

Ecole Nationale Supérieure
des Télécommunications



3^{ème} année du cycle ingénieur

Brique PROCOM
Trimestre 1

Encadrant M. BELFIORE Jean-Claude.

**Etude sur les communications
Coopératives
Dans les réseaux sans fils**

Décembre 2005

Par

MROUEH Lina

Lina.mroueh@enst.fr

Remerciements

Je tiens à remercier Mr. Jean Claude Belfiore, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) pour son encadrement et son suivi.

Table des Matières

I. Introduction.....	1
II. Préliminaire	2
1 - Modèle du canal MIMO à évanouissement	2
2 - Notion de Diversité	2
3 - Théorie d’information des canaux à évanouissements	3
III. Stratégies de Coopération Proposées.....	5
1 - User Cooperation Diversity.....	5
1.1 - Modèle de canal utilisé	5
1.2 - Stratégie de Coopération CDMA.....	7
1.3 - Performances de cette stratégie.....	11
2 - Les protocoles TDMA de coopération.....	13
2.1 - Fading Relay Channel et modes de transmission :	13
2.2 - Description des protocoles TDMA de coopération	13
2.3 - Modèle du Canal	14
2.4 - Théorie de l’information et Comparaison des performances.....	15
2.5 - Critères de construction des codes spatio-temporelles pour le protocole III.....	16
3 - Les algorithmes “Repetition based diversity” et “space time coded diversity”	17
3.1 - Principe des algorithmes	17
3.2 - Modélisation du système.....	17
3.3 – Performance : Probabilité de dépassement et diversité.....	19
4 – Stratégies de Coopération optimisant le «multiplexing – diversity tradeoff »	22
4.1 - Fading Relay Channel.....	22
4.1.1 - NonOrthogonal Amplify and Forward Protocols	22
4.1.2 - Dynamic Decode and Forward DDF Protocols	25
4.2 – Half Duplex Cooperative Broadcast Channel	27
4.3 – Half Duplex Cooperative Multiple Access Channel.....	27
4.5 - Résultats Numériques	30
IV. Conclusion	31
Annexe	31
Références	35

Table des Figures

Fig 1 : Mobile = utilisateur + relai	1
Fig 2 : Canal MIMO.....	2
Fig 3 : Diversité spatiale en émission	3
Fig 4 : Modèle de canal.....	5
Fig 5 : Implémentation de la coopération	8
Fig. 6 : Canal à relai avec évanouissement	13
Fig 7 : Principe des algorithmes.....	17
Fig 8 : Non Cooperative Medium Access Control.....	18
Fig 9 : Repetition Based Medium Access	18
Fig 10 : Space time Coded Medium Access Control	18
Fig 11 : Ordre de diversité	20
Fig 12 : Tradeoff diversity-multiplexing optimal AF single relay	23
Fig 13 : Protocole NAF généralisé.....	24
Fig. 14 : Diversity multiplexing tradeoff pour les Protocoles DDF (single relay)	26
Fig 15 : CMA –NAF protocole	29
Fig 16 : Comparaison des probabilités d’erreur pour les protocoles	30
NAF, LTW-AF, Non cooperative (N = 2).....	30
Fig 17 : Comparaison des probabilités d’erreur pour les protocoles DDF, LTW-AF, Non cooperative (N = 2)	30
Fig 18 : Achievable rate region pour (protocole 1 DF mode).....	33

I. Introduction

L'intégration de l'Internet et des applications multimédia dans les communications sans fil implique non seulement une augmentation des débits mais aussi une garantie de la qualité de service. Théoriquement, l'utilisation des antennes multiples à l'émission et à la réception (MIMO – Multiple Input Multiple Output) pour ces types d'applications permet d'améliorer les performances.

Cependant l'utilisation des tels systèmes dans les réseaux sans fil n'est pas du tout pratique vu la limitation dans le matériel (Taille des mobiles récents), le coût,... Pour pallier ce problème, il serait intéressant de permettre à une simple antenne (single antenna) de réagir comme un système MIMO virtuel, c'est cette technique qu'on appelle **la Coopération des Utilisateurs**.

Dans des telles communications, chaque utilisateur possède un ou plusieurs partenaires. Chacun de ces utilisateurs doit transmettre non seulement ses propres informations mais aussi celles reçues de son partenaire. En effet, on va utiliser l'antenne du partenaire pour pouvoir émettre de plusieurs endroits différents.

On peut facilement imaginer une telle approche dans un réseau de téléphonie cellulaire. En effet, un abonné au réseau GSM/3G a souvent des voisins à côté de lui qui ont un mobile. Statistiquement, il est très probable que certains de ces voisins soient dans des meilleures conditions de réception que l'abonné considéré. Lorsque les mobiles peuvent communiquer, on peut montrer que cette collaboration conduit à des améliorations de débit et de qualité de service extrêmement significatives.

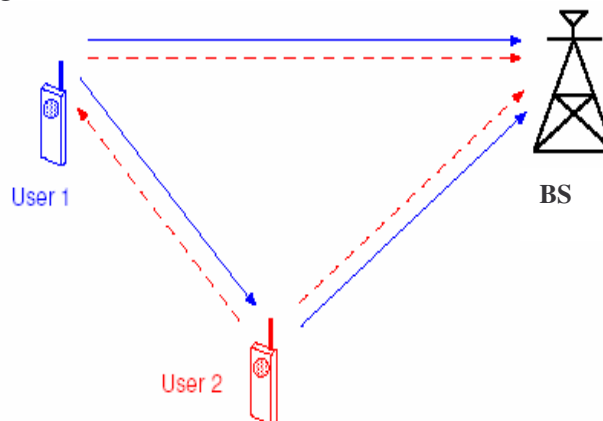


Fig 1 : Mobile = utilisateur + relai

Grossièrement parlant, un mobile à une antenne de réception et ayant dix voisins coopératifs peut espérer atteindre les performances qu'il aurait s'il était équipé de onze antennes. Il s'avère que les réseaux tels que les réseaux cellulaires (GSM, 3G...) ou indoor (802.11xx, WiFi...) actuels n'exploitent pas du tout cette possibilité. On pourrait aussi utiliser la coopération en terme de relais pour améliorer la couverture d'un réseau (ex : en montagne).

Dans cette étude, on va présenter des diverses stratégies utilisées dans la coopération avec les performances de chacune d'elles.

II. Préliminaire

1 - Modèle du canal MIMO à évanouissement

Le canal MIMO est un système avec n_t antennes à l'émission et n_r antennes à la réception. Le coefficient h_{ij} représente l'évanouissement du trajet entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j .

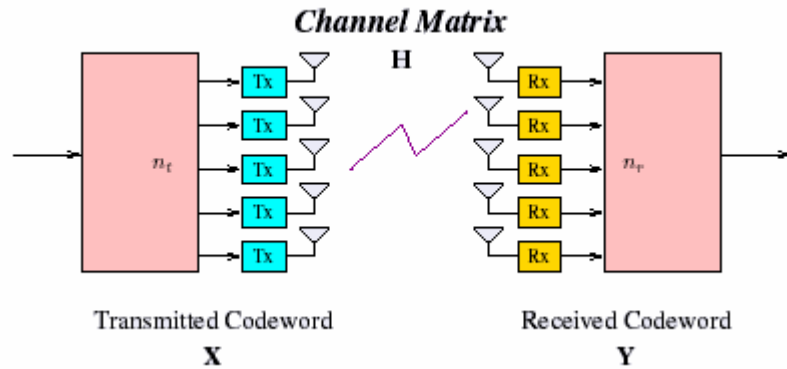


Fig 2: Canal MIMO

Le signal reçu : $Y_{n_r \times T} = H_{n_r \times n_t} X_{n_t \times T} + Z_{n_r \times T}$, avec H matrice de transmission du canal.

La matrice H du canal sera à entrées complexes gaussiennes, et elle est **supposée connue** par le récepteur (cas cohérent).

T : La longueur du mot de code.

Le canal est dit de Rayleigh si les $|h_{ij}|$ suivent une loi de Rayleigh et sont centrés

Il existe trois types de canaux de Rayleigh classés suivant la nature de l'évanouissement.

- **Canal ergodique** - canal FF (Fast-Fading channel) le canal peut varier suffisamment de façon à ce que les moyennes temporelles et probabilistes soient confondues
- **Canal quasi-statique** (Quasi-static fading channel) : le canal reste constant durant la transmission d'une trame ou d'un mot de code.
- **Canal à évanouissement par blocs** (Block-fading channel) : le canal reste constant durant la transmission de n trames. Si $n = 1$, on retrouve le canal quasi-statique.

2 - Notion de Diversité

Le signal transmis sur un canal radio mobile est affecté par les interférences et les évanouissements liés aux obstacles et aux multi trajets. Ce phénomène d'**évanouissement** ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Elles peuvent engendrer des signaux s'ajoutant de façon destructive ou constructive en réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul.

Pour atténuer l'effet de l'évanouissement du canal « fading », plusieurs copies du signal qui subissent du **fading indépendant** peuvent être envoyés vers le récepteur. Cette technique s'appelle **diversité**. La diversité consiste donc, à envoyer sur plusieurs voies indépendantes le même signal de façon à diminuer les évanouissements.

Dans cette étude, on s'intéresse à la **diversité spatiale d'émission** qui consiste à envoyer le même signal sur n antennes différentes séparées. A la réception, cette diversité est perçue comme une diversité temporelle. (fig 3)

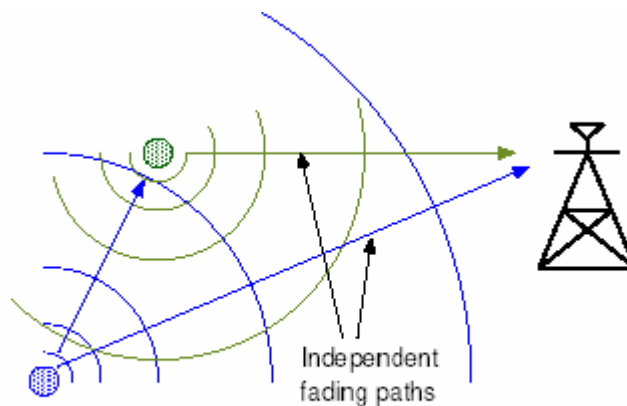


Fig 3: Diversité spatiale en émission

3 - Théorie d'information des canaux à évanouissements

Les systèmes MIMO permettent d'obtenir des gains de performances importantes comparées aux systèmes qui ont seulement une antenne en émission et une antenne en réception (systèmes SISO, Signalement Signal Output). Pour pouvoir exploiter ces gains, on a besoin des codes espace-temps adaptés.

3.1 - Information mutuelle

L'information mutuelle d'un canal MIMO pour une séquence *i.i.d* (tel que $R_{xx} = E[x.x^T] = I_2$), est donné par : $I = \log_2 \det(I_{n_r} + \frac{\gamma}{n_t} HH^H)$, Avec γ est le rapport signal à bruit SNR.

3.2 - Capacité Ergodique

Dans ce cas, on suppose que le canal peut varier suffisamment de façon à ce que les moyennes temporelles et probabilistes soient confondues

On définit alors la capacité ergodique $C = E_H \left[\log_2 \det(I_N + \frac{\gamma}{n_t} H^T H) \right]$.

Un débit est dit atteignable« achievable » s'il ne dépasse pas cette capacité.

