HAL open science

Codage temps-espace en blocs combiné avec un système multiporteuse à étalement de spectre de type MC-CDMA

Jean-Michel Auffray, Vincent Le Nir, Jean-François Hélard, Maryline Hélard, Rodolphe Le Gouable

To cite this version:

Jean-Michel Auffray, Vincent Le Nir, Jean-François Hélard, Maryline Hélard, Rodolphe Le Gouable. Codage temps-espace en blocs combiné avec un système multiporteuse à étalement de spectre de type MC-CDMA. 2003, pp.1-4. hal-00007769

HAL Id: hal-00007769

https://hal.science/hal-00007769v1

Submitted on 3 Aug 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.

Codage temps-espace en blocs combiné avec un système multiporteuse à étalement de spectre de type MC-CDMA

Jean-Michel AUFFRAY[1], Vincent LE NIR[2], Jean-François HÉLARD[1], Maryline HÉLARD[2], Rodolphe LE GOUABLE[2]

[1] Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, INSA
20, avenue des Buttes de Coësmes, 35043 Rennes Cedex, France

[2] France Télécom / R&D DMR/DDH
4 rue du Clos Courtel, 35512 Cesson-Sévigné, France
{jean-michel.auffray,jean-francois.helard}@insa-rennes.fr,
{vincent.lenir,maryline.helard,rodolphe.legouable}@francetelecom.com

Résumé – Ce papier présente les performances de systèmes MIMO MC-CDMA à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception offrant une efficacité spectrale de 1 ou 2 bit/s/Hz. Les résultats sont obtenus pour différents schémas de codage temps-espace en blocs (STBC) dans le cas de la liaison descendante synchrone sur des canaux de Rayleigh sélectifs en fréquence pour les deux techniques de détection Zéro-Forcing (ZF) et Minimum Mean Square Error (MMSE). En outre, une méthode générale pour décoder les codes STBC orthogonaux associés aux signaux MC-CDMA est décrite. Par ailleurs, ces résultats démontrent l'intérêt d'un système STBC MC-CDMA reposant sur l'utilisation de codes temps-espace de rendement 1, et qu'il est en conséquence préférable d'utiliser la redondance au niveau du codage de canal et non au niveau du codage temps-espace.

Abstract – In this paper, Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) technique combined with several Space-Time Block Codes (STBC) is analyzed in the case of N_t transmit antennas and N_r receive antennas to provide a diversity order of $N_t N_r$ for a 1 or 2 bps/Hz spectral efficiency. A general method to decode STBC from orthogonal designs associated with MC-CDMA is proposed. Two Single-user Detection techniques, Zero Forcing (ZF) and Minimum Mean Square Error (MMSE), are studied and compared in the downlink synchronous case over theoretical frequency selective Rayleigh channels.

1 Introduction

L'optimisation de nouvelles techniques de transmission offrant à la fois robustesse et forte efficacité spectrale est primordiale pour le développement des futurs réseaux cellulaires de radiocommunications. A l'instar du succès rencontré ces dernières années par les techniques de modulations multiporteuses et CDMA (« Code Division Multiple Access »), les techniques innovantes de transmission MC-CDMA (« Multi-Carrier CDMA ») s'affirment aujourd'hui comme des solutions candidates à fort potentiel pour la quatrième génération de réseaux cellulaires [1]. En tirant parti de la robustesse et de l'efficacité spectrale des modulations multiporteuses d'une part et de la souplesse dans le partage des ressources radio du CDMA d'autre part, les techniques MC-CDMA devraient permettre d'améliorer notablement la capacité de ces futurs réseaux [2]. Parallèlement, une autre voie prometteuse consiste à exploiter la diversité spatiale en utilisant des systèmes d'antennes multiples MIMO (« Multiple Input, Multiple Output »).

L'objet de ce papier est d'étudier l'association des systèmes MIMO et MC-CDMA dans le but d'exploiter au mieux les diversités spatiale, fréquentielle et temporelle. Plus précisément, les performances de différents systèmes combinant codage - temps-espace en blocs et modulation MC-CDMA et offrant une efficacité spectrale égale à 1 ou 2bps/Hz sont présentées dans le cas de la voie descendante des systèmes cellulaires.

