceaux. Ainsi $X_0 = [X_{00}^T, X_{01}^T]^T$ où X_{00} et X_{01} sont de durées respectives t_0T et t_1T avec $t_0 + t_1 = 1$ et où $(\bullet)^T$ désigne la transposition. Le relais écoute le message de la source durant une durée t_0T . A la fin de cette période, dénommée trame '0', le signal de durée t_0T reçu par le relais s'écrit

$$Y_{10} = \sqrt{\rho}H_{01}X_{00} + V_{10}, \quad (1)$$

où ρ représente le Rapport Signal-à-Bruit (RSB) et V_{10} le bruit de loi $\mathcal{CN}(0, 1)$.

Entre l'instant t_0T et T , dénommée trame '1', la source émet X_{01} . Nous rappelons que, pour le protocole NoDF, le relais émet X_{11} s'il a réussi à le décoder à partir de Y_{10} sinon il reste silencieux. X_{11} est également un mot de code gaussien indépendant des autres mots codes précédemment introduits mais contenant l'information de la source. Pour le protocole DoQF, le relais ne va pas rester silencieux lorsqu'il n'a pas réussi à décoder le mot de code émis par la source mais va émettre une version quantifiée du signal reçu de la manière suivante :

a) *Quantification* : on notera par \tilde{Y}_{10} une version quantifiée du signal reçu Y_{10} . Nous rappelons que les composantes du vecteur Y_{10} , au nombre de t_0T , sont indépendantes entre elles et de loi $\mathcal{CN}(0, \rho G_{01} + 1)$. Si Δ^2 est la distorsion désirée composante par composante entre le vecteur reçu et le vecteur quantifié, alors

$$\mathbb{E}[|\tilde{Y}_{10}(n) - Y_{10}(n)|^2] \leq \Delta^2.$$

Sous l'hypothèse que

$$\rho G_{01} + 1 > \Delta^2, \quad (2)$$

et grâce au théorème du taux de distorsion, le vecteur quantifié \tilde{Y}_{10} peut être représenté à travers un ensemble de $\lfloor e^{Qt_0T} \rfloor$ mots de codes gaussiens indépendants de distribution $\mathcal{CN}(0, (\rho G_{01} + 1 - \Delta^2)\mathbf{I}_{t_0T})$ pour peu que

$$Q > \ln \left(\frac{\rho G_{01} + 1}{\Delta^2} \right) (> 0). \quad (3)$$

Le paramètre Q peut être interprété comme le nombre de nats utilisé pour quantifier une composante du vecteur Y_{10} . Ce paramètre doit être choisi de telle manière à satisfaire l'équation (3). Comme le terme de gauche de l'équation (2) dépend de gain du canal G_{01} , il semble impossible à première vue de

construire un quantificateur qui fonctionne quelque soit l'état du canal. Néanmoins, comme l'étape de quantification n'aura lieu que lorsque le relais échoue le décodage, c'est-à-dire, que $t_0 \ln(1 + \rho G_{01}) \leq R$. Ainsi, en choisissant

$$Q = \ln \left(\frac{e^{R/t_0}}{\Delta^2} \right), \quad (4)$$

l'équation (3) est satisfaite quand cela est nécessaire.

Pour satisfaire l'équation (2), le pas de quantification Δ^2 dépend clairement du RSB ρ . Nous forçons Δ^2 à s'écrire de la manière suivante

$$\Delta^2 = \rho^\delta,$$

avec δ que nous fixerons plus tard. Si jamais l'équation (2) n'est pas vérifiée, le relais ne pourra quantifier le message reçu et alors le relais restera silencieux durant la trame 1.