Pour les canaux ergodiques, à haut SNR, Cette capacité se comporte comme $C(\gamma) = \min(n_t, n_r) \cdot \log_2(\gamma) + O(1)$, soit une capacité qui est $r = \min(n_r, n_t)$ fois plus grande que la capacité qu'on peut atteindre avec un système SISO.

On considère des rendements de la forme $R = r \log(\text{SNR})$ correspondants à des fractions de la capacité ergodique.

On définit alors le gain de multiplexage par : $r = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R(\gamma)}{\log_2(\gamma)}$, qui sera pour les codes spatio-temporels le nombre des symboles différents émis par utilisation de canal.

3.3 - Probabilité de dépassement

Les canaux MIMO à évanouissements par blocs ont une capacité au sens de Shannon qui est toujours nulle (H constant). Une autre façon de mesurer les limites fondamentales de ce canal est la **probabilité de dépassement (Outage Probability)**. L'information mutuelle est considérée comme une variable aléatoire en fonction de la réponse instantanée du canal. Les blocs pour lesquels l'information mutuelle devient inférieure au rendement du système seront dits en dépassement. Si un bloc n'est pas en dépassement, alors on peut rendre la probabilité d'erreur aussi petite que l'on veut. Par contre pour les blocs en dépassement, on ne peut rien garantir du tout.

On définit la probabilité de dépassement par $P_{out}(R) = Pr\{I(\mathbf{H}) < R\}$

Asymptotiquement, pour un SNR élevé, $P_{out} \approx O\left(\frac{1}{\gamma^d}\right)$ où d est la diversité du système.

Soit, $d = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\log P_e(\gamma)}{\log \gamma}$ pour un SNR élevé.

3.4 - Gain des systèmes MIMO

Pour un système MIMO ayant nt antennes à l'émission et nr antennes à la réception, on peut mettre en évidence 2 gains :

- **Gain de diversité** « Improved quality restoration » : A haut SNR, la probabilité d'erreur moyenne décroît asymptotiquement en $\frac{1}{\text{SNR}^d}$. Donc, lorsque la probabilité d'erreur va diminuer lorsqu'on envoie l'information sur d chemins indépendants.
- **Gain de multiplexage spatial** « Increased Data rate » : est lié à l'augmentation du débit par rapport à un système SISO. Pour certaines applications, on a besoin d'atteindre une probabilité d'erreur cible. Dans ce cas, le gain de multiplexage spatial est maximal, mais il n'y a pas de gain de diversité (P_e est constante).

Les deux gains offerts par le système MIMO semblent contradictoires : Le gain de diversité impose d'envoyer la même information sur toutes les antennes, tandis que le gain de multiplexage implique l'envoi des informations indépendantes. Il est alors nécessaire d'avoir un compromis connu par « **trade-off Diversity multiplexing** »

A noter qu'un gain de multiplexage nul, correspond à un débit constant et un gain de diversité maximale.

III. Stratégies de Coopération Proposées

Dans cette partie, on va présenter différentes stratégies de coopération et les performances de chacune d'elles.

1 - User Cooperation Diversity

Cette stratégie a été l'une des premières techniques qui a exploité la diversité spatiale d'émission. Dans cette partie, on va prendre le cas de 2 mobiles cellulaires qui coopèrent entre eux.

1.1 - Modèle de canal utilisé

Chacun des 2 utilisateurs possède des **informations propres** à transmettre, noté W_i avec $i=1, 2$. Ces 2 utilisateurs vont coopérer entre eux afin d'envoyer ces informations au récepteur final (qui est la **BS** Base Station dans le cas des réseaux cellulaires). Dans la suite, les utilisateurs seront dits **mobiles** et le récepteur final sera la Station de Base **BS**.

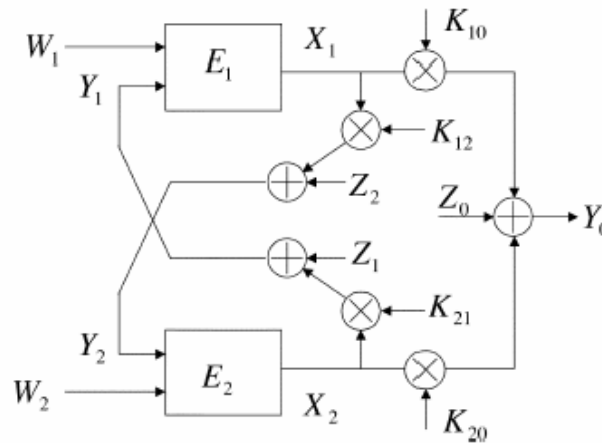


Fig 4 : Modèle de canal

Chaque mobile reçoit une version atténuée et bruitée du signal transmis par son partenaire qu'il ajoute à ses propres informations et renvoie le tout à la BS.

La station de base va recevoir la somme des signaux atténués et bruités des deux utilisateurs.

Soit :

$$Y_0 = k_{10}X_1 + k_{20}X_2 + Z_0$$

$$Y_1 = k_{21}X_2 + Z_1$$

$$Y_2 = k_{12}X_1 + Z_2$$

Avec :

- Y_0, Y_1, Y_2 : signaux reçus respectivement par la station de base, l'utilisateur 1 et l'utilisateur 2 durant un temps symbole.

- X_i : le signal transmis par l'utilisateur i , $i = 1, 2$. ; Une contrainte de puissance moyenne P_i est imposée à ce signal.
- Z_i : le bruit blanc complexe gaussien $Z_i \sim N(0, \frac{N_i}{2})$;
- k_{ij} : coefficient d'évanouissement, complexe gaussien $k_{ij} \sim N(0, \frac{\xi_{ij}^2}{2})$ qui correspond à un évanouissement de Rayleigh.
Lors du décodage, les coefficients: k_{10} et k_{20} sont connus par la BS, k_{21} par L'utilisateur 1 et k_{12} par l'utilisateur 2. Le canal est réciproque, càd $K_{12} = K_{21}$;

Hypothèses

Pour simplifier l'analyse, on va faire les hypothèses suivantes :

- Le système est **synchrone**.
- Les coefficients d'évanouissement entre utilisateur sont connus.
- Le mobile i **connaît uniquement la phase** du coefficient k_{i0} (entre mobile et BS) sans connaître l'amplitude. Connaissant la phase, les mobiles peuvent envoyer leur signal avec un offset égal à ce déphasage permettant ainsi d'ajouter ces signaux d'une façon cohérente au récepteur. Dans ce cas, k_{i0} sera considéré comme variable aléatoire gaussienne réelle.
- Le système est causal.
- On utilise le modèle du « Block Fading Channel ».

Le problème consiste donc à trouver la meilleure stratégie qui va permettre :

- Aux deux utilisateurs de construire le signal à transmettre X_i à partir de leurs propres données et du signal reçus par leur partenaire.
- A la BS d'utiliser un récepteur optimal pour décoder les messages envoyés par les 2 récepteurs.

Structure de signaux transmis

Le mobile 1 divise l'information W_1 à envoyer en 2 parties :

- W_{10} envoyé directement à la BS
- W_{12} envoyé à la BS via le mobile 2.

Le signal X_1 transmis à la BS est tel que : $X_1 = X_{10} + X_{12} + U_1$, avec une puissance répartie en $P_1 = P_{10} + P_{12} + P_{U1}$, Où :

- X_{10} : est utilisé pour envoyer W_{10} à la BS à débit R_{10} et à Puissance P_{10}
- X_{12} : est utilisé pour envoyer W_{12} vers mobile 2 à débit R_{12} et à Puissance P_{12}
- U_1 : contient les informations de coopération à Puissance P_{U1} .

1.2 - Stratégie de Coopération CDMA

1.2.1 - Stratégie de coopération conventionnelle

Considérons un système CDMA où chaque utilisateur i possède une séquence codée $c_i(t)$ de longueur N_c chips où N_c est le **chipping rate** qui est choisi de manière à étaler le spectre du signal jusqu'à occuper la bande disponible. Les codes des différents utilisateurs sont orthogonaux entre eux permettant ainsi de garder séparées les émissions des différents utilisateurs.

Le temps de cohérence $= LT_s$ est le temps pendant lequel les coefficients d'évanouissement restent approximativement constant avec L le nombre de période symbole. Dans chaque L période symbole, chacun des partenaires utilisent $2.L_c$ des périodes pour la coopération et les $L_n = (L - 2.L_c)$ périodes restantes pour l'envoi des informations non coopératives où L_c est un entier compris entre 0 et $L/2$.

Si $L_c = 0$, les 2 utilisateurs ne coopèrent pas.

Si $L_c = L/2$ alors les 2 utilisateurs coopèrent totalement c'est-à-dire durant toutes les périodes symboles. En général, la valeur de L_c varie entre deux L périodes différentes.

$b_j^{(i)}$ est le $i^{\text{ième}}$ bit envoyé par l'utilisateur j .

$\hat{b}_j^{(i)}$ est le $i^{\text{ième}}$ bit du partenaire estimé par l'utilisateur j .

Les coefficients $\{a_{ij}\}$ contrôlent la puissance allouée pour un bit propre à l'utilisateur par rapport à un bit partenaire, et sont choisis de telle sorte de maintenir une puissance constante sur L périodes.

$$P_1 = \frac{1}{L}(L_n a_{11}^2 + L_c (a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2))$$

Ces contraintes sont données par:

$$P_2 = \frac{1}{L}(L_n a_{21}^2 + L_c (a_{22}^2 + a_{23}^2 + a_{24}^2))$$

Dans les premières L_n périodes symboles (période de non coopération), les mobiles transmettent leurs informations directement à la **BS**. Les signaux transmis sont l'équivalent de X_{10} et X_{20} .

Les $2.L_c$ Périodes restantes seront dédiées pour la coopération :

- Les périodes impaires seront utilisées pour la transmission des informations pour le partenaire et la BS à la fois (soit X_{12} et X_{21}).
- Les périodes paires seront utilisées par les 2 partenaires pour former le signal coopératif envoyé à la BS. Ce signal (soit U_1) contient la combinaison des bits envoyés dans la période précédente (impaire) qui sont les bits :
 - o Du partenaire estimés par l'utilisateur.
 - o Propres de l'utilisateur.

La formulation mathématique des signaux $X_1(t)$ et $X_2(t)$ est donnée par :

$$X_1(t) = \begin{cases} a_{11}b_1^{(i)}c_1(t) & i = 1, 2, \dots, L_n \\ a_{12}b_1^{(L_n+1+i)/2}c_1(t) & i = L_n + 1, L_n + 3, \dots, L-1 \\ a_{13}b_1^{(L_n+i)/2}c_1(t) + a_{14}\hat{b}_2^{(L_n+i)/2}c_2(t) & i = L_n + 2, L_n + 4, \dots, L \end{cases}$$

$$X_2(t) = \begin{cases} a_{21}b_2^{(i)}c_2(t) & i = 1, 2, \dots, L_n \\ a_{22}b_2^{(L_n+1+i)/2}c_2(t) & i = L_n + 1, L_n + 3, \dots, L-1 \\ a_{23}\hat{b}_1^{(L_n+i)/2}c_1(t) + a_{24}b_2^{(L_n+i)/2}c_2(t) & i = L_n + 2, L_n + 4, \dots, L \end{cases}$$

Les paramètres L_c et $\{a_{ij}\}$ contrôlent le niveau de coopération entre les mobiles et ne dépendent pas du fading et sont choisis de telle sorte à assurer un débit à long terme pour les mobiles se basant sur les statistiques du fading.

