

Un nouveau système de transmission basé sur les techniques MIMO SS-MC-MA avec sauts de fréquence et estimation de canal pour la voie montante des futurs réseaux cellulaires de quatrième génération

Laurent CARIOU, Jean-François HÉLARD

Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
20 avenue des Buttes de Coësmes, 35043 Rennes Cedex, France

laurent.cariou@ens.insa-rennes.fr, jean-francois.helard@insa-rennes.fr

Résumé – Ce papier présente un nouveau système de transmission pour la voie montante des futurs réseaux cellulaires de quatrième génération. Il repose sur la combinaison de techniques STBC et SS-MC-MA avec sauts de fréquence. Une nouvelle estimation de canal simple, efficace et adaptée à ce système est par ailleurs décrite.

Abstract – This paper deals with a new transmission scheme for the uplink of the future 4G cellular networks. It's based on the combination of STBC and SS-MC-MA techniques with frequency hopping. Besides, a new simple and efficient channel estimation well suited for the proposed system is presented.

1 Introduction

La technique MC-CDMA (multi-carrier code division multiple access), combinant les avantages des modulations à portées multiples de type OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) et de l'accès multiple par répartition de codes (CDMA) [1] recueille depuis quelques années beaucoup d'attention pour la voie descendante des futurs réseaux cellulaires sans fils. Les travaux menés pendant trois ans par le projet européen IST FP5 MATRICE sur ce sujet se poursuivent aujourd'hui au sein du projet IST FP6 4MORE [2] en prenant en compte la dimension spatiale à travers l'étude des techniques MIMO (multiple input multiple output) et en optimisant l'implémentation de ces techniques sur system on chip (SoC).

En voie montante cependant, le signal MC-CDMA reçu au niveau de la station de base est le résultat de la somme de N_u signaux, potentiellement asynchrones, émis par N_u terminaux mobiles et ayant chacun subi les distorsions d'amplitude et de phase de N_u différents canaux de propagation. Une estimation de canal complexe et des techniques de détection multi-utilisateur sont alors nécessaires pour compenser les effets de l'interférence d'accès multiple (MAI). Pour surmonter ce problème, la technique SS-MC-MA (spread spectrum multi-carrier multiple access) a été récemment proposée pour la voie montante [3]. En quelques mots, le système SS-MC-MA attribue à chaque utilisateur son propre sous-ensemble de sous-porteuses en respectant un schéma de multiplexage fréquentiel FDMA (frequency division multiple access). Dans ce cas, la station de base ne doit plus estimer, pour chaque sous-porteuse, qu'un seul canal au lieu de N_u dans le cas du MC-CDMA avec N_u utilisateurs. De plus, les symboles multipliés par un code d'étalement sont transmis simultanément sur un sous-ensemble de sous-porteuses et subissent les mêmes distorsions. La self-interference (SI), qui remplace dans ce cas la MAI, peut alors facilement être compensée par une détection mono-utilisateur.

Dans cet article, nous décrivons un nouveau système pour

la voie montante, basé sur la combinaison des techniques SS-MC-MA et STBC avec sauts de fréquence. Pour compenser la faible diversité fréquentielle du schéma SS-MC-MA utilisant des sous-ensembles de sous-porteuses adjacentes, nous proposons d'appliquer une règle de sauts de fréquence afin que chaque utilisateur bénéficie de la diversité fréquentielle relative à la largeur de bande totale. Les performances de ce nouveau système sont évaluées sur un canal MIMO réaliste en utilisant un codage de canal turbo-convolutif. Enfin, une technique d'estimation de canal MIMO adaptée au système proposé est présentée.