b) *Envoi au récepteur* : pendant la trame 1 de durée t_1T , le relais doit émettre un indice d'un des $\lfloor e^{Qt_0T} \rfloor$ vecteurs quantifiés possibles. Pour cela, le relais utilise un livre de codes de taux d'information Qt_0/t_1 . Si X_{11} est le mot de code choisi, alors le relais émet le signal $\sqrt{\phi(\rho)}X_{11}$ où $\phi(\rho)$ représente la puissance émise par le relais. La fonction $\phi(\rho)$ est déterminée de telle manière que la contrainte globale de puissance soit satisfaite. Ainsi, nous rappelons que la source émet une puissance moyenne de ρ et donc consomme pendant les trames 0 et 1 une énergie égale à $E_0 = \rho T$. Quand le relais décode le message de la source, il en ré-émet une version à la puissance ρ ce qui implique une dissipation d'énergie égale à $\rho t_1 T$. Dans l'autre cas, le relais transmet au pire avec une puissance $\phi(\rho)$ ce qui implique une consommation énergétique égale à $\phi(\rho)t_1 T$. Par conséquent, si on note $P_{o,e}$ la probabilité que le relais ne décode pas le message de la source, c'est-à-dire, que

$$P_{o,e} = 1 - \Pr(\mathbf{E}) \quad \text{avec} \quad \mathbf{E} = \{\omega \mid t_0 \ln(1 + \rho G_{01}) > R\},$$

alors l'énergie moyenne consommée par le relais vaut $E_1 = \rho t_1 T(1 - P_{o,e}) + \phi(\rho)t_1 T P_{o,e}$. L'énergie consommée par le système entier $E_0 + E_1$ doit admettre le même ordre de grandeur que l'énergie dissipée par la source, ce qui implique que $E_0 + E_1 \leq \text{constante} \times \rho T$ et donc que

$$\rho + \rho t_1(1 - P_{o,e}) + \phi(\rho)t_1 P_{o,e} \leq \text{constante} \times \rho. \quad (5)$$

Comme nous étudions par la suite le DMT, plaçons nous d'emblée dans la configuration nécessaire à l'établissement du DMT à savoir que ρ est grand et que $R \doteq r \ln(\rho)$. Dans ce cas, il est facile de vérifier que $P_{o,e} \doteq \rho^{-(1-r/t_0)^+}$. Ceci induit qu'il nous faut choisir la puissance selon la contrainte suivante

$$\phi(\rho) \leq \rho^{1+(1-r/t_0)^+}.$$

3 Expression du compromis « gain de diversité - gain de multiplexage »

Nous rappelons que le DMT est basé sur l'étude, à fort RSB, de la probabilité de coupure de la transmission, notée P_o dans la suite. Un schéma de relayage admet le DMT $d(r)$ si lorsque le rapport $R(\rho)/\log(\rho)$ tend vers r à fort RSB où $R(\rho)$ désigne le débit en fonction du RSB, alors la probabilité de coupure satisfait $P_o \doteq \rho^{-d(r)}$.

Pour calculer le DMT à partir de la probabilité de coupure, il convient d'abord de définir les opérations que le récepteur

devra mener lors de la phase de réception des données de la trame 1 provenant à la fois de la source et du relais.

Lorsque le relais a besoin de quantifier, c'est-à-dire, lorsque l'événement $\bar{\mathbf{E}}$ a lieu, le relais va effectivement émettre une version quantifiée du signal dans le cas où l'événement \mathbf{S} défini de la manière suivante se réalise.

$$\mathbf{S} = \{\omega \mid \rho G_{01} + 1 > \Delta^2\}. \quad (6)$$

Si l'événement \mathbf{S} se réalise, alors la destination reçoit le signal suivant durant la trame 1

$$Y_{21} = \sqrt{\phi(\rho)}H_{12}X_{11} + \sqrt{\rho}H_{02}X_{01} + V_{21}. \quad (7)$$

L'équation (7) s'apparente à un canal MAC. Le récepteur commence par tenter de retrouver le message X_{11} , et par conséquent \tilde{Y}_{10} , en interprétant la contribution de la source X_{01} comme du bruit. Le récepteur arrive à retrouver le signal \tilde{Y}_{10} si l'événement suivant se réalise

$$\mathbf{F} = \left\{ \omega \mid t_1 \ln \left(1 + \frac{\phi(\rho)G_{12}}{1 + \rho G_{02}} \right) > Qt_0 \right\}. \quad (8)$$

Par conséquent, la probabilité de coupure globale se décompose maintenant de la manière suivante

$$P_o = (1 - P_{o,e})P_{o,1} + P_{o,e}(P_{o,2} + P_{o,3} + P_{o,4})$$

avec $P_{o,e}$ la probabilité que le relais ne décode pas, $P_{o,1}$ la probabilité que le système soit en coupure lorsque le relais décote, $P_{o,2}$ la probabilité que les événements \mathbf{S} et \mathbf{F} se réalisent, $P_{o,3}$ la probabilité que les événements \mathbf{S} et $\bar{\mathbf{F}}$ se réalisent et $P_{o,4}$ la probabilité que l'événement $\bar{\mathbf{S}}$ se réalise.