1.2.2 - Exemple de l'implémentation CDMA

Une illustration graphique du schéma coopérative est donnée par la figure 5 (cas où $L=6$ et $L_c=2$)

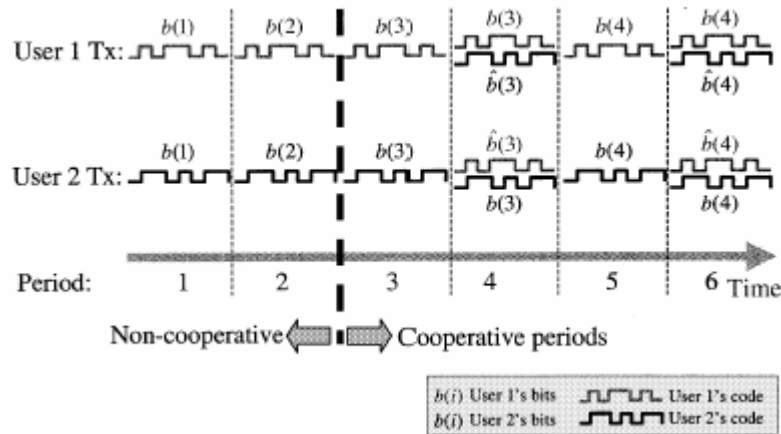


Fig 5 : Implémentation de la coopération

Périodes de non coopération :

Pendant les deux premières périodes $L_n = (L - 2.L_c) = 6 - 2.2 = 2$, chaque utilisateur envoie ses propres données à la BS :

Pour le mobile 1 :

Période 1 : $a_{11}b_1^{(1)}c_1(t)$

Période 2 : $a_{11}b_1^{(2)}c_1(t)$

Pour le mobile 2 :

Période 1 : $a_{21}b_2^{(1)}c_2(t)$

Période 2 : $a_{21}b_2^{(2)}c_2(t)$

Périodes de coopération :

Pendant la troisième période (**Impaire**), le mobile 1 envoie les informations vers la BS et vers le mobile 2, de la même façon le mobile 2 va effectuer le même processus.

Mobile 1 :

Mobile 2 :

Période 3 : $a_{12}b_1^{(3)}c_1(t)$

Période 3 : $a_{22}b_2^{(3)}c_2(t)$

Pendant la quatrième période (**paire**), le mobile 1 renvoie les informations qu'il a détecté et qu'il a envoyé pendant la période 3.

Mobile 1 :

Mobile 2 :

Période 4 : $a_{13}b_1^{(3)}c_1(t) + a_{14}\hat{b}_2^{(3)}c_2(t)$

Période 4 : $a_{23}b_2^{(3)}c_2(t) + a_{24}\hat{b}_1^{(3)}c_1(t)$

Avec $\hat{b}_2^{(3)}$ est l'estimation bit $b_2^{(3)}$ détecté par le mobile 1

$\hat{b}_1^{(3)}$ est l'estimation bit $b_1^{(3)}$ détecté par le mobile 2

Pour les périodes 5 et 6, on répète le même processus.

Donc, on envoie 4 nouveaux bits par 6 périodes symboles, alors qu'on pouvait utiliser les 6 périodes pour transmettre 6 bits sans coopération.

Cependant sous certaines conditions, la perte de quelques périodes symboles pour la coopération peut être justifiée par le fait que le critère de performance est le nombre de bits reçus correctement et non pas le nombre de bits total transmis « throughput ».

1.2.3 - Détecteur optimal et suboptimal de réception

a. Détecteur optimal

Périodes de non coopération :

Durant les $L - 2L_c$ périodes, chaque utilisateur envoie ses propres données à la BS seulement. Le signal transmis par l'utilisateur 1 est $X_1 = a_{11}b_1c_1$, et il est reçu par la BS suivant $Y_0 = k_{10}X_1 + k_{20}X_2 + Z_0$. La BS va faire une hard décision sur le bit envoyé.

$c_1(t)$ et $c_2(t)$ étant orthogonal, le bit estimé sera alors :

$$\hat{b}_1 = \text{sign}\left(\frac{1}{N_c}c_1^T Y_0\right) = \text{sign}(k_{10}a_{11}b_1 + n_0), \text{ avec :}$$

$n_0 \sim N\left(0, \frac{\sigma_0^2}{N_c}\right)$ Avec $\sigma_0^2 = N_0 / 2T_c$, T_c est la période du chip et $N_0 / 2$ est la densité spectrale du bruit $Z_0(t)$.

La probabilité d'erreur sera alors : $P_{e1} = Q\left(k_{10}a_{11} \frac{\sqrt{N_c}}{\sigma_0}\right)$

Durant les $2L_c$ périodes de coopération, on va faire la distinction entre périodes paires et périodes impaires.

Périodes de Coopération :

Périodes impaires :

Les utilisateurs envoient seulement leurs propres informations qui seront reçues et détectées par la BS et le partenaire à la fois.

Le signal transmis par l'utilisateur 1 est $X_1 = a_{12}b_1c_1$ et il est reçu

- par le partenaire suivant $Y_2 = k_{12}X_1 + Z_2$
- par la BS suivant $Y_0^{odd} = k_{10}X_1 + k_{20}X_2 + Z_0^{odd}$.

Le partenaire fait une **hard estimation – Détecteur ML (Maximum Likelihood)** sur le bit b_1 envoyé, le bit estimé sera alors : $\hat{b}_1 = \text{sign}\left(\frac{1}{N_c}c_1^T Y_2\right)$, La probabilité d'erreur

$$P_{e12} = Q\left(k_{12}a_{12} \frac{\sqrt{N_c}}{\sigma_1}\right) \text{ avec } \sigma_1^2 = N_0 / 2T_c, N_1 / 2 \text{ est la densité spectrale du bruit } Z_1(t).$$

La BS fait une soft décision, en calculant tout d'abord $y_{odd} = \frac{1}{N_c}c_1^T Y_0^{odd}$, et attend la période suivante pour faire l'estimation globale.

Périodes paires :

Les utilisateurs envoient les signaux coopératives vers la BS contenant l'estimation du bit du partenaire envoyé dans la période précédente (période impaire).

$$X_1 = a_{13}b_1c_1 + a_{14}\hat{b}_2c_2$$

$$X_2 = a_{23}\hat{b}_1c_1 + a_{24}b_2c_2$$

La BTS reçoit ces signaux suivant $Y_0^{even} = k_{10}X_1 + k_{20}X_2 + Z_0^{even}$ et calcule $y_{even} = \frac{1}{N_c}c_1^T Y_0^{even}$

Détecteur Optimal – Détecteur APP

La BS fait une **soft décision** utilisant :

$$y_{odd} = k_{10}a_{12}b_1 + n_{odd}$$

$$y_{even} = k_{10}a_{13}b_1 + k_{20}a_{23}\hat{b}_1 + n_{even}$$

Avec :

- $y = [y_{odd} \quad y_{even}]^T$
- $\hat{b}_1 = \theta b_1$: estimation faite par l'utilisateur 2 pour b_1 où :
 - θ : Indicateur d'erreur, qui est une variable aléatoire binaire tq :
 - $\theta = +1$ avec une probabilité P_{e12}
 - $\theta = -1$ avec une probabilité $1 - P_{e12}$.

- n_{even} et n_{odd} indépendants de distribution $N(0, \frac{\sigma_0^2}{N_c})$

Connaissant les distributions de $n = [n_{odd} \ n_{even}]$ et de θ , le **détecteur optimal MAP** (Maximum A Posteriori Probability) qui minimise la probabilité d'erreur s'obtient en maximisant l'APP, (A Posteriori Probability). Ce détecteur vérifie $\hat{b} = \arg \max_{b_1} p_{b_1|Y}$.

b. Détecteur SubOptimal – Détecteur λ -MRC

Le détecteur optimal étant très complexe à réaliser, il faut alors faire une approximation du détecteur optimal par un **détecteur suboptimal** λ -MRC (Maximal Ratio Combining) qui consiste à pondérer les bits estimés par le partenaire par un coefficient λ inférieur à 1, et faire une détection ML (Maximum Likelihood) sur :

$\hat{b} = \text{sign}([k_{10}a_{12} \ \lambda(k_{10}a_{13} + k_{20}a_{23})].y)$, avec $0 \leq \lambda \leq 1$ et mesure le degré de la fiabilité que la BS accorde aux bits estimés par le partenaire.

- Lorsque le canal entre utilisateur devient non fiable, la probabilité d'erreur P_{e12} augmente et par suite la BS ne compte plus sur les bits envoyés par le partenaire, dans ce cas $\lambda \rightarrow 0$.
- Si le canal entre utilisateur est parfait, càd $P_{e12} = 0$, alors $\lambda = 1$.

1.3 - Performance de cette stratégie

Réduction de la sensibilité aux variations de canal

La coopération entre utilisateurs permet d'envoyer la même information sur 2 chemins indépendants. La perte de l'une des informations sur l'un des chemins fortement évanoui va être compensé.

Augmentation du débit

La diversité d'espace permet d'augmenter les débits du système. Ce qui réduit la puissance transmise nécessaire, et par la suite on peut déduire que la coopération augmente la durée de vie des batteries des mobiles.

Augmentation de la couverture cellulaire :

La coopération permet d'augmenter la couverture cellulaire. Cette augmentation est une fonction linéaire du throughput (Nombre de bits correctement reçu après correction d'erreurs): $\text{Increase in area Coverage} \approx \mu \delta$

Avec : μ est un facteur qui dépend des coefficient d'évanouissement.

δ est la variation de throughput.

Ex : Pour un $E[K_{10}] = E[K_{20}] = 0.2$, $\mu = 0.7$, càd une croissance de 10% de throughput => Une augmentation de 7% dans la couverture cellulaire.

Complexité

La complexité pour l'implémentation des ces systèmes proposées est élevée pour les raisons suivantes :

- Les mobiles doivent détecter les signaux en « **uplink** », ce qui augmente la complexité du récepteur du mobile.
- Pour des **raisons de sécurité**, les utilisateurs doivent cryptés leur données avant la transmission, afin que ses propres données ne soient pas déchiffrées pas le partenaire. Le CDMA ne peut pas garantir la sécurité.
- Dans la méthode proposée, on a juste détaillé ce qui se passe au niveau physique sans prendre en compte les couches supérieures qui se trouvent face aux défis de **gestion des partenaires**.
- Les mobiles ne profitent pas également de la coopération dans le cas du canal asymétrique (cas où un mobile se trouve au centre de la cellule et l'autre à la frontière), donc on va faire payer aux groupes des utilisateurs souhaitant avoir une QoS élevé aux dépends des utilisateurs qui vont sacrifier une partie de leur débit, et par suite réduire leur QoS pour assister à d'autres utilisateurs. Ce problème doit être géré par la BS, et il est connu sous le nom de « **Market Force** »

2 - Les protocoles TDMA de coopération

Dans cette partie, on va présenter trois différents protocoles qui permettent à plusieurs antennes spatialement distribuées de coopérer entre eux pour avoir des systèmes à Multi Canal.