2 Description du système proposé STBC SS-MC-MA

La figure 1 présente une version simplifiée du système MIMO SS-MC-MA, pour l'utilisateur j , basé sur le code d'Alamouti avec $N_t = 2$ antennes d'émission et $N_r = 2$ antennes de réception. L'utilisateur j transmet simultanément N_L couples de symboles $x_{j,l}^0$ et $x_{j,l}^1$ sur les antennes 1 et 2 respectivement à l'instant t , et $-x_{j,l}^{1*}$ et $x_{j,l}^{0*}$ à l'instant $t+T_s$ avec $l = 1, \dots, N_L$. Le nombre N_c de sous-porteuses est fixé à $N_u \cdot L$ avec N_u le nombre d'utilisateurs et L la longueur d'étalement. Les données d'un utilisateur sont étalées par une simple FHT et la fonction de *chip mapping* détermine le sous-ensemble de L sous-porteuses sur lequel les chips des symboles étalés de l'utilisateur j sont distribués.

En réception, après démodulation OFDM et égalisation, pour chaque antenne de réception r , les deux signaux reçus successivement sont combinés. Les signaux résultants des N_r antennes sont alors sommés pour détecter les symboles de données $x_{j,l}^0$ et $x_{j,l}^1$ et les transmettre au bloc de désétalement :

$$[\hat{x}_{j,l}^0 \hat{x}_{j,l}^1]^T = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{c}_l^T) \mathcal{Y} = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{c}_l^T) \sum_{r=1}^{N_r} \mathcal{G}_r \mathcal{R}_r \quad (1)$$

$$\text{avec } \mathcal{G}_r = \begin{bmatrix} G_{1r} & G_{2r}^* \\ G_{2r} & -G_{1r}^* \end{bmatrix}$$

où \mathbf{I}_2 représente la matrice identité 2×2 , \otimes le produit de Kronecker, $\mathcal{Y} = [y_1^0 \dots y_k^0 \dots y_L^0 \ y_1^1 \dots y_k^1 \dots y_L^1]^T$ le vecteur des signaux reçus, égalisés et combinés à partir des N_r antennes. G_{tr} est la matrice diagonale contenant les coefficients d'égalisation du canal entre l'antenne de transmission t et celle de réception r et R_r est le vecteur des signaux reçus avant égalisation sur l'antenne r . $\mathbf{c}_l = [c_{l,1} \dots c_{l,k} \dots c_{l,L}]^T$ est le l^{ieme} code d'étalement orthogonal de Walsh-Hadamard. Comme pour un système OFDM classique utilisant une technique de détection mono-utilisateur, l'égalisation consiste à multiplier par un coefficient complexe l'échantillon porté par la sous-porteuse. Les deux techniques utilisées ici sont le MMSE (minimum mean square error) dont les coefficients sont donnés par $g_{tr,k} = (h_{tr,k}^* \times \rho) / \left[\sum_{t=1}^{N_t=2} \sum_{r=1}^{N_r} |h_{tr,k}|^2 + \frac{1}{\gamma_{r,k}} \right]$ et le ZF (zero forcing) pour lequel le terme $\frac{1}{\gamma_{r,k}}$ doit être omis. ρ est un facteur de normalisation.

3 Méthode d'allocation de fréquences optimale avec SS-MC-MA

La technique SS-MC-MA associe à chaque utilisateur un sous-ensemble de sous-porteuses qui lui sont propres. Une première approche appelée entrelacement par bloc (BI: bloc interleaved) ou multiplexage fréquentiel, distribue les chips d'un symbole étalé d'un utilisateur sur la bande totale en maximisant la séparation fréquentielle entre deux sous-porteuses appartenant au même sous-ensemble. Elle permet ainsi de bénéficier de la diversité fréquentielle liée à la bande totale et d'atteindre les performances optimales de la technique MC-CDMA. La deuxième approche consiste à utiliser des sous-porteuses adjacentes (AS: adjacent subcarriers) pour transmettre les chips d'un symbole étalé d'un utilisateur donné. Dans ce cas, chaque utilisateur n'utilise qu'une bande limitée et l'exploitation de la diversité fréquentielle se retrouve sévèrement réduite.