Le DMT du protocole DoQF peut être obtenu à partir des DMTs $d_1(r, t_0)$, $d_2(r, t_0, \delta)$, $d_3(r, t_0, \delta)$ et $d_4(r, t_0, \delta)$ associés respectivement à chaque probabilité de coupure $P_{o,1}$, $P_{o,e}P_{o,2}$, $P_{o,e}P_{o,3}$ et $P_{o,e}P_{o,4}$. Noter que les DMTs associés à la phase de non-décodage du signal par le relais dépendent de δ qui est un terme associé au pas de quantification considéré.

Pour des valeurs de t_0 et δ fixées, nous avons ainsi le DMT du DoQF, noté $d(r, t_0, \delta)$, qui est donné par

$$\min\{d_1(r, t_0), d_2(r, t_0, \delta), d_3(r, t_0, \delta), d_4(r, t_0, \delta)\}. \quad (9)$$

Le DMT final du protocole DoQF, noté $d_{\text{DoQF}}^*(r)$, est en fait obtenu en ajustant les paramètres t_0 et δ en fonction de r de telle manière à maximiser la fonction $(t_0, \delta) \mapsto d(r, t_0, \delta)$. Ainsi,

$$d_{\text{DoQF}}^*(r) = \max_{t_0, \delta} d(r, t_0, \delta). \quad (10)$$

Noter que les paramètres t_0 et δ optimisés ne vont en fait dépendre que du gain de multiplexage r et non des gains des canaux ce qui implique que le DoQF optimisé reste un protocole statique.

La contribution de ce papier réside dans le théorème suivant donnant l'expression analytique de $d_{\text{DoQF}}^*(r)$.

Théorème 1 *Le DMT du DoQF défini par l'Eq. (10) admet l'expression suivante*

$$d_{\text{DoQF}}^*(r) = \begin{cases} 2(1-r)^+ & \text{si } r \leq \frac{1}{4} \\ 2 - \frac{r}{1-u^*(r)} & \text{si } \frac{1}{4} < r \leq \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}} \\ d_{\text{NoDF}}^*(r) & \text{si } r > \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}} \end{cases} \quad (11)$$

où $d_{\text{NoDF}}^*(r)$ est le DMT optimisé du protocole NoDF et où $u^*(r)$ est l'unique solution dans $[1/2, 2/(\sqrt{5}+1)]$ du polynôme en x suivant : $2(1+r)x^3 - (4+5r)x^2 + 2(1+4r)x - 4r = 0$.

Quelques remarques avant de continuer :

- Le théorème 1 indique que la borne supérieure MISO est atteinte par le protocole DoQF pour peu que $r < 1/4$. A ce jour, le DoQF est l'unique protocole statique à offrir de telles performances. Le DDF est supérieur au DoQF mais c'est un protocole dynamique.
- Le terme $t_0^*(r)$ qui optimise le DMT du NoDF est aussi celui qui optimise le DMT du DoQF dès que $r > 2(\sqrt{5}-1)/(9-\sqrt{5})$, ce qui implique que la dernière ligne de l'équation (11) a un sens.

Nous avons également été capable d'établir les corollaires suivants. Le corollaire 1 fournit la valeur de la durée de la trame 0 qui maximise le DMT.

Corollaire 1 *Soit $t_{0,\text{DoQF}}^*(r)$ la valeur qui maximise l'équation (10). Nous avons prouvé que*

$$t_{0,\text{DoQF}}^*(r) = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{si } 0 \leq r \leq \frac{1}{4} \\ u^*(r) & \text{si } \frac{1}{4} < r \leq \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}} \\ t_{0,\text{NoDF}}^*(r) & \text{si } r > \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}}. \end{cases} \quad (12)$$

avec $u^*(r)$ tel qu'il est défini au théorème 1 et $t_{0,\text{NoDF}}^*(r)$ la durée de la trame 0 qui optimise le DMT du NoDF telle qu'elle est donnée dans [8].

