



Comparaison de technique MIMO cohérents et non-cohérentes sur canal rapide sélectif en fréquence

Benoit Le Saux, Marilyne H  lard, Pierre-Jean Bouvet

► To cite this version:

Benoit Le Saux, Marilyne H  lard, Pierre-Jean Bouvet. Comparaison de technique MIMO cohérents et non-cohérentes sur canal rapide sélectif en fréquence. MajecSTIC 2005 : Manifestation des Jeunes Chercheurs francophones dans les domaines des STIC, IRISA – IETR – LTSI, Nov 2005, Rennes, pp.413-416. inria-00000732

HAL Id: inria-00000732

<https://inria.hal.science/inria-00000732>

Submitted on 15 Nov 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Comparaison de techniques MIMO cohérentes et non-cohérentes sur canal rapide sélectif en fréquence

Le Saux B., H  lard M. et P-J. Bouvet

France Telecom R&D, Laboratoire RESA/BWA/IRI

4 rue du Clos Courtel

BP 91226

35512 Cesson-Sévigné Cedex

FRANCE

benoit.lesaux@rd.francetelecom.com

Résumé : Ce papier s'intéresse à la comparaison entre les systèmes multi-antennes cohérents et non-cohérents pour des canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les performances des systèmes cohérents dépendent de l'estimation de canal effectuée en réception. Cette estimation nécessite généralement l'insertion de symboles pilotes dans la trame et par conséquent implique une perte d'efficacité spectrale. Le codage espace temps différentiel (DSTM ou Differential Space Time Modulation), qui peut être assimilé à une extension du codage différentiel dans le cas mono-antenne, semble être une solution alternative en terme d'efficacité spectrale et en terme de performances sur canaux rapides, où l'estimation s'avère difficile. Les précédents résultats de comparaisons entre systèmes supposent généralement le canal parfaitement connu en réception dans le cas cohérent. Dans ce papier, nous proposons de simuler les performances d'un système cohérent avec estimation de canal et de tenir compte dans les résultats de la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion de pilotes. Les simulations montrent que sur canaux rapides les systèmes non-cohérents offrent de meilleures performances que les systèmes cohérents. Les performances de différents récepteurs non-cohérents avec association de codage de canal sont également présentées ici.

Mots-clés : MIMO, OFDM, Modulation Différentielle, Estimation de canal.

1 INTRODUCTION

Les récepteurs dans un système MIMO cohérent doivent estimer les coefficients de tous les canaux, c'est-à-dire entre toutes les antennes d'émission et de réception. Cette estimation présente deux principaux inconvénients. Le premier est que l'insertion des symboles pilotes dans la trame entraîne une perte d'efficacité spectrale qui augmente avec le nombre d'antennes en émission. Le second concerne la dégradation des performances sur canaux rapides due à une mauvaise estimation de canal.

Dans un contexte mono-antenne, les modulations différentielles présentent en terme de TEB une perte de 3dB en RSB comparé au système cohérent : cette perte s'explique par l'utilisation de deux symboles reçus

bruités pour estimer un symbole différentiel porteur de l'information. Néanmoins, en considérant plusieurs symboles en réception, certains récepteurs non-cohérents offrent de meilleures performances et se rapprochent des performances du système cohérent. Les modulations espace temps différentielles (DSTM) peuvent être assimilées à une extension des modulations différentielles dans un cas SISO. La principale différence est que le codage et le décodage s'effectuent sur des matrices et non plus sur des symboles.

Les comparaisons entre techniques MIMO cohérentes et non-cohérentes pour différents canaux et avec codage de canal sont présentées. Dans le cas cohérent, l'estimation de canal est réalisée via interpolation en temps et en fréquence des symboles pilotes. La perte d'efficacité spectrale est prise en compte dans le calcul de l'énergie par bit utile. Pour les schémas non-cohérents, plusieurs types de récepteurs sont étudiés.

Notation : Les symboles $*$, T et H sont associés respectivement aux conjugués, transposés et transposés Hermite. Les opérations $\| \cdot \|$, $\text{Tr}(\cdot)$, $\Re(\cdot)$ correspondent respectivement à la norme vectorielle, à la trace matricielle et la partie réelle. $\mathbb{C}$ et $\mathbb{I}$ sont respectivement l'ensemble complexe et la matrice identité. $\sqrt{j} = -1$.