2.1 - Fading Relay Channel et modes de transmission :

Considérons le canal avec évanouissement à relai R suivant :

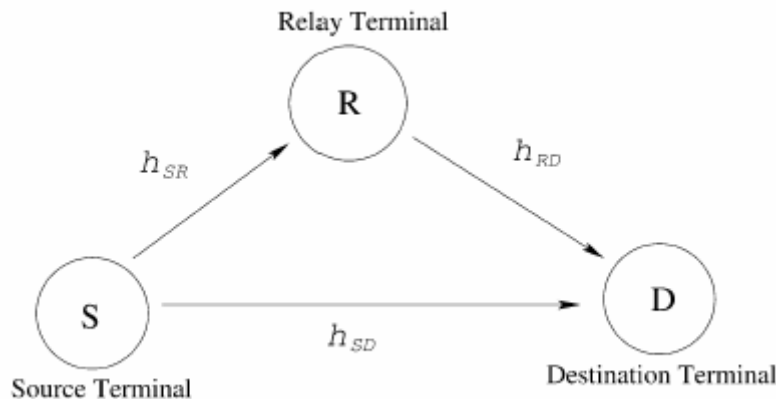


Fig. 6 : Canal à relai avec évanouissement

Les données sont transmises de la source S vers la destination D directement et par le lien du relai R.

On suppose que tous les terminaux possèdent une seule antenne émettrice et réceptrice et que le terminal ne peut pas transmettre et émettre simultanément. Cette contrainte est connu sous le nom de « **Half duplex Constraint** ».

Le relai R coopère suivant 2 modes :

- **Amplify and forward method:** Le relai amplifie le signal reçu de la source et le retransmet. Dans ce cas, le signal bruité et évanoui reçu sera amplifié.
- **Decode and forward method:** Le signal reçu sera dans ce cas démodulé et décodé avant sa transmission.

A noter que l'implémentation des relais en mode AF est beaucoup plus simple que celle en mode DF.

2.2 - Description des protocoles TDMA de coopération

Avant de décrire ces protocoles, On introduit les 2 notions suivantes :

- **Degré de transmission** (degree of broadcasting): Nombre des noeuds qui écoutent la source simultanément (dans le même time slot). Ce degré vaut 2 lorsque R et D écoutent S dans un même time slot, et vaut 1 si seulement R(ou D) écoute S.
- **Receive Collision** : Est maximum si D reçoit des informations simultanément de S et R.

Les 3 différents protocoles TDMA peuvent se résumer dans le tableau suivant :

Time Slot / Protocole	I	II	III
1	S → R, D	S → R, D	S → R
2	S → D, R → D	R → D	S → D, R → D
Degré de Transmission	2	2	1
Receive Collision	Max	-	Max
Equivalence	MIMO	SIMO	MISO
Diversité	AF (2) DF (2)	AF (2) DF (1)	AF (2) DF (2)

Le protocole 2 est utilisé dans un scénario où la source S reçoit des données dans le deuxième slot ce qu'il empêche de transmettre. De même, pour le protocole III, D reçoit des données durant le premier time slot.

Dans le protocole II, la source n'émet pas durant la deuxième période, ce qui implique que ce protocole est plus efficace que les 2 autres protocoles en terme que durée de vie de batterie.

2.3 - Modèle du Canal

Le canal est supposé être connu par le récepteur seul, c'est-à-dire le canal $S \rightarrow R$ est connu par le relai, les canaux $S \rightarrow D, R \rightarrow D$ et $S \rightarrow R$ sont connus par le destinataire. De plus, on suppose que l'énergie émise par la source pendant les deux time-slot est la même.

2.3.1 - Protocole I

a. AF mode

Soit x_1 et x_2 les symboles transmis respectivement pendant le premier et le deuxième time slot tel que $E[x_i] = 0$ et $E[|x_i|^2] = 1$ pour $i = 1, 2$.

Le signal reçu par D pendant le premier time slot : $y_{D,1} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD} x_1 + n_{D,1}$.

Avec :

- E_{SD} est l'énergie du signal reçue par D pendant une période symbole. (tenant en compte de toutes les pertes du chemin entre $S \rightarrow D$)
- h_{SD} est le gain complexe du canal entre S et D.
- $n_{D,1}$ est le bruit blanc gaussien.

De même, Le signal reçu par le relai durant le premier time slot est :

$$y_{R,1} = \sqrt{E_{RD}} h_{RD} x_1 + n_{R,1}$$

Le relai normalise ce signal par un facteur $\sqrt{(E|y_{R,1}|^2)}$ afin que la puissance du signal transmise devienne égale à 1, avant de le transmettre à la destination

Le signal reçu par D sera : $y_{D,2} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD} x_2 + \sqrt{E_{RD}} h_{RD} \frac{y_{R,1}}{\sqrt{(E|y_{R,1}|^2)}} + n_{D,2}$.

Avec : $E|y_{R,1}|^2 = E_{SR} + N_0$

On aura finalement : $y_1 = H \cdot x + n$ où : $H = \begin{bmatrix} \sqrt{E_{SD}} h_{SD} & 0 \\ \frac{1}{w} \sqrt{\frac{E_{SR} E_{RD}}{E_{SR} + N_0}} h_{SR} h_{RD} & \frac{\sqrt{E_{SD}}}{w} h_{SD} \end{bmatrix}$,

$x = [x_1 \quad x_2]^T$ Est le signal transmis..

$y = [y_{D,1} \quad y_{D,2}]$ Est le signal reçu par D pendant les 2 time slot.

$$w = (1 + E_{RD} \cdot |h_{RD}|^2) / (E_{SR} + N_0)^{1/2}.$$

n est conditionné par la connaissance du canal tel que : $E[n|H] = 0$ et $E[n \cdot n^H | H] = N_0 I_2$

b. DF mode

En mode DF, le décodeur va décoder le signal reçu pendant le premier time slot, le signal reçu par D sera : $y_{D,2} = \sqrt{E_{SD}} h_{SD} x_2 + \sqrt{E_{RD}} h_{RD} x_1 + n_{D,2}$.

Soit $y_1 = H \cdot x + n$ où : $H_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} \sqrt{E_{SD}} h_{SD} & 0 \\ \sqrt{E_{RD}} h_{RD} & \sqrt{E_{SD}} h_{SD} \end{bmatrix}$.

2.3.2 - Protocole II

Le signal reçu pour les 2 modes AF et DF est :

$y_2 = h \cdot x_1 + n$ où h est la première colonne de H (selon le mode de transmission utilisé). D'où : $n_t = 1$ et $n_r = 2$, qui est l'équivalent d'un canal SIMO (Single Input Multiple Output).

2.3.3 - Protocole III (NBK –AF/DF protocole)

Le signal reçu pour les 2 modes AF et DF est : $y_3 = g^T x + n$ où g^T est la deuxième ligne de H (selon le mode de transmission utilisé). D'où : $n_t = 2$ et $n_r = 1$, qui est l'équivalent d'un canal MISO (Multiple Input Single Output).

2.4 - Théorie de l'information et Comparaison des performances

A. Mode AF

1. Information mutuelle

L'information mutuelle pour le modèle du « ergodique block fading Channel » pour une séquence *i.i.d* (tel que $R_{xx} = E[x \cdot x^T] = I_2$), est donné par :

$$I_j^{AF} = \frac{1}{2} \cdot \log_2(I_2 + \gamma \cdot A_j \cdot A_j^H) \quad \text{Où } j = 1, 2, 3 \text{ et } A_1 = H \text{ (cas du protocole I), } A_2 = h \text{ (protocole$$

II) $A_3 = g$ (protocole III). Le coefficient $\frac{1}{2}$ traduit le fait que l'information est transmise à D durant 2 time slot.

En comparant les 3 quantités d'information, on aura : $I_1^{AF} \geq I_2^{AF} \geq I_3^{AF}$.

Interprétation

1. $I_1^{AF} \geq I_2^{AF}$ Peut être intuitivement interprété par le fait que le débit d'information sera réduit si S ne transmet pas dans le deuxième time slot.
2. Dans le cas du protocole 2, D reçoit les informations de la source pendant le premier time slot sans ajout du bruit amplifié par le relai, cependant pour le protocole III, D reçoit l'information émise pendant le premier time slot via R qui va transmettre la version amplifiée du signal bruité reçu. Et comme les symboles émis sont *i.i.d* et donc indépendants, $S \rightarrow D$ ne peut pas compenser le signal corrompue reçu par le relai.

2. Performance de diversité

La « **probabilité d'outage** » décroît asymptotiquement en fonction de SNR^{-2} , ce qui implique que la diversité est du **second ordre** pour les 3 protocoles (Se référer à l'annexe).

B. Mode DF

A débit constant, la diversité maximale pouvant être atteinte pour les protocoles I et III est de 2, tandis que pour le protocole II elle est de 1 (Voir annexe)

2.5 - Critères de construction des codes spatio-temporelles pour le protocole III

Les canaux S - D et S - R sont des canaux à évanouissements par blocs de longueur T, et on suppose que le canal S-R est gaussien avec $h_{RD} = 1$.

Si on utilise un code spatio-temporel de longueur T, et en supposant que g^T reste fixe pendant la transmission, on aura: $y_{1 \times T}^T = g_{1 \times 2}^T \cdot C_{2 \times T} + n_{1 \times T}$.

La probabilité d'erreur par paire sera alors :

$$P(C \rightarrow E) \leq \left(\prod_{i=1}^2 \gamma_i \right)^{-1} \left(\frac{\beta_3^{AF}}{4} \right)^{-2} \text{ où } \gamma_i \text{ sont les valeurs de } (C - E)(C - E)^H.$$

On déduit alors que la diversité est de l'ordre 2.

Les résultats sont bien conformes à celle qu'on a eu en calculant la probabilité d'outage. Donc pour concevoir un bon code dans les cas des canaux à relais, il faut satisfaire les critères de construction du code espace temps classique Critère de rang , Critère de déterminant

3 - Les algorithmes “Repetition based diversity” et “space time coded diversity”

3.1 - Principe des algorithmes

Considérons un réseau sans fil représenté par l'ensemble des terminaux : $M = \{1, 2, \dots, m\}$. Soit s une source $\in M$ qui envoie des données à une destination $d(s) \notin M$, utilisant aussi les $M - \{s\}$ terminaux comme relais.

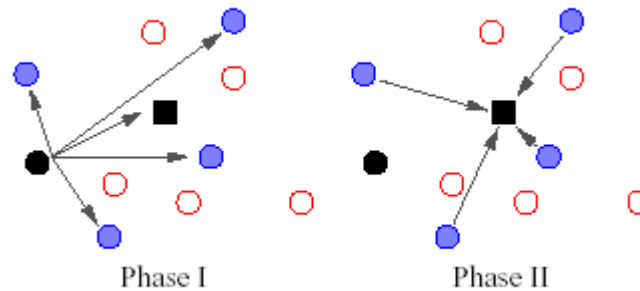


Fig 7 : Principe des algorithmes

Première phase

La source envoie les données à $d(s)$ et aux relais $M - \{s\}$ appelés « Potential Relays ».

Les « **Potentials Relays** » qui peuvent décoder la transmission deviennent les « Decoding relay » et participeront à la deuxième phase.

Les « **Decoding Relays** » seront les relais pour lesquels le SNR est suffisamment grand.

On appelle $D(s)$ l'ensemble de relais tq : $r \in D(s) \Leftrightarrow \text{SNR}_r$ est suffisamment large pour que r décode le signal. $D(s)$ est un ensemble aléatoire.

Deuxième phase

R retransmet le signal vers $d(s)$ soit :

- Dans le même canal en utilisant les codes spatio-temporelles, cas de « space time coded diversity ».
- Dans des canaux orthogonaux cas de « repetition based diversity »

2 – Modélisation du système

3.2.1 - La couche MAC

Pour la transmission coopérative, il faut toujours tenir compte que les terminaux vérifient la condition du « **half duplex constraint** », c'est-à-dire on ne peut pas avoir un terminal qui écoute et qui transmet en même temps.