Cependant, il a été démontré dans [4] que la solution AS est nettement plus robuste que la solution BI face aux écarts en fréquence des oscillateurs des différents utilisateurs. Quand de tels écarts surviennent, l'orthogonalité entre sous-porteuses

est perdue et de l'interférence entre porteuses (ICI), qui est en fait de la MAI, apparaît. Étant donnée la décroissance rapide de la fonction *sinc*, la contribution la plus critique de l'interférence sur une sous-porteuse donnée provient de ses deux sous-porteuses voisines. Ainsi, avec la solution BI, $2 \times L$ interférents doivent être considérés contre seulement deux pour la solution AS. De plus, en présence de fort écarts de fréquence, l'approche AS permet l'insertion, entre deux sous-ensembles de sous-porteuses, de sous-porteuses de garde pour absorber l'ICI, conduisant à une amélioration des performances pour une faible perte en efficacité spectrale. En ce qui concerne l'estimation de canal, la complexité est réduite avec la solution AS car une plus faible bande de fréquences doit être estimée. En outre, des techniques d'interpolation peuvent être appliquées sur la dimension fréquentielle et une réduction du nombre de pilotes est possible, conduisant à moins de pertes en puissance et en efficacité spectrale, comparée à la solution BI.

Pour palier aux imperfections de ces deux approches, nous avons récemment proposé dans [5] une nouvelle technique d'allocation de fréquence intermédiaire qui consiste à rajouter à la solution AS une composante de sauts de fréquence (FH: frequency hopping). Le sous-ensemble de sous-porteuses associé à un utilisateur change d'un symbole OFDM à l'autre en respectant une loi simple permettant à chaque utilisateur d'expérimenter chaque sous-ensemble de sous-porteuses de manière équiprobable en évitant toute collision :

$$s_{i,j} = (s_{i-1,j} + inc) \bmod N_s, \quad (3)$$

$s_{i,j}$ est l'indice du sous-ensemble de sous-porteuses pour le symbole OFDM i et l'utilisateur j . N_s est le nombre de sous-ensembles de sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM et inc l'incrément optimisé en terme de performances pour profiter au maximum de la diversité fréquentielle.

Cette solution doit permettre de tirer profit de la diversité fréquentielle liée à la bande totale, égalant les performances optimales de la solution BI, tout en conservant les avantages de la solution AS en terme de robustesse par rapport aux écarts en fréquence des utilisateurs et d'estimation de canal. De plus, avec sa composante d'accès multiple FDMA, la technique SS-MC-MA est sensible aux interférences inter-cellulaires. Certains événements catastrophiques peuvent apparaître lorsque deux utilisateurs proches de la frontière entre deux cellules transmettent sur le même sous-ensemble de sous-porteuses. Si les sauts dans les cellules adjacentes suivent des lois différentes, l'utilisation du saut de fréquence moyenne les interférences sur tous les utilisateurs.

4 Estimation de canal adaptée à la solution FH SS-MC-MA proposée

En prenant en considération les contraintes en efficacité spectrale et de puissance liées à une technique d'estimation de canal adaptée à la solution SS-MC-MA avec sous-porteuses adjacentes et sauts de fréquence, nous nous sommes intéressés à la technique du pilote étalé [6], [7]. Inspirée de la technique du pilote superposé, elle consiste à transmettre, sur chaque sous-porteuse, un pilote de faible puissance simultanément avec les données. Pour réduire les interférences croisées entre données et pilotes, le concept du pilote étalé est de rendre la séquence