2 CODAGE ESPACE TEMPS DIFFÉRENTIEL

On considère ici M antennes d'émission et N antennes en réception. $X_k \in \mathbb{C}^{M \times T}$ représente la k th matrice complexe transmise sur T temps symbole. Chaque élément $x_{m,t}$ de X_k représente le signal émis sur la m   me antenne d'émission à l'instant t . Le principe de codage espace temps différentiel est le suivant

$$X_k = X_{k-1} V_k \quad (1)$$

où X_k dépend de la matrice précédemment   mise X_{k-1} et de la matrice unitaire différentielle V_k de taille $M \times M$ porteuse de l'information et appartenant à un ensemble fini ν . Il y a deux principales catégories de DSTM, basée la première sur les "group codes" [Hughes, 2000a] et la seconde sur les "non-group codes" [Tarokh, 2000]. Nous allons ici nous intéresser à la seconde catégorie de codes.

Dans le cas des “non-group codes”, on peut différencier les motifs orthogonaux, basés par exemple sur le code Alamouti [Tarokh, 2000], les codes espace temps différentiels non-unitaires [Song, 2004] et les codes de Cayley [Hassibi], extension des codes à Dispersion Linéaire dans un contexte non-cohérent.

Les motifs orthogonaux présentent une complexité de décodage moindre que les “group codes”. On note de plus une expansion de constellation avec l’augmentation de la taille de la constellation. Ainsi, pour une modulation QPSK, les symboles réellement transmis appartiennent à une modulation 9-QAM. De plus dans les systèmes cohérents, les motifs orthogonaux complexes avec plus de deux antennes d’émission présentent un rendement inférieur à l’unité [Tarokh, 1999] : ce codage a été transposé au cas non-cohérent [Jafarkhani, 2001]. D’autres techniques existent, tel que le codage espace temps différentiel basé que les codes quasi-orthogonaux [Zhu, 2004] présentant un rendement espace temps unitaire, ou tel que le multiplexage de motifs orthogonaux [Cheung, 2004].

3 DÉCODAGE DIFFÉRENTIEL

Ce paragraphe détaille les différentes techniques de décodage différentiel dans un cas MIMO.

Le bloc signal reçu $R_k \in \mathbb{C}^{N \times T}$ est égal à

$$R_k = \sqrt{\frac{\rho}{M}} H_k X_k + N_k \quad (2)$$

avec ρ le Rapport Signal à Bruit mesuré en réception, $H_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$ la matrice représentant les coefficients du canal et $N_k \in \mathbb{C}^{N \times T}$ la matrice représentant le Bruit Blanc Additif Gaussien. En supposant que $H_k = H_{k-1}$, on peut simplifier l’expression du signal reçu

$$R_k = R_{k-1} V_k + \underbrace{N_k - N_{k-1} V_k}_{\sqrt{2} N'_k} \quad (3)$$

avec N'_k la matrice équivalente de bruit. Le caractère unitaire de V_k implique que N'_k est un processus aléatoire Gaussien de moyenne nulle et de variance égale à l’unité. L’estimation MV est la suivante

$$\hat{V}_k = \arg \max_{k=0, \dots, L} \|R_k - R_{k-1} V_k\| \quad (4)$$

avec $\nu = \{V_0, \dots, V_{L-1}\}$.

Pour simplifier la détection, trois principaux récepteurs non-cohérents existent [Schober, 2002]. Le premier, appelé Récepteur Conventionnel (Conventional Detector ou CD) est basé sur deux blocs consécutifs reçus : il présente une perte de 3dB sur canal Gaussien comparé à un système cohérent et un palier sur canal à évanouissements. En considérant K blocs reçus, on améliore les performances du CD sur canal Gaussien : on parle alors de Détecteur à Symboles Multiples (MSD ou Multiple Symbol Detection), qui peut être simplifié en Détecteur à Retour de Décisions (DFDD ou Decision Feedback Differential Detection). Le principe du MSD

est de détecter une séquence de matrices différentielles, alors que celui du DFDD se base sur des estimées de symboles différentiels pour détecter une seule matrice différentielle. Les auteurs dans [Schober, 2002] montrent que les performances sur canal à évanouissements sont relativement semblables. C’est pourquoi nous choisissons ici d’étudier les récepteurs CD et DFDD. Sur canal à évanouissements, un filtre de prédiction linéaire est utilisé en complément du DFDD pour suivre les variations du canal : les coefficients de prédiction peuvent être obtenus via un algorithme adaptatif de type RLS ou Recursive Least Square ou via les équations de Wiener-Hopf si les statistiques du canal sont connues *a priori* [Schober, 2002].