Cas de Non Coopération

Le terminal transmet dans des canaux fréquentiels orthogonaux. Chaque terminal utilise une fraction de $1/m$ de degré de liberté du canal

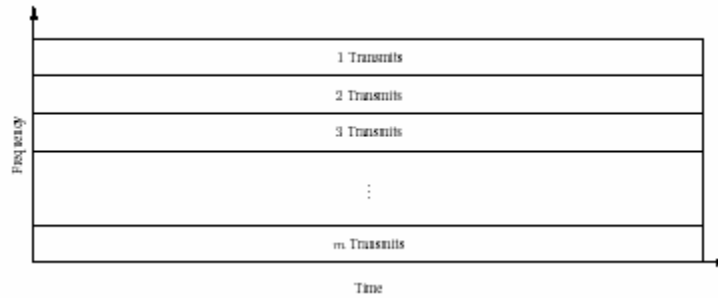


Fig 8: Non Cooperative Medium Access Control

Cas des Algorithmes « Repetition-based » (LTW – AF / DF protocole)

Dans ce cas, on aura une allocation des canaux fréquentiels pour l'émission des différentes sources $s - d(s)$ et des sous-canaux temporels **orthogonaux** pour les relais. Les relais peuvent dans le cas de répétition soit amplifier et transmettre directement le signal reçu, soit décoder le signal reçu avant sa transmission.

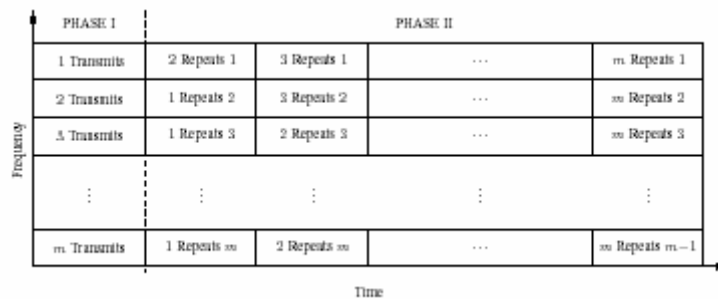


Fig 9: Repetition Based Medium Access

Chaque sous canal contient $1/m^2$ du degré de liberté total du canal.

La transmission entre s et $d(s)$ utilise $1/m$ du degré de liberté du canal, et chaque terminal coopératif utilise $1/m$ du degré de liberté du canal (Le même symbole étant transmis pendant mT_s , on aura alors une perte énorme en efficacité spectrale)

Cas des Algorithmes « Space Time Coded diversity » (LW – STC protocole)

Dans ce cas, la source transmet pendant le premier time slot, les autres sources utilisent un code spatio temporel pour émettre simultanément dans le même intervalle.

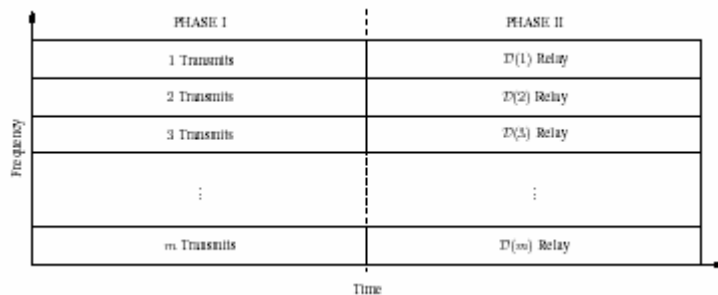


Fig 10: Space time Coded Medium Access Control

La transmission entre s et $d(s)$ utilise $1/m$ du degré de liberté total du canal, et chaque terminal coopératif transmet dans $1/2$ du degré de liberté de canal. (1 symbole étant transmis pendant $2T_s$).

Ce facteur de $1/2$ doit être utilisé dans la normalisation de puissance et de bande passante.

3.2.2 - Modèle de canal utilisé

On considère N utilisations consécutives du canal avec N suffisamment large.

Pendant la première phase (Pour $n = 1, \dots, N/2$):

- chaque relai $r \in M - \{s\}$ reçoit le signal : $y_r[n] = a_{s,r}x_s[n] + z_r[n]$ Avec $x_s[n]$ signal transmis par la source et $y_r[n]$ signal reçu au relai r .
- $d(s)$ reçoit le signal : $y_{d(s)}[n] = a_{s,d(s)}x_s[n] + z_{d(s)}[n]$

Pendant la deuxième phase (Pour $n = N/2, \dots, N$), le modèle du canal équivalent n'est pas le même pour 2 algorithmes :

Repetition Based Diversity :

Dans ce cas, la destination reçoit les retransmissions séparés de chacun des relais à part tel que pour tout $r \in D(s)$, on aura : $y_{d(s)}[n] = a_{r,d(s)}x_r[n] + z_{d(s)}[n]$

Space- Time coded Diversity :

$$y_{d(s)}[n] = \sum_{r \in D(s)} a_{r,d(s)}x_r[n] + z_{d(s)}[n] \text{ Avec } x_r[n] \text{ est le signal transmis par le relai } r.$$

Les relais vont utiliser des codes spatio-temporels afin de permettre à $d(s)$ de séparer les signaux combinés transmis sur le même canal.

$a_{i,j}$ Traduit l'effet de l'affaiblissement de chemin et de l'évanouissement du canal. Statistiquement, $a_{i,j}$ est modélisé par une variable aléatoire complexe de variance $1/\lambda_{i,j}$ tel que :

- $|a_{i,j}|$ suit une distribution de Rayleigh ($p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{\sigma^2}}$)
- $\text{Arg}(a_{i,j})$ est uniformément distribué sur $[0, 2\pi]$

$z_j[n]$: représente le bruit et tout autre forme d'interférence du système, variable aléatoire gaussienne complexe de variance N_0 .

3.3 – Performance : Probabilité de dépassement et diversité

Le caractère aléatoire de l'information mutuelle du canal est une fonction de plusieurs paramètres : le code utilisé, l'appartenance des relais à $D(s)$ et des coefficients d'évanouissements. La probabilité de dépassement (outage probability) $Pr[I < R]$ est conditionné par la connaissance de $D(s)$.

On peut écrire : $\Pr[I < R] = \sum \Pr[D(s)].\Pr[I < R / D(s)]$

Lorsque SNR est suffisamment large la probabilité de dépassement est équivalente à :

$\Pr[I < R] = SNR^{-d(r)}$ avec $d(r)$ est une fonction décroissante qui représente la diversité du système en fonction de r gain de multiplexage

3.3.1 - Cas de non coopération

La probabilité de dépassement décroît proportionnellement suivant $\Pr[I < R] = SNR^{-d(r)}$ avec $d(r) = (1 - r)$

3.3.2 - Cas du “Space - time coded Diversity”

Pour les systèmes utilisant les « **space time coded cooperative diversity** », on peut démontrer que :

$$m(1 - 2r) < d(r) < m \left(1 - \left[\frac{m-1}{m} \right] \cdot 2r \right)$$

3.3.3 - Cas du “Repetition Based Cooperative Diversity”

Pour les systèmes utilisant les « **Repetition Based cooperative diversity** », on peut démontrer que : $d(r) = m(1 - mr)$

3.3.4 - Interprétation des résultats

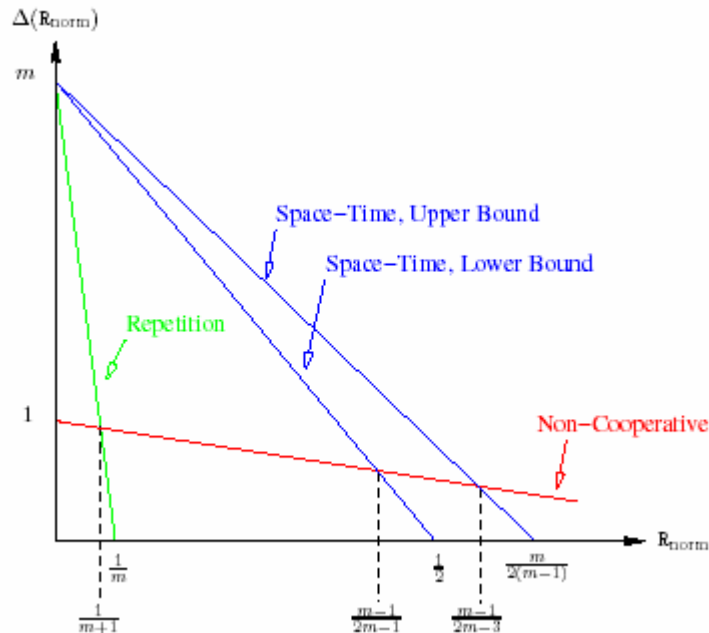


Fig 11: Ordre de diversité

On peut tirer les conclusions suivantes :

- Pour un débit fixe c'ad lorsque $r \rightarrow 0$, on aboutit à une diversité complète de l'ordre m pour les 2 algorithmes repetition et Space Time.
- Les « Space-Time » algorithmes permettent d'avoir une plus grande diversité que celle des « repetition Based » algorithmes, et peuvent être utilisés pour des débits plus élevés.
- Les algorithmes « Space time » ont une diversité supérieure à celle de la transmission non coopérative si $r < (m - 1)/(2m - 1)$
- On remarque que l'ordre de diversité est une fonction décroissante de r et par suite de R . Donc, il faut avoir un compromis entre le débit (Quantité de données transmises) et la diversité (le degré de fiabilité des données) « reliability ».

Ce compromis est connu sous le nom « **diversity-multiplexing tradeoff** ». Autrement dit, afin d'obtenir un gain de multiplexage plus élevé, on devra sacrifier de la diversité. Les protocoles exposés dans la partie suivante ont pour but de maximiser ce compromis.

4 – Stratégies de Coopération optimisant le «multiplexing – diversity tradeoff »

Les auteurs de [4] et [5] posent le problème suivant: « *A key area for further research is exploring cooperative diversity protocols in the high spectral efficiency regime* ».

En effet, dans les algorithmes précédents, le critère de performance était de satisfaire uniquement le critère de full diversity ($r = 0$). Cependant, ce critère seul ne suffit pas dans le cas où l'efficacité spectrale devient élevée.

On va présenter dans cette partie, des protocoles de coopération qui prennent comme **critère de performance** le « **diversity-multiplexing tradeoff** ». Les systèmes coopératifs seront constitués des « **half duplex** » nodes, et on va distinguer entre 3 scénarios :

- Relay channel.
- Cooperative Broadcast Channel BC (Downlink)
- Cooperative Multiple Access Channel CMA (Uplink)

On va comparer les performances de ces algorithmes au cas idéal « **Genie Aided Protocol** », cas où le relai connaît parfaitement le signal transmis par la source, c'ad le canal Relai Destination est AWGN (Non Fading Channel).

La diversité dans ce cas est tel que : $d(r) = N.(1 - r)$; N étant le nombre de relais et 1-r la diversité obtenue lors d'une transmission directe.