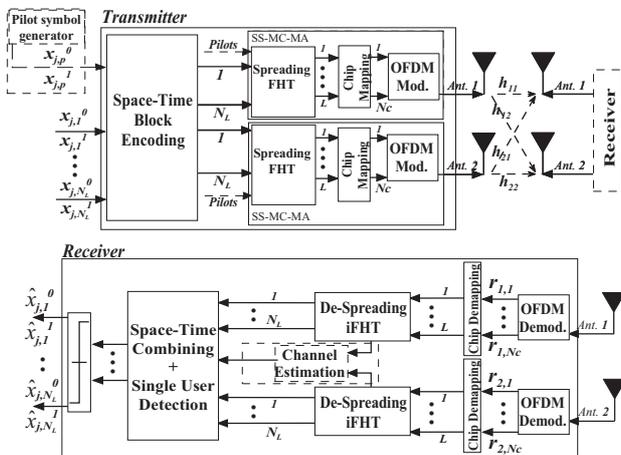


FIG. 1: Émetteur et récepteur STBC SS-MC-MA pour un utilisateur j avec deux antennes d'émission et deux antennes de réception

pilote orthogonale avec la séquence de données en attribuant au pilote un des codes orthogonaux de Walsh Hadamard (WH) $\mathbf{c}_p = [c_{p,1} \dots c_{p,L}]^T$ sur chaque sous-ensemble de sous-porteuses. Une faible perte en efficacité spectrale doit être concédée. Les pertes en puissance peuvent être exprimées par $10 \log(\frac{N_L}{N_L + \eta})$, en considérant le rapport de puissance η entre les pilotes P_p et les données P_d .

Pour que l'estimation soit la plus simple possible, le désétalement est réalisé avant détection mono-utilisateur. La séquence pilote étant définie pour un seul coefficient de canal, cette solution nécessite l'invariance du canal sur le sous-ensemble de sous-porteuses sur lequel la séquence est distribuée. Connaissant les statistiques à l'ordre deux du canal, des techniques de chip mapping comme l'étalement à deux dimensions (2D) peuvent être appliquées au SS-MC-MA de la même manière qu'elles sont appliquées au MC-CDMA pour constituer ce que l'on appelle OFCDM (orthogonal frequency code division multiplexing). Cette technique consiste tout simplement à répartir les chips d'un symbole étalé sur des sous-porteuses adjacentes (dimension fréquentielle SF_{freq}) et sur des symboles OFDM consécutifs (dimension temporelle SF_{time} avec $L = SF_{freq} \times SF_{time}$) pour obtenir un canal aussi plat que possible sur le symbole étalé.

4.1 Principe de l'estimation de canal par pilote étalé et extension au cas MIMO

Un des principaux intérêts de la technique du pilote étalé est sa facilité à s'adapter au cas MIMO. La combinaison du code d'Alamouti et de FH SS-MC-MA peut être appliquée aux pilotes comme aux données, permettant une simple estimation des différents canaux MIMO. La première approche considérée ici sera appelée STBC puisque le code d'Alamouti est appliqué sur la dimension temporelle, sur deux symboles OFDM consécutifs. Dans ce cas, $N_L + 1 \leq L$, les contraintes du code d'Alamouti se combinent à celles du pilote étalé et l'invariance du canal sur un sous-ensemble de $2 \times SF_{freq} \times SF_{time}$ sous-porteuses doit être respectée, comparé à $SF_{freq} \times SF_{time}$ dans le cas SISO.

Pour pallier à cet inconvénient, nous proposons d'appliquer le code d'Alamouti dans la dimension des codes, sur deux séquences de WH au sein du même symbole étalé. De cette manière, les techniques de codage espace-temps et espace-fréquence sont combinées pour former ce qui peut être nommé un code en bloc espace-code (SCBC). Avec ce nouveau schéma, les contraintes sur l'invariance du canal sont réduites à un sous-ensemble de $SF_{freq} \times SF_{time}$ sous-porteuses puisque les deux codes expérimentent exactement les mêmes canaux, respectant les contraintes imposées par le code d'Alamouti. Par contre, N_L doit maintenant être pair et respecter $N_L + 2 \leq L$. Deux pilotes étalés sont utilisés pour chaque sous-ensemble de sous-porteuses et les pertes de puissance sont égales à $10 \log(\frac{N_L}{N_L + 2\eta})$. Cette deuxième approche est appelée SCBC.