2 Description du système

Les figures 1 et 2 donnent une représentation générale des systèmes STBC MC-CDMA étudiés dans le cas de la voie descendante et comprenant $N_t = 2, 3$ ou 4 antennes d'émission et $N_r = 1$ ou 2 antennes de réception.

2.1 Emetteur

La matrice multi-utilisateur notée $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \dots \mathbf{x}_n \dots \mathbf{x}_N]$ comporte les N symboles d'information des N_u utilisateurs où $\mathbf{x}_n = [x_{1,n} \ \dots \ x_{j,n} \ \dots \ x_{N_u,n}]^T$ est un vecteur de longueur N_u et $[.]^T$ correspond à l'opération de transposition.

Les matrices génératrices orthogonales complexes correspondantes aux codes temps-espace en blocs $\mathcal{G}_2$, $\mathcal{G}_3$ et $\mathcal{G}_4$ proposées par Alamouti [3] et Tarokh [4] pour respectivement $N_t = 2, 3$ et 4 génèrent les séquences codées $\mathcal{G}_2^{\mathbf{x}}$, $\mathcal{G}_3^{\mathbf{x}}$ et $\mathcal{G}_4^{\mathbf{x}}$ représentées par des matrices de dimension $L \times N_t$ et définies par :

$$\mathcal{G}_2^{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\mathcal{G}_3^{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & -\mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & -\mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* \\ \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* \end{bmatrix} \tag{2}$$

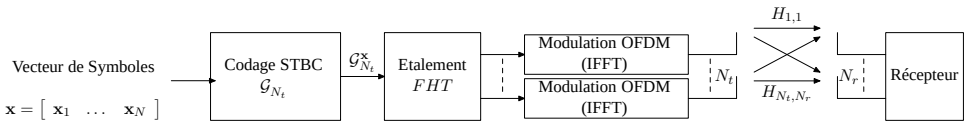

FIG. 1: Emetteur STBC MC-CDMA

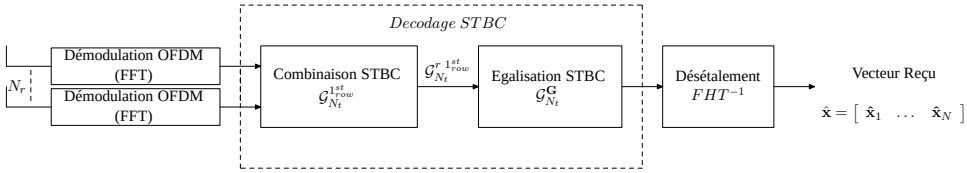

FIG. 2: Récepteur STBC MC-CDMA

$$\mathcal{G}_4^{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & -\mathbf{x}_2 & -\mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1^* & -\mathbf{x}_2^* & -\mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* \\ \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4 & -\mathbf{x}_3 & \mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_4^* & -\mathbf{x}_3^* \\ \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_1^* & \mathbf{x}_2^* \\ \mathbf{x}_4 & \mathbf{x}_3 & -\mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_4^* & \mathbf{x}_3^* & -\mathbf{x}_2^* & \mathbf{x}_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

où $[.]^*$ représente l'opération conjuguée.

Sachant que N symboles d'information sont transmis sur L durées symboles OFDM, le rendement du code est alors égal à $R = N/L$. Ainsi, pour obtenir des systèmes d'efficacité spectrale égale à 2 bps/Hz, le code $\mathcal{G}_2$ de rendement 1 sera utilisé conjointement avec une constellation MDP4 et les codes $\mathcal{G}_3$ et $\mathcal{G}_4$ de rendement 1/2 avec une constellation MAQ16. La $l^{\text{ième}}$ colonne de $\mathcal{G}^{\mathbf{x}}_{N_t}$ représente les symboles transmis à l'instant l tandis que la $t^{\text{ième}}$ ligne de $\mathcal{G}^{\mathbf{x}}_{N_t}$ représente les symboles transmis à partir de l'antenne t.