4.1 - Fading Relay Channel

4.1.1 - NonOrthogonal Amplify and Forward Protocols

a. Single Relay Channel

Modèle du canal utilisé

Pour les protocoles AF décrit précédemment, supposons que la source émet pendant l temps symboles (symboles indépendants avec une contrainte de puissance). La source peut émettre un symbole par temps symbole. Les relais écoutent la source pendant l' temps symbole et retransmettent une combinaison des l' symboles bruités observés dans les $l-l'$ périodes restantes, tout en respectant la contrainte de « **half duplex constraint** »

Le modèle mathématique est donné par :
$$y = \begin{bmatrix} g_1 A_1 & 0 \\ g_2 h B A_1 & g_1 A_2 \end{bmatrix} .x + \begin{bmatrix} 0 \\ g_2 B \end{bmatrix} .w + v$$

Avec :

- $y \in C^l$ Vecteur observé par le destinataire, $x \in C^l$ vecteur des symboles sources, $w \in C^l$ vecteur bruit observé par les relais (de variance σ_w^2), et $v \in C^l$ le vecteur bruit observé par le destinataire (de variance σ_v^2).
- Les variables h , g_1 et g_2 représentent les gains respectifs des canaux source - relai, source - destination, relai - destination.
- Les matrices A_1 et A_2 sont diagonales de dimension respectifs $l' \times l'$ et $(l-l') \times (l-l')$.
- La matrice B est de dimension $(l-l') \times l$, les coefficients b représentent la combinaison linéaire suivant laquelle s'effectue la retransmission des l' symboles par le relai.

Pour $l' = l/2$, $A_1 = I_{l'}$, $A_2 = 0$ et $B = b.I_{l'}$, avec b est le gain d'amplification effectué par les relais, on retrouve le **LTW – AF protocole** détaillé dans la partie 3.

Théorème 1 :

La diversité optimale pour les scénarios coopératifs à single AF relay est majoré par :

$$\begin{cases} d^*(r) \leq (1-r) + (1-2r) & \text{si } 0 \leq r \leq 1/2 \\ d^*(r) \leq (1-r) & \text{si } 1/2 \leq r \leq 1 \end{cases}$$

Les protocoles NAF seront alors les protocoles AF qui ont une diversité égale à la borne supérieure. Pour atteindre cette diversité maximale, il faut que la matrice B soit une matrice carrée de dimension $l/2 \times l/2$ et de rang complet.

Soit : $A_1 = I_{l/2}$, $A_2 = I_{l/2}$ et $B = b.I_{l/2}$

Principe des protocole NAF

La **trame de coopération** est définie par 2 temps symbole. La source émet d'une façon continue pendant les 2 intervalles. Le relai écoute pendant le premier intervalle et puis retransmet le signal bruité observé pendant le premier temps symbole. Cette conception est imposée par le « half duplex constraint ».

Pour la $k^{\text{ième}}$ trame, le signal reçu par le destinataire pendant les 2 intervalles

$$\text{est : } \begin{cases} y_{1,k} = g_1 x_{1,k} + v_{1,k} \\ y_{2,k} = g_2 x_{2,k} + g_2 b(hx_{1,k} + w_{1,k}) + v_{2,k} \end{cases}$$

Pour décoder ce message, D doit connaître b , h , g_1 et g_2 .

Théorème 2 :

Les protocoles NAF ont un tradeoff diversity multiplexing pour un AF single relay

$$\text{scénario donné par : } \begin{cases} d^*(r) = (1-r) + (1-2r) & \text{si } 0 \leq r \leq 1/2 & \text{Direct et relayé} \\ d^*(r) = (1-r) & \text{si } 1/2 \leq r \leq 1 & \text{Trajet direct} \end{cases}$$

Comparaison et Interprétation

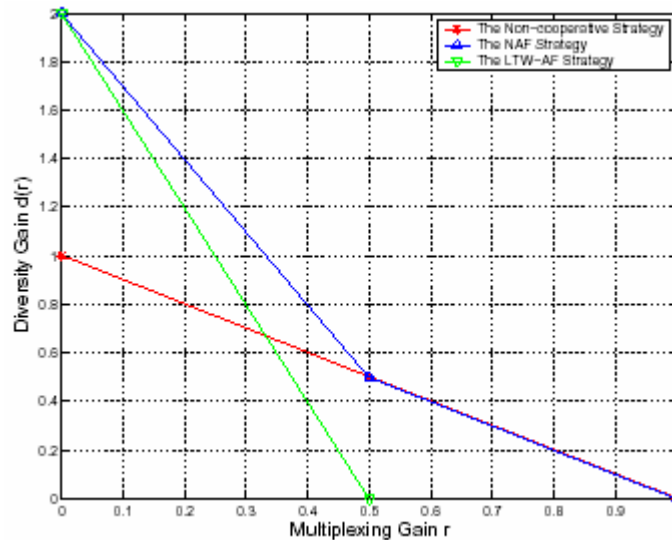


Fig 12: Tradeoff diversity-multiplexing optimal AF single relay

D'après la figure 12, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Le protocole NAF est **plus performant** que le cas de non coopération et du protocole LTW-AF ($d(r) = 2(1-2r)$). Ceci peut être interprété par le fait que la transmission dans les NAF protocoles ne nécessite pas une transmission dans des canaux orthogonaux (comme dans le cas LTW-AF protocoles, voir figure 9). Ce qui entraîne :
 - Une augmentation du débit due à la transmission continue.
 - Une augmentation de la diversité à travers la coopération.
 - Lorsque $r > 0.5$, la seule stratégie AF pouvant atteindre le gain de multiplexage maximal est la « non cooperative strategy ».
- En effet, Le gain de multiplexage maximal pouvant être atteint par le NAF étant 2/3, on revient au cas de non coopération où la source seule envoie les informations à la destination.

b. Généralisation

Principe des protocoles NAF

Le protocole NAF peut être généralisé au cas où l'on a $N - 1$ relais ($N \geq 2$). On définit une « **super frame** » comme étant la concaténation de $N-1$ « cooperatives frames » consécutives. Dans chaque « super frame », les relais **interviennent à tour de rôle** dans les trames coopératives et répètent le signal observé pendant le premier intervalle (voir fig 13).

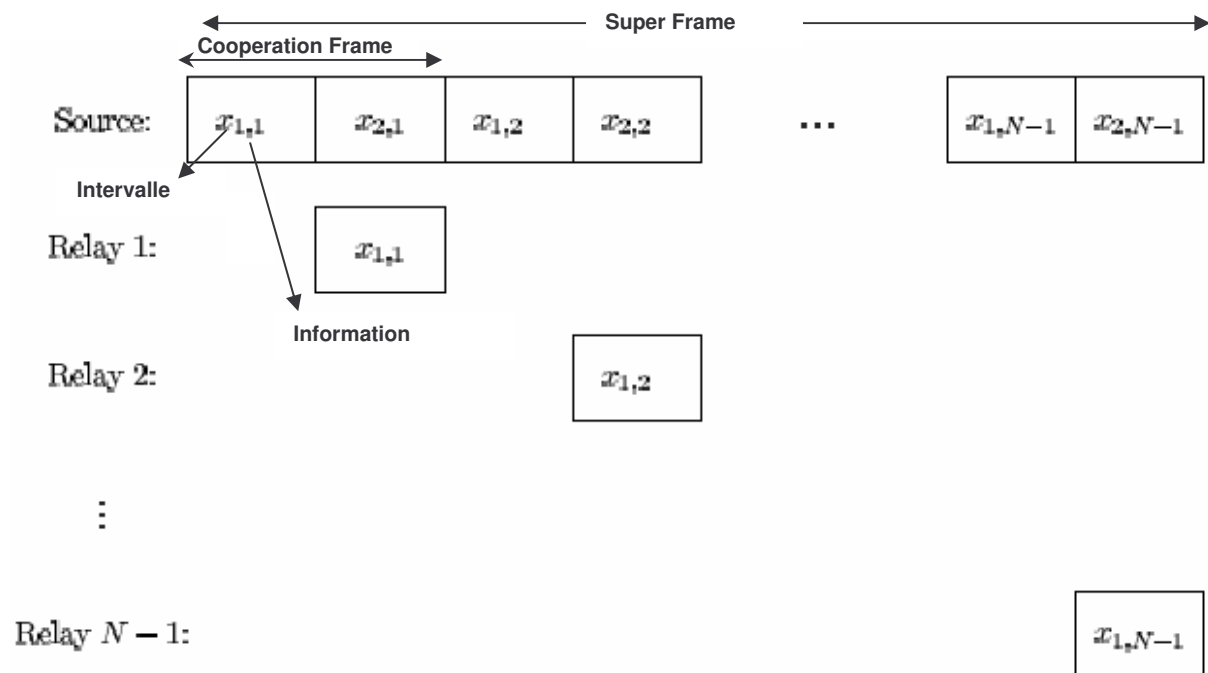


Fig 13 : Protocole NAF généralisé

Les signaux reçus par le destinataire dans une super frame:

$$y_{1,k} = g_1 x_{1,k} + v_{1,k}$$

$$y_{2,k} = g_1 x_{2,1} + g_k b_k (h_k x_{1,k} + w_{1,k}) + v_{2,k} \quad \text{avec } k = 1 \dots N-1$$

relai R_k

Théorème 3 :

Les protocoles NAF ont un tradeoff diversity multiplexing pour un $N - 1$ AF relay scénario donné par :

$$d^*(r) = \begin{cases} (1-r) + (N-1)(1-2r) & \text{si } 0 \leq r \leq 1/2 \\ (1-r) & \text{si } 1/2 \leq r \leq 1 \end{cases}$$

Performance

- Le protocole NAF généralisé est plus performant que celui de LTW-STC protocole, ceci peut être interprété par le fait que la source transmet durant toute la durée du mot de code à l'opposition du LW-STC où la source émet pendant $1/2$ du degré de liberté du canal.
- La complexité des protocoles NAF est petite comme les relais ne font pas des opérations codage et décodage.

4.1.2 - Dynamic Decode and Forward DDF Protocols

a. Single Relay Channel

Principe des protocoles

On suppose que le mot de code est constitué de l intervalles symboles consécutifs durant lesquels le canal reste constant. La source transmet avec un débit égal à R BPCU (bits par utilisation de canal) durant chaque intervalle symbole.

Le relai écoute le canal jusqu'à ce que l'information mutuelle entre le signal reçu par le relai et le signal source dépasse lR . Le signal reçu sera alors décodé et codé à nouveau par le relai avec un nouveau mot de code indépendant.

Le Relai ne commence pas à aider que s'il a bien décodé le message, on réduit ainsi la probabilité d'erreur au décodage à 0.

Soit l' le nombre de symboles intervalles pendant lequel le relai écoute la source. l' dépend de la réalisation instantanée du canal, ce qui explique l'aspect dynamique de ce protocole.

Soit $l' = \min \left\{ l, \left\lceil \frac{lR}{\log_2(1 + |h|^2 c\rho)} \right\rceil \right\}$ avec h est le gain du canal source - relai, $c = \frac{\sigma_v^2}{\sigma_w^2}$

Le signal reçu par le destinataire sera :

$$y_k = g_1 x_k + v_k \quad 1 \leq k \leq l'$$

$$y_k = g_1 x_k + g_2 \tilde{x}_k + v_k \quad l' < k \leq l$$

Avec \tilde{x}_k est le signal transmis par le relai.

La destination ne doit pas connaître le gain du canal source relai h pour décodé le signal reçu comme dans le cas des protocoles NAF.