Les composantes liées à l'estimation de canal sont présentées en pointillés sur la figure 1. A l'émission, un symbole pilote pour STBC et deux pour SCBC, x_{p_1} et x_{p_2} sont insérés dans le flux de données, tous les N_L symboles de données. Les codes de WH \mathbf{c}_{p_a} et \mathbf{c}_{p_b} sont associés aux symboles pilotes pour SCBC, nous les appelons \mathbf{c}_{p_t} et $\mathbf{c}_{p_{t+T}}$ pour STBC. Dans ce qui suit, nous approfondissons plus en détail la technique SCBC. A la

réception, sur chaque antenne r , le désétalement sépare les données et les pilotes par corrélation pour obtenir

$$(c_{p_a}, r) = x_{p_1} \cdot \bar{h}_{1r} + x_{p_2} \cdot \bar{h}_{2r} + SI_{p_a} + \sum_{k=0}^{L-1} c_{p_a, k} n_k \quad (4)$$

$$(c_{p_b}, r) = -x_{p_2}^* \cdot \bar{h}_{1r} + x_{p_1}^* \cdot \bar{h}_{2r} + SI_{p_b} + \sum_{k=0}^{L-1} c_{p_b, k} n_k \quad (5)$$

La détection du code d'Alamouti permet de générer les estimées au sens des moindres carrés de la moyenne des coefficients du canal pour chaque antenne de réception r

$$\hat{h}_{1r} = \frac{(c_{p_a}, r) x_{p_1}^* - (c_{p_b}, r) x_{p_2}}{(|x_{p_1}|^2 + |x_{p_2}|^2)} \quad (6)$$

$$\hat{h}_{2r} = \frac{(c_{p_b}, r) x_{p_1} - (c_{p_a}, r) x_{p_1}^*}{(|x_{p_1}|^2 + |x_{p_2}|^2)} \quad (7)$$

De façon similaire au cas SISO [7], le terme de SI est composé de tous les symboles de données et pilotes (autres que le symbole utile) transmis par le sous-ensemble de sous-porteuses ($i \in \mathbf{E}$) et multipliés par l'écart par rapport à la moyenne des coefficients du canal $\epsilon_{h_{m,r,k}}$.

$$SI_a = \sum_{m=1}^{N_t=2} \sum_{\substack{i \in \mathbf{E} \\ i \neq p_a}} x_{i,m} \sum_{k=0}^{L-1} \epsilon_{h_{m,r,k}} c_{j,k} c_{p_a,k} \quad (8)$$

La variance de la SI σ_{SI}^2 pour tous les symboles de données est proportionnelle aux variances des canaux sur le sous-ensemble de sous-porteuses σ_h^2 . Elle peut être exprimée par:

$$\sigma_{SI}^2 = \frac{(2 \times (N_L - 1) P_d + 2 * P_p) \sigma_h^2}{L} \quad (9)$$

5 Performances du système proposé

STBC SS-MC-MA sur canaux réalistes

5.1 Paramètres du système

Les paramètres du système ont été choisis en fonction du temps et de la bande de cohérence du canal pour remplir les contraintes de la 4G des futurs systèmes cellulaires sans fils. Les fréquences porteuses et d'échantillonnage ont été fixées respectivement à 5 GHz et 57.6 MHz. La taille de la FFT est de 1024 et le nombre de sous-porteuses modulées 736. L'intervalle de garde atteint $3.75 \mu s$ et la durée totale d'un symbole $21.52 \mu s$. Le codage de canal est réalisé par le turbo-code UMTS de rendement $R = 1/2$ après poinçonnage. La profondeur d'entrelacement a été ajustée à la trame composée de 32 symboles OFDM. Avec une modulation QPSK, le système offre une efficacité spectrale asymptotique de 1 bit/s/Hz. Nous utilisons un modèle de canal MIMO développé spécifiquement au sein du projet européen IST MATRICE et basé sur la proposition 3GPP/3GPP2 pour des canaux MIMO large bande exploitant les caractéristiques angulaires des multi-trajets. Adapté à 5 GHz, le modèle utilise le profil puissances-retards BRAN E qui correspond à une propagation multi-trajet de type urbain outdoor. La bande de cohérence est de 1.5 MHz à -3dB. La corrélation spatiale est inférieure à 0.1 pour un espacement entre antennes de 10 longueurs d'ondes (λ) à la station de base et proche de 0.3 pour 1λ au niveau du terminal. Enfin, même pour une vitesse de mobile de 72 km/h, le temps de cohérence reste proche de la durée de la trame.