Nous allons donner les équations du CD et DFDD pour un codage espace temps différentiel basé sur le motif orthogonal d’Alamouti. Le principe du CD s’écrit

$$\hat{V}_k = \arg \max_{\hat{V}_k} \Re \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{V}_k \left(R'_{k-1} \right)^H R'_k \right] \right\} \quad (5)$$

Le principe du DFDD sur canal Gaussien, qui dérive directement du cas mono-antenne, s’exprime comme

$$\hat{V}_k = \arg \max_{\hat{V}_k} \Re \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{V}_k \left(R'_{eq} \right)^H R'_k \right] \right\} \quad (6)$$

où $R'_{eq} = R'_{k-1} + \sum_{i=2}^K R'_{k-i} \prod_{l=1}^{i-1} \hat{V}_{k-i+l}$, $\hat{V}_\mu$ étant formés par les symboles différentiels précédemment détectés, avec $\mu = k-1, \dots, k-K+1$.

4 ESTIMATION DE CANAL

Dans un contexte MIMO, les canaux entre chaque antenne d’émission et de réception doivent être estimés. Différentes méthodes existent et on peut distinguer deux grandes familles : les techniques “aveugles” et l’estimation par symboles d’apprentissage. La première famille se base sur la statistique des symboles reçus et ne nécessite donc pas d’insertion de symboles pilotes dans la trame. En revanche, le principal inconvénient reste le temps de convergence des algorithmes qui ne permet généralement pas d’utiliser de telles techniques dans des systèmes réels. La seconde technique se base sur l’utilisation de symboles pilotes répartis dans le bloc OFDM en temps et en fréquence.

L’estimation de canal peut être effectuée lors de l’émission d’un flux de symboles connus en réception qu’on appelle préambule, et ce avant toute transmission de données. Les coefficients du canal sont alors estimés et utilisés lors de l’égalisation jusqu’à la prochaine émission de préambule. De plus, pendant l’émission des données, on utilise généralement des symboles pilotes répartis dans le bloc OFDM. Plusieurs techniques existent, telles que LS ou Least Square [Stüber, 2004] et MSE ou Mean Square Error. Les positions optimales de ces pilotes dans le bloc MIMO-OFDM ont été étudiées dans [Barhumi, 2003].

Dans ce papier, l'estimation de canal, effectuée pendant la transmission des données, est basée sur des séquences orthogonales et le critère LS est utilisé. De plus, une interpolation linéaire en temps et en fréquence est effectuée afin de déterminer les coefficients des canaux à pour chaque couple temps fréquence.

5 SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Nous nous intéressons ici au cas MIMO $M = 2$ et $N = 1$ sur des canaux BRAN E sélectifs en temps et en fréquence et adaptés au cas MIMO [BranE, 2001]. Nous avons aussi testé l'influence de la vitesse. En appliquant la modulation OFDM, les canaux peuvent être assimilés à des sous-canaux à évanouissements plats [LeFloch, 1995].

Pour les deux systèmes, le code Alamouti est utilisé, le codage de canal est un code convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ de polynômes générateurs $(133, 177)_o$. Nous considérons ici une synchronisation parfaite en temps et en fréquence. Les résultats de simulations Monte-Carlo sont présentés pour des modulations de type BPSK et QPSK.

Pour le système cohérent, les symboles pilotes représentent 20% de l'ensemble des données du bloc OFDM. la trame utilisée ici correspond à la trame liaison montante définie dans le projet Européen 4MORE [IST4MORE].

Taille du bloc OFDM	1024x32
Porteuses utiles	695
Données utiles	13824
Symboles pilotes	5088
Autres	3328
Total	22240

TAB. 1 – Trame 4MORE

Pour les systèmes non-cohérents, les récepteurs CD et DFDD ont été étudiés. L'algorithme RLS est utilisé avec le second, en posant comme facteur d'oubli $\omega = 0.99$. Le décodeur de canal SOVA est utilisé. Pour le système cohérent, l'égalisation de type ZF ou Zero Forcing est appliqué.

Les figures 1 et 2 (resp. 3 et 4) sont des courbes de performances en terme de TEB en fonction du rapport $\frac{Eb_u}{N_0}$ et correspondant au cas BPSK (respectivement QPSK) pour des vitesses de canaux égales à 60 km/h et 250 km/h. La perte d'efficacité spectrale pour les systèmes cohérents est ici prise en compte. Sur l'ensemble des figures, "Perfect", "LS Estimation", "CD", et "DFDD" correspondent à une connaissance parfaite du canal en réception, un système cohérent avec une estimation de canal de type LS, un système non-cohérent utilisant en réception un détecteur de type CD et un système non-cohérent utilisant un détecteur de type DFDD basé sur trois blocs précédemment reçus $K = 3$.