Théorème 4:

Les protocoles DDF ont un tradeoff diversity multiplexing pour un single relay scénario donné par :

$$d^*(r) = \begin{cases} 2(1-r) & \text{si } 0 \leq r \leq 1/2 \\ (1-r)/r & \text{si } 1/2 \leq r \leq 1 \end{cases}$$

Comparaison et Interprétation

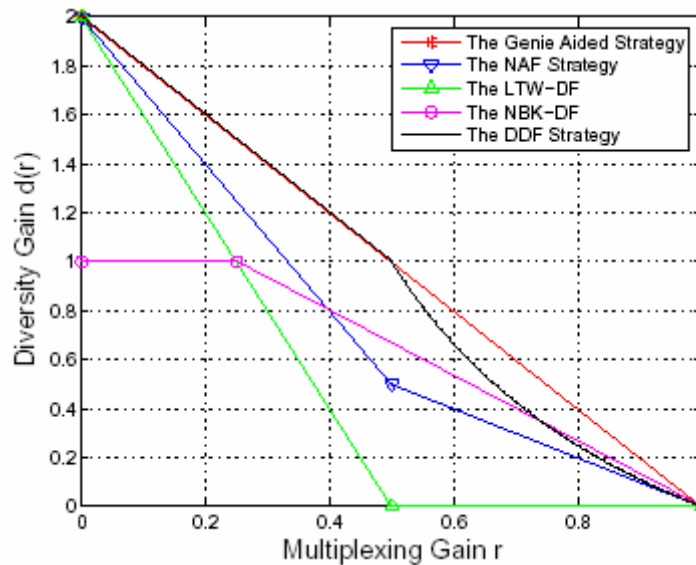


Fig. 14 : Diversity multiplexing tradeoff pour les Protocoles DDF (single relay)

D’après la figure 14, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Le protocole DDF est optimal lorsque $0 \leq r \leq 0.5$ et atteint la diversité du cas idéal (Genie Aided Protocole).
- Lorsque $r \geq 0.5$, le relai ne peut aider la source à transmettre que pendant une fraction du temps nécessaire pour la transmission du mot de code.
- Pour le NAF protocole, le relai transmet le signal bruité tandis que pour la DDF stratégie, le relai transmet des symboles indépendants après avoir décoder **correctement** le message.

Généralisation

On généralise le protocole DDF à $N-1$ relais. La source transmet d’une façon continue durant le temps du mot de code.

Chaque relai écoute la source jusqu’à ce que l’information mutuelle entre le **signal émis par la source et les autres relais** et le **signal reçu par le relai** dépasse $L.R$.

Comme le canal entre la source et le relai varie d’un relai à un autre, le temps de début de transmission des relais diffère d’un relai à un autre. Les relais doivent prendre en compte du temps de début de transmission des autres relais pour le décodage, il faut alors diviser chaque mot de code en un nombre de segments. Chacun des relais n’est autorisé à émettre qu’au début d’un segment et doit informer les autres relais du temps de début de transmission

Théorème 5:

Les protocoles DDF ont un tradeoff diversity multiplexing pour $N-1$ relais scénario donné

$$\text{par : } d(r) = \begin{cases} N(1-r) & \text{si } 0 \leq r \leq 1/N \\ 1 + \frac{(N-1)(1-2r)}{(1-r)} & \text{si } 1/N \leq r \leq 1/2 \\ \frac{1-r}{r} & \text{si } 1/2 \leq r \leq 1 \end{cases}$$

4.2 – Half Duplex Cooperative Broadcast Channel

On considère ici le cas où la source émet à N destinations. Le message source contient 2 parties :

- Une partie commune à toutes les destinations : $R_c = r_c \log \rho$.
- Une partie spécifique à chacun des N destinataires : $R_j = r_j \log \rho$ avec $j = 1..N$

Le débit total envoyé par la source $R = R_c + \sum_{j=1}^N R_j$, et le gain de multiplexage $r = (r_c, r_1, \dots, r_N)$

Tous les récepteurs doivent décoder **l'information commune** du message.

On va se restreindre au cas où $r = (r_c, 0, \dots, 0)$ avec $0 \leq r_c \leq 1$

Principe du CB-DDF protocole :

Ce protocole n'est autre qu'une extension du protocole DDF. La source transmet d'une façon continue durant le temps du mot de code.

Chacun des destinataires écoute la source jusqu'à ce que l'information mutuelle entre le **signal émis par la source et les autres destinataires** et le **signal reçu par lui même** dépasse **L.R**. Une fois, le destinataire décode le message, il le code avec un nouveau code indépendant et le retransmet à tous les destinataires n'ayant pas encore décodé leur message (Coopération entre destinataires)

Le gain de diversité est le gain de diversité du récepteur pire (max probabilité d'erreur) càd :

$$d = \min_{1 \leq j \leq N} \{d_j\}.$$

Le gain de multiplexage est r_c tq : $0 \leq r_c \leq 1$

Théorème 6 :

Les protocoles CB-DDF ont un tradeoff diversity multiplexing pour N destinations donné

$$\text{par : } d(r) = \begin{cases} N(1-r_c) & \text{si } 0 \leq r_c \leq 1/N \\ 1 + \frac{(N-1)(1-2r_c)}{(1-r_c)} & \text{si } 1/N \leq r_c \leq 1/2 \\ \frac{1-r_c}{r_c} & \text{si } 1/2 \leq r_c \leq 1 \end{cases}$$

4.3 – Half Duplex Cooperative Multiple Access Channel

Dans ce cas, on a N sources qui transmettent des messages indépendants vers une même destination.

Principe du protocole CMA-NAF

On définit ici la « frame cooperation » par N temps symbole. Chacune des sources peut **émettre et recevoir** une **seule fois** par « frame cooperation ».

La source transmet une combinaison linéaire du symbole propre à elle comme elle aide une autre source à transmettre son message tout en répétant le signal bruité qu'elle a écouté pendant l'intervalle où elle est autorisée à écouter.

Prenons le cas où $N=3$, on suppose que l'assignation des sources se fait suivant :

- Source 1 aide la source 3
- Source 2 aide la source 1
- Source 3 aide la source 2

On désigne par :

- $x_{j,k}$ le symbole émis par la source j pendant la $K^{ième}$ « frame cooperation »
- $t_{j,k}$ le signal transmis vers le récepteur, $r_{j,k}$ le signal reçu par la source assigné à la source j .
- a_j et b_j les gains de transmission et de répétition.
- g_j est le gain du canal entre la source j et le récepteur.
- $v_{j,k}$ est le bruit observé par le destinataire, $w_{j,k}$ observé par la source j .

Les signaux transmis pendant les 2 premières « cooperation frame » sont :

Source \ Frame	1	2
1	$t_{1,1} = a_1 x_{1,1}$	$t_{1,2} = a_1 x_{1,2} + b_1 r_{1,2}$ $r_{1,2} = h_{13} t_{3,1} + w_{1,1}$
2	$t_{2,1} = a_2 x_{2,1} + b_2 r_{2,1}$ $r_{2,1} = h_{21} t_{1,1} + w_{2,1}$	$t_{2,2} = a_2 x_{2,2} + b_2 r_{2,2}$ $r_{2,2} = h_{21} t_{1,2} + w_{2,2}$
3	$t_{3,1} = a_3 x_{3,1} + b_3 r_{3,1}$ $r_{3,1} = h_{32} t_{2,1} + w_{3,1}$	$t_{3,2} = a_3 x_{3,2} + b_3 r_{3,2}$ $r_{3,2} = h_{32} t_{2,2} + w_{3,2}$

Le signal reçu par la destination est $y_{j,k} = g_j t_{j,k} + v_{j,k}$.

On définit la « **super frame** » par L « coopératives Frame » consécutifs.

Soit N le nombre de sources différentes où 2 sources s'entraident entre elles pour la transmission. L'assignation des partenaires (Sources qui coopèrent) est la même pour tous les « frame cooperation » d'une même « super frame », mais peut changer d'une super frame à l'autre. Les « **scheduling algoitms** » utilisés doivent satisfaire les 2 conditions :

- Dans chaque super Frame, une source ne peut aider à transmettre qu'une autre source.
- Chacune des sources est également aidée par toutes les autres sources.

La permutation circulaire entre les sources est l'un des « scheduling algorithm » et permet d'avoir $N-1$ configurations différentes. Pour cela, on choisit le temps de cohérence telle que l'intervalle de cohérence contient $N-1$ super frames.

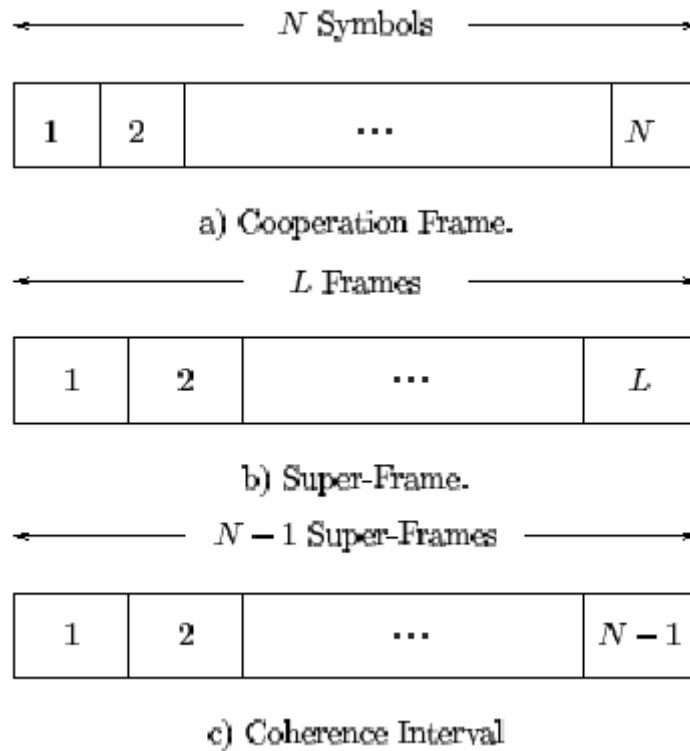


Fig 15 : CMA –NAF protocole

Pour atteindre un gain de diversité maximal, il faut que la longueur du code l soit égal à celle de l'intervalle de cohérence $l = (N-1).L$

Exemple :

Pour $N = 4$, l'algorithme précédent nous permet d'avoir :

Super Frame Index	Partenaire correspondant à la source			
	1	2	3	4
1	4	1	2	3
2	3	4	1	2
3	2	3	4	1
4	4	1	2	3

Pour avoir un gain de diversité maximale, il faut que la longueur du code l soit

Le gain de diversité est le gain de diversité du récepteur pire (max probabilité d'erreur) càd :
 $d = \min_{1 \leq j \leq N} \{d_j\}$.