Après codage STBC, la séquence codée multi-utilisateur $\mathcal{G}^{\mathbf{x}}_{N_t}$ est multipliée par une Transformée d'Hadamard (« Fast Hadamard Transform : FHT ») puis transmise par le multiplex de sous-porteuses OFDM. La longueur L_c des codes d'étalement est égale au nombre N_c de sous-porteuses et au maximum N_u d'utilisateurs simultanés dont les signaux sont tous émis avec la même puissance et de façon synchrone par la station de base. On peut noter que la Transformée Hadamard Rapide pourrait être effectuée en amont du codage STBC au prix d'une pénalité en terme de complexité.

Pour cette étude, le canal est supposé non-sélectif en fréquence pour chaque sous-porteuse et invariant durant L symboles OFDM afin de permettre en réception la recombinaison des symboles complexes. En outre, les fonctions d'entrelacement sont supposées idéales et les différents canaux entre les antennes d'émission et de réception sont parfaitement décorrélés. La réponse fréquentielle pour chaque sous-porteuse k et pour chaque canal de transmission reliant l'antenne d'émission t à l'antenne de réception r peut être modélisée par un seul coefficient complexe $h_{tr,k}$ ce qui permet d'obtenir les performances asymptotiques, puisque les diversités fréquentielle et spatiale maximales sont ainsi exploitées.

2.2 Récepteur

Comme le codage STBC a été réalisé sur L symboles OFDM consécutifs, le récepteur doit traiter en même temps L symboles successifs. Après la démodulation OFDM, on obtient pour l'antenne r la matrice $\mathcal{R}_r = [\mathbf{r}_{1r} \dots \mathbf{r}_{lr} \dots \mathbf{r}_{Lr}]$ de taille $L_c \times L$ des L signaux reçus $\mathbf{r}_{lr}$, avec $\mathbf{r}_{lr}$ le vecteur des L_c échantillons obtenus à l'instant l :

$$\mathcal{R}_r = \mathcal{J}\mathcal{D}_r\mathcal{C}\mathcal{G}^{\mathbf{x}}_{N_t} + \mathcal{N}_r \quad (4)$$

où $\mathcal{J} = \mathbf{1}_{1\times N_t} \otimes \mathbf{I}_{L_c}$ est une matrice de taille $L_c \times N_tL_c$ construite avec N_t matrices diagonales correspondant à la sommation des signaux en provenance des N_t antennes. La matrice canal $\mathcal{D}_r$ de taille $N_tL_c \times N_tL_c$ est diagonale :

$$\mathcal{D}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1r} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{H}_{tr} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \mathbf{H}_{N_tr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

où $\mathbf{H}_{tr}$ est une matrice diagonale de taille $L_c \times L_c$ avec $h_{tr,k}$ le $k^{\text{ième}}$ élément. $\mathcal{C} = \mathbf{I}_{N_t} \otimes \mathbf{C}$ est de taille $N_tL_c \times N_tN_u$, où $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1\mathbf{c}_2 \dots \mathbf{c}_{N_u}]$ est la matrice de taille $L_c \times N_u$ des codes d'étalement propre à chaque utilisateur j. $\mathcal{G}^{\mathbf{x}}_{N_t}$ est la matrice de taille $N_tN_u \times L$ des séquences multi-utilisateurs codées. Enfin, $\mathcal{N}_r$ est la matrice $L_c \times L$ des L vecteurs de bruit $\mathbf{n}_{lr}$ incluant les termes de bruit affectant les N_c sous-porteuses à l'instant l.

2.3 Décodage STBC et égalisation MC-CDMA

Pour chacune des N_r antennes réceptrices, la première étape du décodage STBC consiste à appliquer à la matrice $\mathcal{R}_r$ des échantillons reçus, la première ligne $\mathcal{G}^{1^{\text{st}}\text{row}}_{N_t}$ de la matrice génératrice $\mathcal{G}_{N_t}$ utilisée à l'émission, afin d'obtenir le vecteur $\mathcal{G}^{\mathbf{r}\,1^{\text{st}}\text{row}}_{N_t}$ avec $N_t = 2$, 3 ou 4. Dans un second temps, cette même matrice génératrice $\mathcal{G}_{N_t}$ est appliquée aux matrices diagonales $\mathbf{G}_{tr}$ contenant les coefficients d'égalisation $g_{tr,k}$ pour chaque canal tr ($t \in \{1,2,3,4\}$,$r \in \{1,2\}$). On obtient ainsi la matrice $\mathcal{G}^{\mathbf{G}_r}_{N_t}$ de taille $NL_c \times LL_c$. Comme pour un système MC-CDMA "classique" utilisant une technique de détection mono-utilisateur, l'égalisation consiste à multiplier par un coefficient complexe l'échantillon porté par chaque sous-porteuse [2].