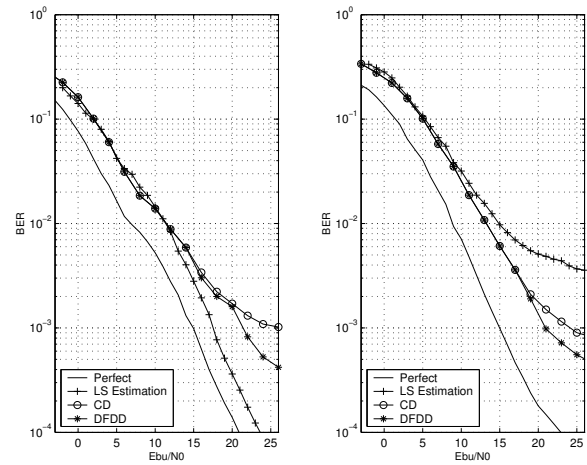


FIG. 1 – Simulations TEB en fonction de $\frac{Eb_u}{N_0}$ avec $M = 2$ et $N = 1$. Modulation BPSK. Canal BranE avec $v = 60$ km/h à gauche et $v = 250$ km/h à droite.

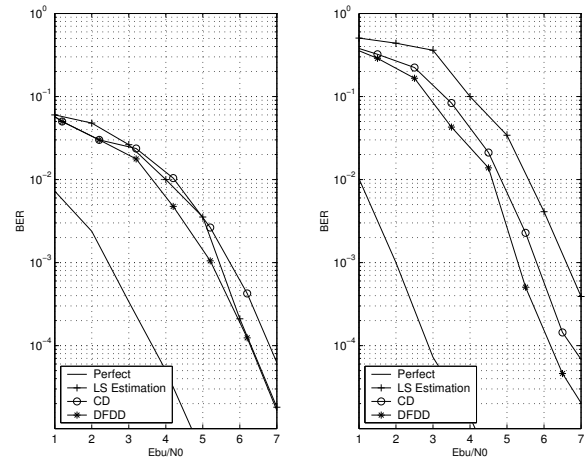


FIG. 2 – Simulations TEB en fonction de $\frac{Eb_u}{N_0}$ avec $M = 2$ et $N = 1$. Modulation BPSK. Code convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ et de polynômes générateurs $(133, 177)_o$. Canal BranE avec $v = 60$ km/h à gauche et $v = 250$ km/h à droite.

Pour les deux modulations, sans codage de canal, les performances du système non-cohérent décroissent en fonction de la vitesse du canal, contrairement au cas non-cohérent. Ainsi, à 250 km/h, les systèmes non-cohérents sont meilleurs que le système cohérent avec estimation de canal. Les figures 2 et 4 amènent aux mêmes conclusions avec codage de canal. On peut remarquer également que l'utilisation du récepteur DFDD permet d'améliorer les performances du récepteur CD, qui présente sur canal à évanouissements un palier. Les performances du DFDD sont toujours meilleures que celles du CD, au prix d'une augmentation de complexité.

6 CONCLUSION

En prenant en compte la dégradation des systèmes cohérents due à une mauvaise estimation de canal et la

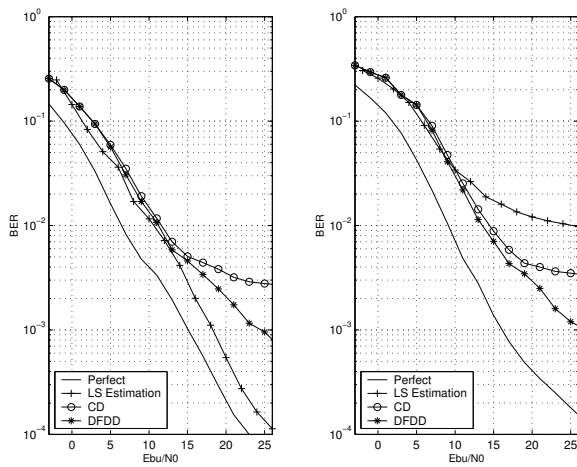


FIG. 3 – Simulations TEB en fonction de $\frac{Eb}{N_0}$ avec $M = 2$ et $N = 1$. Modulation QPSK. Canal BranE avec $v = 60$ km/h à gauche et $v = 250$ km/h à droite.