Le corollaire 2 donne la valeur de δ qui maximise le DMT.

Corollaire 2 *Soit $\delta_{0,\text{DoQF}}^*(r)$ la valeur de δ qui maximise l'équation (10). Nous avons prouvé que*

$$\delta_{0,\text{DoQF}}^*(r) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq r \leq \frac{1}{4} \\ v^*(r) & \text{si } \frac{1}{4} < r \leq \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}} \\ \frac{r}{t_{0,\text{NoDF}}^*(r)} & \text{si } r > \frac{2(\sqrt{5}-1)}{9-\sqrt{5}} \end{cases} \quad (13)$$

avec $v^*(r) = 4r/u^*(r) + 2(r+1)u^*(r) - 2 - 5r$.

Faute de place, nous ne pouvons présenter la preuve de ces résultats. En revanche, nous consacrons quelques lignes aux rappels des formules de $d_{\text{NoDF}}^*(r)$ et $t_{0,\text{NoDF}}^*(r)$ puisqu'elles interviennent directement dans les résultats présentés. Ces formules ont été démontrées pour la première fois dans [8] et sont les suivantes

$$d_{\text{NoDF}}^*(r) = \begin{cases} 2 - \frac{2}{3-\sqrt{5}}r & \text{si } 0 < r \leq \frac{\sqrt{5}-1}{\sqrt{5}+1} \\ (2-r)(1-r) & \text{si } \frac{\sqrt{5}-1}{\sqrt{5}+1} < r < 1 \end{cases}$$

et

$$t_{0,\text{NoDF}}^*(r) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{5}+1} & \text{si } 0 < r \leq \frac{\sqrt{5}-1}{\sqrt{5}+1} \\ \frac{1}{2-r} & \text{si } \frac{\sqrt{5}-1}{\sqrt{5}+1} < r < 1 \end{cases}.$$

4 Simulations

Sur la figure 1, nous avons tracé le DMT pour différents protocoles (DDF, DoQF, NoDF, DF, NAF) ainsi que la borne MISO pour un unique relais ($N = 1$). On remarque que le NoDF est bien meilleur que le DF ce qui est logique puisque la source émet plus longtemps mais il est également bien meilleur que le NAF. En revanche, il est moins bon que le DDF. Le DoQF, protocole que nous avons étudié dans ce papier, se situe entre le NoDF et le DDF. Il atteint même la borne MISO pour

des gains de multiplexage faibles. Le DMT du protocole DoQF se détache de celui de la borne MISO lorsque le décodage du vecteur quantifié au niveau de la destination via le canal MAC défini à l'équation (7) devient le verrou. En effet, dans ce cas, le terme $d_3(r, t_0, \delta)$ associé à l'échec de la procédure de décodage du canal MAC et intervenant dans le DMT final ne peut plus être égal à $2(1-r)^+$. Le DMT du DoQF reste néanmoins meilleur que celui du NoDF pour un large ensemble de valeurs moyennes de r . Mais à r grand, la quantification réalisée au relais n'améliore plus le DMT du DoQF qui devient alors égal à celui du NoDF. Le DDF reste meilleur dans tous les cas mais n'oublions pas que le DDF est un protocole dynamique pour lequel trouver des codes espace-temps adéquats reste un problème ouvert. Ceci permet de conclure que le DoQF est un protocole alliant de bonnes performances (suite à notre étude) à une complexité de mise en œuvre raisonnable.