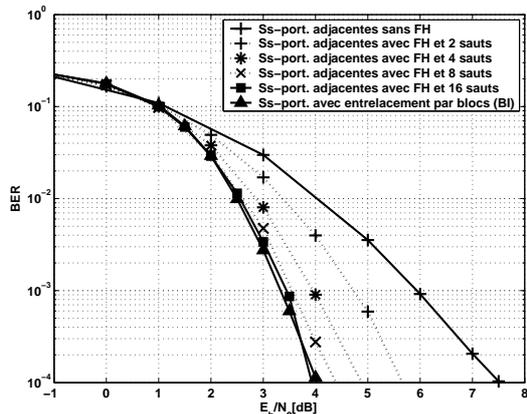


FIG. 2: Gain offert par le saut de fréquence pour un nombre variable de sauts; système Alamouti SS-MC-MA à pleine charge, détection MMSE, sous-porteuses adjacentes, QPSK, turbo-code UMTS avec $R=1/2$

5.2 Résultats de simulation

Tous les résultats sont donnés en fonction du rapport E_b/N_0 , où E_b représente l'énergie par bit utile. La puissance totale transmise est normalisée et égale à P dans les cas SISO et MIMO. Le gain de puissance généré par l'utilisation de deux antennes à la réception est pris en compte. La figure 2 présente les performances en terme de taux d'erreur binaire (TEB) du système turbo-codé Alamouti STBC22 SS-MC-MA avec sous-porteuses adjacentes pour différents nombres de sauts de fréquences par trame, une estimation de canal parfaite et une détection MMSE. Les performances de la solution d'entrelacement par bloc (BI) sont également données en référence. Comme il est avéré que la dernière solution bénéficie de la diversité fréquentielle liée à la bande totale, elle représente l'objectif à atteindre en terme de performances pour notre solution AS FH. Nous pouvons observer que pour 16 sauts de fréquence par trame, *c.a.d.* un saut tous les deux symboles OFDM, les performances de notre solution tendent vers celles de la solution BI. Nous pouvons donc clairement en conclure que la solution proposée SS-MC-MA avec sous-porteuses adjacentes et sauts de fréquence tire profit de la diversité fréquentielle liée à la bande totale, tout en conservant les avantages de la solution AS introduits dans la section 3.

La figure 3 présente, pour 2 antennes d'émission et 2 de réception, les performances en terme de TEB du système Alamouti STBC22 SS-MC-MA avec sous-porteuses adjacentes et sauts de fréquence, des configurations d'étalement 2D optimale pour 72 et 300 km/h et une détection ZF qui offre des performances très proches d'une détection MMSE. Les techniques d'estimation de canal par pilote étalé STBC et SCBC sont comparées à l'estimation parfaite par sous-porteuse en prenant en compte les pertes de puissance liées à l'insertion de pilotes. L'optimisation de puissance des pilotes permet un gain de 2 dB par rapport au cas où les pilotes et les données ont même puissance $\eta=1$, réduisant l'écart par rapport à une estimation parfaite à 2.2 dB. L'optimisation de puissance des pilotes est plus efficace pour STBC que pour SCBC à 72 km/h, car dans le second cas, deux pilotes étalés sont transmis par chaque sous-ensemble de sous-porteuses, conduisant à de plus fortes pertes de puissance que dans le cas STBC. Le rapport $\eta_{opt_{SCBC}}=5$ optimal est ainsi plus faible que pour STBC $\eta_{opt_{STBC}}=7$. La solution SCBC est, quant à elle, plus robuste en présence d'un canal fortement sélectif en temps mais aussi en fréquence, les