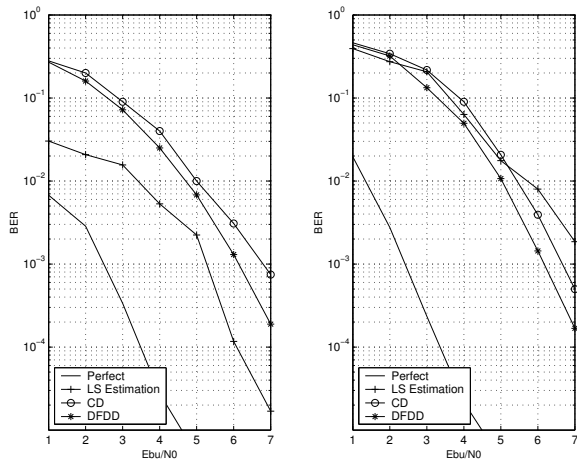


FIG. 4 – Simulations TEB en fonction de $\frac{Eb}{N_0}$ avec $M = 2$ et $N = 1$. Modulation QPSK. Code convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ et de polynômes générateurs $(133, 177)_o$. Canal BranE avec $v = 60$ km/h à gauche et $v = 250$ km/h à droite.

perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des pilotes dans le flux de données, les comparaisons entre systèmes cohérents et non-cohérents montrent que ces derniers constituent une meilleure solution sur canaux rapides sélectifs en temps et en fréquence. Il serait intéressant de poursuivre ces comparaisons pour d'autres contextes MIMO et avec d'autres techniques d'estimation de canal. Enfin, les systèmes non-cohérents semblent constituer une solution intéressante en terme de synchronisation et cet aspect pourrait faire l'objet d'une étude plus approfondie.

BIBLIOGRAPHIE

[Barhumi, 2003] Barhumi I., Leus G. et Moonen M. : "Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels". IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.51, N°6 (Juin 2003).

[Cheung, 2004] Cheung S.K. et Schober R. : "Differential Spatial Multiplexing". IEEE Com. Society (2004).

[Clarkson, 2001] Clarkson K.L., Sweldens W. et Zheng A. : "Fast Multiple-Antenna Differential Decoding". IEEE Trans. on Communications, Vol.49, N°2 (Feb. 2001).

[BranE, 2001] ETSI, Broadband Radio Access Networks (BRAN), HIPERLAN type 2; Physical Layer (Dec. 2001).

[Hassibi] Hassibi B. et Hochwald B.M. : "Cayley Differential Unitary Space-Time Codes". IEEE Trans. on Information Theory, Vol.48, N°6 (Jun. 2002).

[Hochwald, 2000] Hochwald B.M. et Sweldens W. : "Differential Unitary Space-Time Modulation". IEEE Trans. on Communications, Vol.48, N°12 (Dec. 2000).

[Hughes, 2000a] Hughes B.L. : "Differential Space-Time Modulation". IEEE Trans. on Information Theory, Vol.46, N°7 (Nov. 2000).

[IST4MORE] "IST 4MORE project". <http://www.ist-4more.org>.

[Jafarkhani, 2001] Jafarkhani H. et Tarokh V. : "Multiple Transmit Antenna Differential Detection From Generalized Orthogonal Designs". IEEE Trans. on Information Theory, Vol.47, N°6 (Mai 2001).

[LeFloch, 1995] Le Floch B., Alard M. et Berrou C. : "Coded Orthogonal Division Multiplex". Proc. of IEEE, Vol.83, N°6 (Juin 1995).

[Schober, 2000a] Schober et Gerstacker W.H. : "Decision-Feedback Differential Detection Based on Linear Prediction for MDPSK Signals Transmitted over Ricean Fading Channels". IEEE JSAC, Vol.18, N°3 (Mar. 2000).

[Schober, 2002] Schober R. et Lampe L. H.-J. : "Non-coherent Receivers for Differential Space-Time Modulation". IEEE Trans. on Com., Vol.50, N°5 (Mai 2002).

[Song, 2004] Song A. et Xia X.-G. : "Decision Feedback Differential Detection for Differential Orthogonal Space Time Modulation with APSK Signals over Flat-Fading Channels". IEEE Trans. on Wireless Com., Vol.3, N°6 (Nov. 2004).

[Stüber, 2004] Stüber G.L. et al. : "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications". Proc. of IEEE, Vol.92, N°2 (Fev. 2004).

[Tarokh, 2000] Tarokh V. et Jafarkhani H. : "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity". IEEE JSAC, Vol.18, N°7 (Jul. 2000).

[Tarokh, 1999] Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbank A.R. : "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs". IEEE Trans. on Information Theory, Vol.45, N°5, (Jul 1999).

[Zhu, 2004] Zhu Y. et Jafarkhani H. : "Differential Modulation Based on Quasi-Orthogonal Codes". IEEE Com. Society (2004).