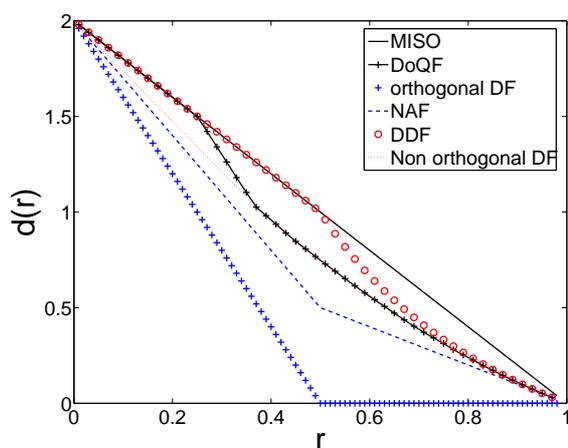


FIG. 1 – DMT du NAF, DF, NoDF, DoQF, DDF et borne MISO pour $N = 1$

Sur la figure 2, nous avons tracé $t_0^*(r)$ en fonction de r pour les protocoles NoDF et DoQF lorsque $N = 1$.

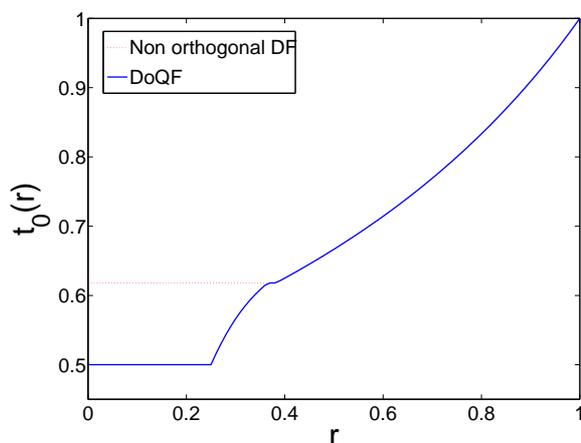


FIG. 2 – Valeur optimale de t_0 pour le NoDF et le DoQF

Nous remarquons que lorsque le besoin en débit est important (c'est-à-dire, r grand), il faut mieux privilégier la première phase du protocole et donc augmenter le temps d'écoute du re-

lais (ce qui induit une baisse du temps alloué au relais pour transmettre) afin de rendre plus robuste la procédure de décodage du relais.

5 Conclusion

Dans ce papier, nous avons calculé analytiquement le compromis gain de diversité - gain de multiplexage associé à un récent protocole DoQF. Nous avons montré que ce protocole admettait un DMT surpassant ceux des protocoles statiques existants. Il atteint notamment la borne MISO pour des faibles valeurs du gain de multiplexage.

Références

- [1] L. Zheng et D. Tse, "Diversity and Multiplexing : A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 6, pp. 2041–2057, Juin 2005.
- [2] R. Nabar, H. Bölcskei et F. Kneubühler, "Fading Relay Channels : Performance Limits and Space-Time Signal Design", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 22, no. 6, pp. 1099–1109, Août 2004.
- [3] S. Yang et J.-C. Belfiore, "Towards The Optimal Amplify-and-Forward Cooperative Diversity Scheme", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 53, no. 9, pp. 3114–3126, Sep. 2007.
- [4] K. Azarian, H. El Gamal et P. Schniter, "On the achievable Diversity-Multiplexing Tradeoff in half-Duplex Cooperative Channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4152–4172, Déc. 2005.
- [5] J. Laneman et G. Wornell, "Distributed Space-Time Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.
- [6] M. Katz et S. Shamai, "Relaying protocols for two collocated users", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 6, pp. 2329–2344, Juin 2006.
- [7] W. Hachem, P. Bianchi et P. Ciblat, "Outage probability optimization of certain wireless relaying protocols," *IEEE Workshop Inform. Theory (ITW)*, Porto (Portugal), Mai 2008.
- [8] P. Elia, K. Vinodh, M. Anand et P.-J. Kumar, "DMG Tradeoff and Optimal Codes for a Class of AF and DF Cooperative Communication Protocols", *IEEE Int. Sympos. on Inform. Theory (ISIT)*, Nice, (France), Juin 2007.
- [9] P. Bianchi, P. Ciblat et W. Hachem, "Outage Performance of a novel relaying protocol : Decode or Quantized and Forward", *Int. Symp. on Inform. Theory and its Applications (ISITA)*, Auckland (Nouvelle-Zélande), Déc. 2008.
- [10] T. Cover et J. Thomas, "Elements of Information Theory", *John Wiley*, 2nd edition, 2006.