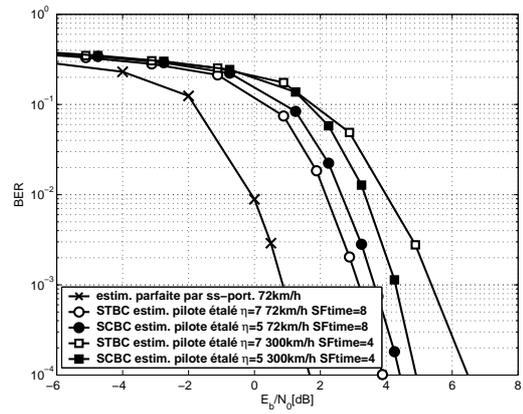


FIG. 3: Performances de la technique du pilote étalé pour deux vitesses du mobile; système Alamouti FH SS-MC-MA à pleine charge; détection ZF, meilleure configuration d'étalement 2D, QPSK, turbo-code UMTS avec $R=1/2$

contraintes sur la stationnaire du canal étant moins fortes. Lorsque la vitesse du récepteur augmente de 72 à 300 km/h, la perte de performances pour un TEB de 10^{-4} reste inférieure à 0.5 dB pour la solution SCBC alors qu'elle atteint 2,5 dB avec la solution STBC. Les performances de la solution SCBC s'avèrent donc peu dépendantes des paramètres du canal de propagation.

6 Conclusion

Ce papier décrit une nouvelle solution pour la voie montante des futurs réseaux cellulaires sans fils. Elle repose sur la combinaison de techniques SS-MC-MA et MIMO. L'utilisation de sous-porteuses adjacentes avec sauts de fréquence permet au système SS-MC-MA de profiter de la diversité fréquentielle liée à la bande totale, tout en conservant de nombreux avantages, notamment en terme de robustesse vis-à-vis des écarts en fréquence des oscillateurs des différents utilisateurs. En outre, une nouvelle technique d'estimation de canal MIMO adaptée au système proposé et utilisant des pilotes étalés sur les deux dimensions temps-fréquence est présentée. Dans le cas d'un schéma Alamouti, deux différentes approches, STBC et SCBC, sont étudiées. Conduisant à une perte de seulement 2 dB comparé à une estimation parfaite, cette technique d'estimation s'avère simple et efficace même en présence de canaux fortement sélectifs.

Remerciements : Les auteurs remercient France Télécom R&D/RESA/BWA qui a soutenu ce travail dans le cadre du contrat 461 28 187.

Références

- [1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier cdma," *IEEE communication magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126–133, Dec. 1997.
- [2] IST 4MORE project, "http://www.ist-4more.org."
- [3] S. Kaiser and W.A. Krzymien, "Performance effects of the uplink asynchronism in a spread spectrum multi-carrier multiple access system," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 4, July/August 1999.
- [4] A. Arkhipov and M. Schnell, "The influence of user frequency offset on the up-link performance of ss-mc-ma," *Proc. of European Conference on Wireless Technology (ECWT'03)*, pp. 451–454, 2003.
- [5] L. Cariou and J.F. Hélar, "Mimo frequency hopping ofdm-cdma: a novel uplink system for b3g cellular networks," *Proc. IEEE International Conference on Networking*, April 2005.
- [6] N. Chapalain, D. Mottier, and D. Castelain, "An ofcdm uplink transmission system with channel estimation based on spread pilots," *Proc. of IST Mobile Summit*, 2004.
- [7] L. Cariou and J-F. Hélar, "A simple and efficient channel estimation for mimo ofdm code division multiplexing uplink systems," *Proc. IEEE International Workshop on Signal Processing Advances for Wireless Communications (SPAWC'05)*, 2005.