Comme dans un intervalle symbole, on ne peut autoriser qu'une seule source à émettre, Le gain de multiplexage sera $r \leq 1$:

Théorème 7 :

Les protocoles CMA-NAF ont un tradeoff diversity multiplexing pour N sources donné par : $d(r) = N \cdot (1-r)$

4.5 - Résultats Numériques

Les fig 16, 17 représentent la probabilité de dépassement en fonction du SNR. Pour des SNR élevés, la probabilité de dépassement de protocole NAF est inférieure à celle des autres protocoles (fig16)

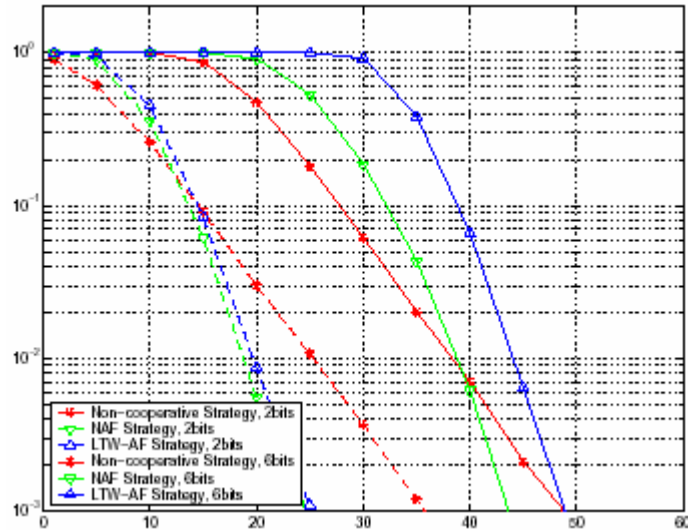


Fig 16: Comparaison des probabilités d’erreur pour les protocoles NAF, LTW-AF, Non cooperative (N = 2)

Contrairement à la NAF, le DDF permet d’avoir une optimalité pour un SNR moins élevé.

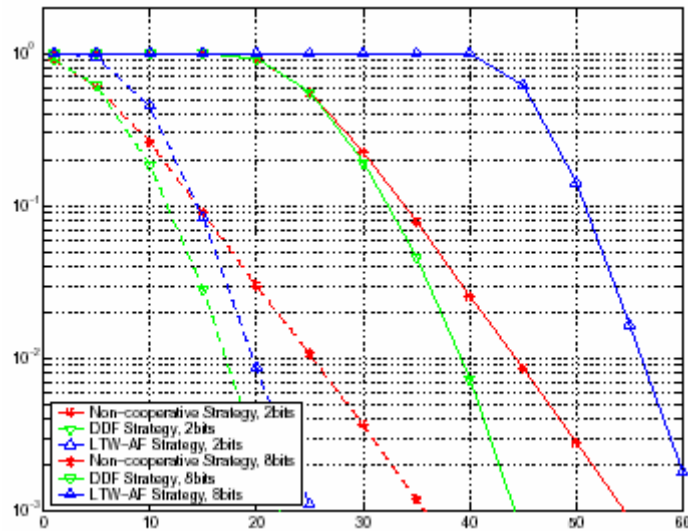


Fig 17: Comparaison des probabilités d’erreur pour les protocoles DDF, LTW-AF, Non cooperative (N = 2)

IV. Conclusion

Dans ce projet, on a présenté différentes stratégies de coopération et différents protocoles de relayage entre les terminaux.

On a démontré que les protocoles TDMA peuvent atteindre une diversité totale, ce pendant ce critère de « **Full diversity** » seul ne suffit pas pour avoir un protocole performant, car ayant un gain de diversité maximal, on ne maximise pas nécessairement le gain de multiplexage. Il faut alors avoir un compromis optimal entre ces deux notions

Dans les protocoles de Laneman et Wornell (Repetition Based et Space Time Coded), on a démontré que ces protocoles permettent d'atteindre une diversité maximale, cependant l'insertion des relais entre source et destination permet de réduire l'efficacité spectrale et le on peut plus atteindre un gain de multiplexage maximale.

La troisième catégorie des protocoles proposent de prendre comme critère de performance le « tradeoff diversity multiplexing ». On a démontré que ces algorithmes sont les plus performants et sont les plus proches du cas idéal (Genie Aided Algorithm)

Dans les protocoles qu'on a étudié dans ce projet, on s'intéressait au cas d'une transmission entre source et destination il sera alors intéressant d'étendre cette « **cooperative diversity** » pour des réseaux de grandes tailles.

Annexe

1. Calcul de la probabilité de dépassement pour les protocoles TDMA mode AF

On peut minimiser les informations mutuelles par :

$$I_j^{AF} \geq \frac{1}{2} \cdot \log_2(1 + \beta_j^{AF} (|h_{SD}|^2 + |h_{SR}|^2))$$

Connaissant les distributions des $|h_{ij}|$, on utilisant le d.l de $e^{-x} = 1 - x$, on peut déduire que :
Les « probability of outage » pour les protocoles I, II et III sont telles que :

$$P_{1,out} = \Pr(I_1^{AF} \leq R) \leq \left(\frac{2^{2R} - 1}{\beta_1^{AF}} \right)^2, P_{2,out} = \Pr(I_2^{AF} \leq R) \leq \left(\frac{2^{2R} - 1}{\beta_2^{AF}} \right)^2$$

et $P_{3,out} = \Pr(I_3^{AF} \leq R) \leq \left(\frac{2^{2R} - 1}{\beta_3^{AF}} \right)^2$ avec β_1^{AF} , β_2^{AF} et β_3^{AF} sont les rapports signal à bruit pour les 3 protocoles SNR tq: $\beta_1^{AF} \geq \beta_2^{AF} \geq \beta_3^{AF}$.

On obtient : $P_{1,out} \leq P_{2,out} \leq P_{3,out}$.

2. Calcul de la probabilité de dépassement pour les protocoles TDMA mode DF

1. Achievable Rates

Soit R_1 et R_2 les débits envoyés **par la source** pendant le premier et le deuxième time slot.

Protocole I

Pour que le relai soit capable de décoder le message transmis, il faut que R_1 ne dépasse pas la capacité du canal S-R, càd $R_1 \leq R_{relay}^{max} = \log_2(1 + \frac{E_{SR}}{N_0} |h_{SR}|^2)$.

Le canal étant MIMO, on devait imposer des contraintes non seulement sur R_1 et R_2 mais aussi sur $R_1 + R_2$ pour que la destination arrive à décoder le message transmis.

Soit alors,

$$R_1 \leq R_1^{max} = \log_2(1 + \frac{1}{N_0} |h|^2), R_2 \leq R_2^{max} = \log_2(1 + \frac{E_{SD}}{N_0} |h_{SD}|^2) \text{ et}$$

$$R_1 + R_2 \leq R_{total}^{max} = \log_2 \det(I_2 + \frac{1}{N_0} H.H^H).$$

R_1 doit satisfaire $R_1 \leq \min(R_1^{max}, R_{relay}^{max})$

N'importe quel couple (R_1, R_2) satisfaisant ces contraintes peut être atteint (voir fig 19).

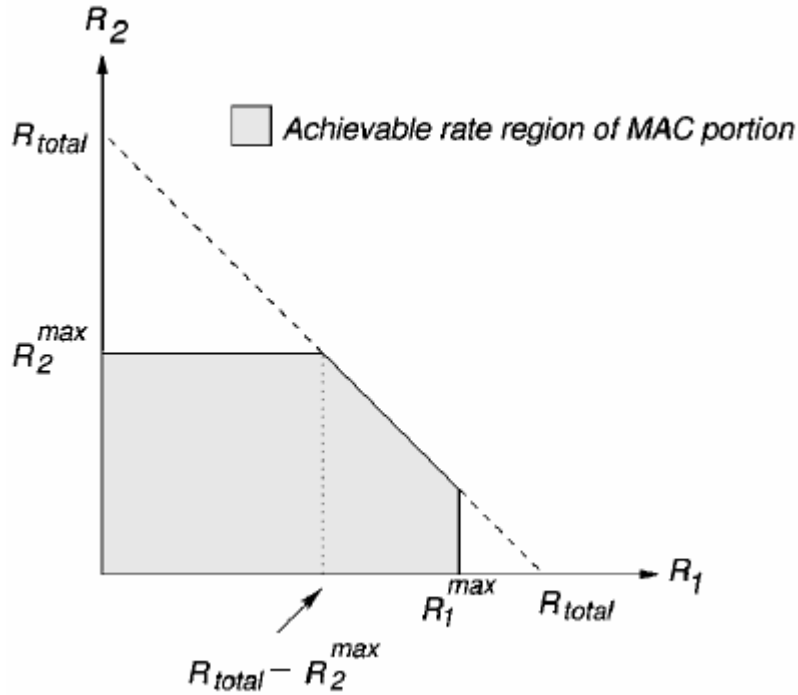


Fig 18: Achievable rate region pour le protocole 1 DF mode

Soit $R_{sum}^1 = R_1 + R_2$ le débit total qu'on peut atteindre.

D'après la fig 18, on déduit que : $R_{sum}^1 = \begin{cases} R_{Total} & R_{relay}^{max} \geq R_{total} - R_{max}^2 \\ R_{relay}^{max} + R_2^{max} & , R_{relay}^{max} < R_{total} - R_{max}^2 \end{cases}$

Pour le protocole II

$R_2 = 0$ (la source n'émet pas pendant le deuxième time slot), on obtient $R_{sum}^2 = \min\{R_{relay}^{max}, R_1^{max}\}$.

Pour le protocole III

Le débit $R_1 \leq \min\left\{R_1^{max}, \log_2\left(1 + \frac{E_{RD}}{N_0} / h_{RD} / l^2\right)\right\}$,

$R_{Total}^3 = \log_2\left(1 + \frac{1}{N_0} // g // l^2\right)$ avec $//g// = //h//$, on aura alors $R_{Total} = R_1^{max}$

Et par suite :

$$R_{sum}^3 = \begin{cases} R_1^{max} & R_{relay}^{max} \geq R_1^{max} - R_{max}^2 \\ R_{relay}^{max} + R_2^{max} & , R_{relay}^{max} < R_1^{max} - R_{max}^2 \end{cases}$$

L'information mutuelle associé à ces 3 protocoles : $I_J^{DF} = \frac{1}{2} R_{sum}^{(j)}$ (La transmission étant sur 2 time slot)

En comparant les 3 quantités d'information, on obtient : $I_1^{DF} \geq I_3^{DF} \geq I_2^{DF}$.

2. Probabilité de dépassement et Diversité

On va supposer que le lien $R \rightarrow D$ est AWGN, et que ce lien est plus fiable que $S \rightarrow D$ et $S \rightarrow R$ (càd $E_{RD} \gg E_{SD}$ et $E_{RD} \gg E_{SR}$)

t

Sous ces conditions, on aura alors :

Pour le protocole II : $I_2^{DF} = \frac{R_{relay}^{max}}{2}$, la probabilité de dépassement s'écrit alors :

$$P(I_2^{DF} \leq R) \leq \frac{2^{2R} - 1}{\beta_2^{DF}}$$

Pour le protocole III : $I_1^{DF} = I_3^{DF} = \frac{R_{relay}^{max} + R_2^{max}}{2}$, la probabilité de dépassement sera

$$P(I_1^{DF} \leq R) = P(I_3^{DF} \leq R) \leq \left(\frac{2^{2R} - 1}{\beta_1^{DF}} \right)^2$$

Références

- [1] Aria Nosratinia, Todd E. Hunter, and Ahmadreza Hedayat, Cooperative Communication in Wireless Networks, *IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE*
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, User cooperation diversity Part I: System description, *IEEE Trans. Commun.*, 51:1927–1938.
- [3] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, User cooperation diversity Part II: Implementation aspects and performance analysis, *IEEE Trans. Commun.*, 51:1939–1948.
- [4] Rohit U. Nabar, Helmut Bölcskei, and Felix W. Kneubühler
Fading Relay Channels: Performance Limits and Space–Time Signal Design
- [5] J. Nicholas Laneman, and Gregory W. Wornell
Distributed Space-Time Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks
- [6] Azarian, K., El Gamal, H., and Schniter, P. (2005).
On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels.
IEEE Trans. Inform. Theory.