Par exemple, en utilisant $\mathcal{G}_2$ pour lequel $N_t = 2$, nous avons :

$$\mathcal{G}_2^{\mathbf{r}_r\,1^{\text{st}}\text{row}} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1r} \\ -\mathbf{r}_{2r}^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathcal{G}_2^{\mathbf{G}_r} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{1r} & -\mathbf{G}_{2r}^* \\ \mathbf{G}_{2r} & \mathbf{G}_{1r}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

Le choix de $\mathcal{G}_2^{\mathbf{G}_r}$ pour retrouver $\mathcal{G}_2^{\mathbf{x}}$ s'explique de la manière suivante. Afin de retrouver par exemple le symbole $\mathbf{x}_1$ transmis

au travers de 2 canaux, le signal $\mathbf{r}_{1r}$ reçu à l'instant $l = 1$ doit être égalisé par $\mathbf{G}_{1r}$ puisque $\mathbf{x}_1$ a été transmis à l'instant $l = 1$ de l'antenne $t = 1$, tandis que $-\mathbf{r}^*_{2r}$, reçu à l'instant $l = 2$, doit être égalisé par $-\mathbf{G}^*_{2r}$, car $\mathbf{x}_1{}^*$ a été transmis à l'instant $l = 2$ de l'antenne $t = 2$.

Toutefois, la matrice d'égalisation $\mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r}$ sera de la même forme que la matrice génératrice $\mathcal{G}_{N_t}$ uniquement lorsque $N = N_t$, i.e. lorsque les N symboles ou leurs répliques sont transmises au même instant, comme dans le cas de $\mathcal{G}_2^{\mathbf{x}}$ et $\mathcal{G}_4^{\mathbf{x}}$. En revanche, lorsque $N > N_t$ comme dans le cas de $\mathcal{G}_3^{\mathbf{x}}$, on applique la matrice génératrice en plaçant un 0 à la $n^{\text{ième}}$ ligne et $l^{\text{ième}}$ colonne de $\mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r}$ lorsque le symbole $\mathbf{x}_n$ n'a pas été transmis à l'instant l.

Afin d'égaliser et combiner les N signaux reçus, la matrice $\mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r}$ est multipliée par $\mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{row}}$. Les signaux égalisés et combinés au niveau de chacune des antennes sont ensuite additionnés en sortie des N_r antennes. Le signal obtenu $\mathcal{Y} = \left[\mathbf{y}_1^T \ldots \mathbf{y}_N^T\right]^T$ est égal à :

$$\mathcal{Y} = \sum_{r=1}^{N_r} \mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{G}_r} \mathcal{G}_{N_t}^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{row}} \tag{8}$$

Par exemple, pour $N_t = 2$, nous avons :

$$\mathcal{Y} = \begin{bmatrix}\mathbf{y}_1\\ \mathbf{y}_2\end{bmatrix} = \sum_{r=1}^{N_r} \mathcal{G}_2^{\mathbf{G}_r} \mathcal{G}_2^{\mathbf{r}_r 1^{\text{st}}\text{row}} = \sum_{r=1}^{N_r} \begin{bmatrix}\mathbf{G}_{1r}\mathbf{r}_{1r} + \mathbf{G}^*_{2r}\mathbf{r}^*_{2r}\\ \mathbf{G}_{2r}\mathbf{r}_{1r} - \mathbf{G}^*_{1r}\mathbf{r}^*_{2r}\end{bmatrix} \tag{9}$$

Pour la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse, nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix}y_{1,k}\\ y_{2,k}\end{bmatrix} = \sum_{r=1}^{N_r} \begin{bmatrix}g_{1r,k} r_{1r,k} + g^*_{2r,k} r^*_{2r,k}\\ g_{2r,k} r_{1r,k} - g^*_{1r,k} r^*_{2r,k}\end{bmatrix} \tag{10}$$

Afin d'estimer les N symboles émis, les N signaux obtenus $\mathbf{y}_n$ sont ensuite transmis au bloc de désétalement qui réalise le produit scalaire entre le code d'étalement $\mathbf{c}_j = [c_{j,1} \ldots c_{j,L_c}]^T$ spécifique à l'utilisateur j et chaque vecteur $\mathbf{y}_n$ de taille L_c. L'orthogonalité du codage STBC permet la détection distincte des différents symboles x_n. Ainsi, en supprimant les termes indépendants des symboles x_n, la détection du maximum de vraisemblance du symbole x_n revient à minimiser la métrique de décision suivante sur l'ensemble $\{x_n\}$ des symboles ayant pu être transmis :

$$|\sum_{k=1}^{N_c} c_{j,k} y_{n,k} - x_n|^2 + (-1 + \sum_{t=1}^{N_t}\sum_{r=1}^{N_r} g_{tr,k} h_{tr,k})|x_n|^2 \tag{11}$$

Lorsque la technique de détection ZF est choisie, le terme $A = -1 + \sum_{t=1}^{N_t}\sum_{r=1}^{N_r} \frac{h^*_{tr,k}}{\sum_{t=1}^{N_t}\sum_{r=1}^{N_r}|h_{tr,k}|^2} h_{tr,k}$ s'annulle quelle que soit la modulation utilisée. Ainsi, comme dans le cas spécifique où les symboles de la constellation ont la même énergie, la métrique de décision (11) se réduit alors à :

$$|\sum_{k=1}^{N_c} c_{j,k} y_{n,k} - x_n|^2 \tag{12}$$

3 Performances de quelques systèmes STBC MC-CDMA

Les performances de différents systèmes STBC MC-CDMA d'efficacité spectrale $\eta = 2$ bps/Hz pour $N_t = 2$, 3 ou 4 et $N_r = 1$ ou 2 sont ici présentées sur canal de Rayleigh. Le nombre d'utilisateurs actifs N_u est inférieur ou égal à la longueur des codes d'étalement ($L_c = 64$) et au nombre de sous-porteuses ($N_c = 64$).

Les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non-sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

Les deux techniques de détection mono-utilisateur les plus performantes sont les techniques « Zero-Forcing » (ZF) et « Minimum Mean Square Error »(MMSE). Contrairement au ZF, la technique MMSE nécessite d'estimer le rapport signal à bruit $\gamma_{r,k}$ de chaque sous-porteuse k. Les coefficients d'égalisation par sous-porteuse sont donnés respectivement par la table 1.

TAB. 1: Coefficients d'égalisation

$g_{tr,k}$ **ZF**	$g_{tr,k}$ **MMSE**
$h^*_{tr,k}/[\sum_{t=1}^{N_t}\sum_{r=1}^{N_r}\lvert h_{tr,k}\rvert^2]$	$h^*_{tr,k}/[\sum_{t=1}^{N_t}\sum_{r=1}^{N_r}\lvert h_{tr,k}\rvert^2 + \frac{1}{\gamma_{r,k}}]$

où $\gamma_{r,k}$ est le rapport de la puissance d'une porteuse k émise sur la variance du bruit à l'antenne de réception r

Les résultats sont comparés en terme de performance en TEB en fonction du rapport E_b/N_o qui est moyenné sur l'ensemble des utilisateurs et est égal à :

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{E_s}{N_t N_r n R N_o} \tag{13}$$

où E_s est l'énergie moyenne, normalisée à 1, d'un symbole d'un utilisateur étalé sur L_c sous-porteuses et n est le nombre de bits transmis par symbole de modulation. Les résultats sont donc présentés pour une puissance reçue identique quel que soit le nombre d'antennes.

Les performances de ces différents systèmes STBC MC-CDMA ayant une efficacité spectrale $\eta = 2$ bps/Hz à pleine charge ($N_u = L_c = N_c = 64$) sont présentées sans codage de canal sur la figure 3 dans le cas de détections ZF et MMSE. Dans un système SISO MC-CDMA, la technique MMSE offre de meilleures performances que la technique ZF [2] car elle évite une amplification excessive du bruit dans des canaux fortement sélectifs en fréquence tout en restaurant l'orthogonalité entre les différents signaux des utilisateurs, ce qui est confirmé par la comparaison des deux courbes 1×1 ZF (MDP4) et 1×1 MMSE (MDP4) de la figure 3.

En revanche, dans le cas d'un système $G2 \times 2$ ($R = 1$ - MDP4) pour $N_t = 2$ et $N_r = 2$, cet écart de performance diminue fortement entre le ZF et le MMSE. De même pour les systèmes $G3 \times 1$ et $G4 \times 1$ ($R = 1/2$ - MAQ16) avec $N_t = 3$ et 4, les performances de la technique ZF sont très proches de celles de la technique MMSE. Par ailleurs, la comparaison des résultats obtenus pour les systèmes $G3 \times 1$, $G4 \times 1$ et $G2 \times 2$ montre que ces derniers sont les plus performants.

La figure 4 donne le rapport Eb/N0 requis pour obtenir sans codage de canal un TEB=10^{-3} sur canal de Rayleigh en fonction du nombre N_u d'utilisateurs actifs pour différents systèmes offrant une efficacité spectrale $\eta = 1$ bit/s/Hz. Pour cela, les systèmes $G2 \times 1$ et $G2 \times 2$ utilisent une modulation MDP2 et les systèmes $G3 \times 1$ et $G4 \times 1$ une modulation MDP4. La technique ZF restaurant totalement l'orthogonalité, les performances des systèmes $G2 \times 1$, $G3 \times 1$ et $G4 \times 1$ ZF sont

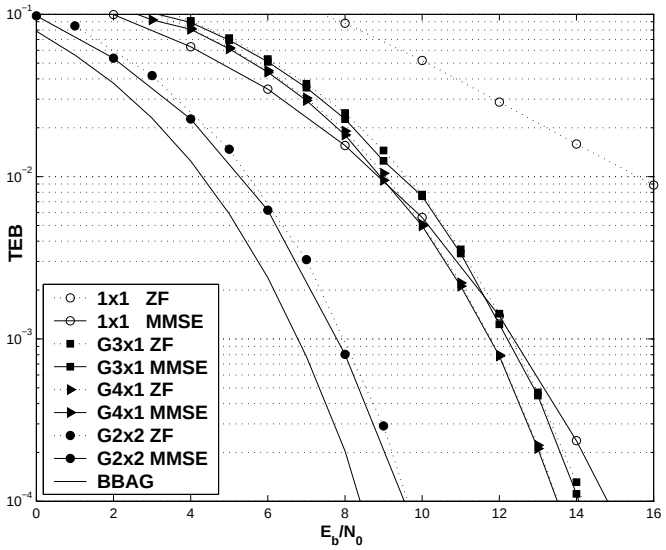

FIG. 3: Performances sans codage de canal avec $N_t = 1, 2, 3$ ou 4 ; $N_u = L_c = N_c = 64$, $\eta = 2$ bps/Hz.

indépendantes du nombre d'utilisateurs. Par ailleurs, la technique MMSE permet d'obtenir des performances légèrement meilleures que la technique ZF en particulier pour les systèmes à charge réduite.

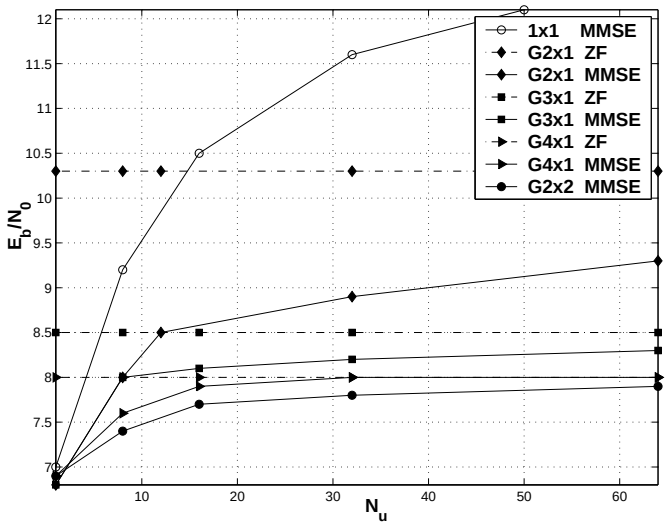

FIG. 4: Rapport Eb/N0 nécessaire pour obtenir sans codage de canal un TEB=10^{-3} en fonction de N_u ; $N_c = L_c = 64$, $\eta = 1$ bps/Hz.

Enfin, la figure 5 regroupe les performances de différents systèmes comprenant un turbo-code convolutif duo-binaire de rendement 1/2 et offrant une efficacité spectrale résultante de 1 bit/s/Hz. A nouveau, les performances du système $G2 \times 2$ reposant sur le STBC d'Alamouti ($R = 1$ - MDP4) sont meilleures que celles des autres systèmes $G3 \times 1$ et $G4 \times 1$ ($R = 1/2$ - MAQ16).

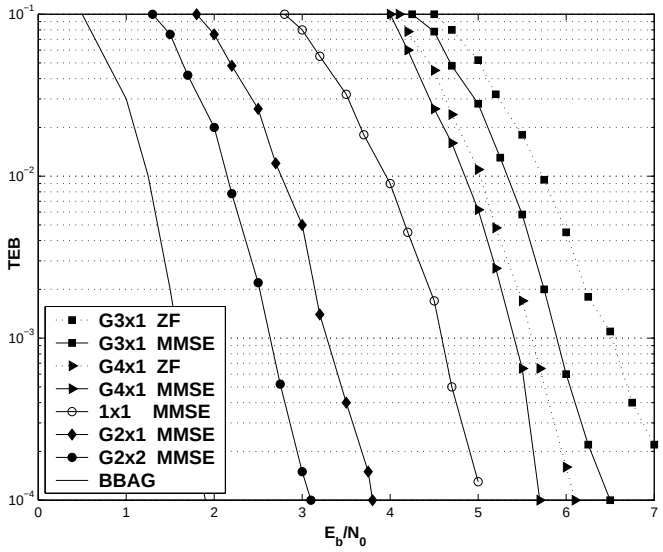

FIG. 5: Performances avec un Turbo Code de rendement 1/2 avec $N_t = 1, 2, 3$ ou 4 ; $N_u = L_c = N_c = 64$, $\eta = 1$ bps/Hz.

4 Conclusion

Ces résultats ont confirmé le potentiel des techniques de détection mono-utilisateurs MMSE et ZF pour atténuer l'interférence d'accès multiple dans un contexte STBC MC-CDMA. Notamment, le gain de diversité spatiale obtenu avec la technique ZF atteint le gain de diversité spatiale de la technique MMSE lorsque le nombre d'antennes d'émission ou de réception augmente et lorsque la charge du réseau est importante. Par ailleurs, ces résultats démontrent l'intérêt d'un système STBC MC-CDMA reposant sur l'utilisation de codes temps-espace de rendement 1, et qu'il est en conséquence préférable d'utiliser la redondance au niveau du codage de canal et non au niveau du codage temps-espace.

Références

[1] S. Hara, R. Prasad. *Overview of multicarrier CDMA*. IEEE Communications Magazine, pp. 126-133, vol.35, No 12, Dec. 1997.

[2] M. Hélard, R. Le Gouable, J-F. Hélard, J-Y. Baudais. *Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks*. Annals of Telecommunications, UMTS technology advances, pp. 260-274, vol. 56, No 5-6, May-June 2001.

[3] S.M. Alamouti. *A simple transmit diversity technique for wireless communications*. IEEE Journal on Selected Areas in Commununications, pp. 1451-1458, vol.16, Oct.1998.

[4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. *Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs*. IEEE Transactions on Information Theory, pp. 1456-1467, vol.45, No. 5, Jul.1999.