



HAL
open science

Estimation jointe de multiples décalages de fréquence et des canaux dans un système coopératif à relais OFDM-IDMA

Hector Poveda, Guillaume Ferré, Nicolas Bouny, Eric Grivel

► **To cite this version:**

Hector Poveda, Guillaume Ferré, Nicolas Bouny, Eric Grivel. Estimation jointe de multiples décalages de fréquence et des canaux dans un système coopératif à relais OFDM-IDMA. Grets1 2011, Sep 2011, Bordeaux, France. pp.1-4. hal-00670059

HAL Id: hal-00670059

<https://hal.science/hal-00670059v1>

Submitted on 14 Feb 2012

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.

Estimation jointe des multiples décalages de fréquence et canaux de propagation d'un système de relais coopératifs OFDM-IDMA

Héctor POVEDA, Guillaume FERRÉ, Nicolas BOUNY, Eric GRIVEL
Université Bordeaux 1 - ENSEIRB - MATMECA - IPB - UMR CNRS 5218 IMS
351 cours de la Libération 33405, TALENCE Cedex, France

{hector.poveda, guillaume.ferre, nicolas.bouny, eric.grivel}@ims-bordeaux.fr

Résumé – Dans cette communication, nous présentons un système de relais coopératifs utilisant une stratégie de réémission dite de sélection-décodage-réémission. Un code temps espace en bloc (STBC) est utilisé afin de tirer parti de la diversité spatiale offerte par les relais. Pour rendre le système robuste aux décalages temporels, aux interférences entre sous-porteuses et aux interférences d'accès multiple, nous considérons une technique d'accès multiple par entrelacement (IDMA) combinée avec l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cependant, un système de relais multi-porteuses engendre plusieurs décalages de fréquences porteuses (DFPs) et nécessite l'estimation des canaux de propagation. Nous proposons une estimation conjointe des DFPs et des canaux par un filtre de Kalman à sigma-points (SPKF), ainsi qu'une évolution de l'algorithme itératif propre à l'IDMA minimisant les interférences d'accès multiples. En considérant un réseau de relais OFDM-STBC-IDMA et des canaux de propagation à évanouissement de Rayleigh, les résultats de simulation obtenus illustrent l'efficacité de l'algorithme proposé.

Abstract – This paper deals with a selection decode-and-forward relay network. A space time block code (STBC) is used to take advantage of the space diversity of the multiple relays. To make the system robust against time-offset, intercarrier interference and multiple access interference, it is combined with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and interleave-division multiple access (IDMA). However, a multicarrier relay-based system may result in multiple carrier frequency offsets (CFOs) and multipath channels to be estimated. To solve this issue, we propose a joint estimation of the CFOs and channels by using sigma points Kalman filter, associated to an evolution of the iterative algorithm that eliminates the multiple access interferences. When considering an OFDM-STBC-IDMA relay network over different Rayleigh fading channels, simulation results clearly show the efficiency of the proposed algorithm.

1 Introduction

Aujourd'hui, la mise sur le marché d'appareils de communications mobiles, tels que les tablettes et les Smartphones permet aux utilisateurs d'accéder à des contenus d'informations de plus en plus volumineux. Afin d'assurer un accès optimal à ces contenus, le schéma classique d'échange d'informations d'un réseau cellulaire évolue vers le concept de petites cellules [1], mais aussi vers celui de la coopération des terminaux mobiles [2] qui permet d'augmenter la capacité du canal à moindre coût. De plus, tenant compte du fait que le nombre d'utilisateurs de ces services est en constante augmentation, il est nécessaire d'associer une technique d'accès multiple optimale à ces nouveaux concepts. A efficacité spectrale constante, la technique d'accès multiple par entrelacement (IDMA) proposée par Li Ping [3] est une solution envisageable puisqu'elle permet de multiplexer plusieurs utilisateurs simultanément dans un même canal. En IDMA, de nombreux travaux ont été menés sur les performances de l'algorithme itératif de détection dans des contextes OFDM-IDMA [4], STBC-IDMA [5] ou encore relais MIMO-IDMA [6]. Dans chacune de ces contributions, les auteurs supposent que les canaux sont parfaitement connus et que le système est parfaitement synchronisé en temps et en fréquence. A notre connaissance, il n'existe pas de publications dans la littérature traitant de l'estimation conjointe du décalage de fréquence porteuse (DFP) et du canal de propagation dans

un contexte de relais OFDM-IDMA. Pourtant, ce point est fondamental car l'OFDM est très sensible aux décalages de fréquences porteuses. De plus, l'algorithme itératif de détection en IDMA est fondé sur la connaissance *a priori* de la réponse impulsionnelle du canal de propagation.

Ainsi, nous proposons un algorithme permettant d'estimer conjointement le DFP et le canal de propagation de chaque lien relais-destination dans le cadre d'un système de relais OFDM-IDMA. Puis, nous montrons que les symboles des différents utilisateurs sont obtenus sans compenser les DFPs avant la démodulation OFDM. Les résultats de simulation confirment l'efficacité de la méthode d'estimation et la validité de l'algorithme itératif mis en œuvre.

Ce papier est organisé comme suit. Le système est décrit dans la section 2. La section 3 présente les algorithmes d'estimation et de détection du récepteur OFDM-IDMA-STBC. Les résultats de simulation sont donnés dans la section 4. Enfin, la section 5 permet de conclure. Dans la suite, $(.)^T$ et $(.)^*$ représentent respectivement les opérations de transposition et de conjugaison. De plus, $Re\{\cdot\}$ et $Im\{\cdot\}$ représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de $\{\cdot\}$. I_L est la matrice identité de taille L et $\|\cdot\|$ est la norme euclidienne.

2 Description du système

Le système considéré est constitué de S utilisateurs qui émettent leurs messages vers une destination par l'intermédiaire d'un

ensemble de \mathcal{R} relais mono-antenne. On considère que les signaux émis par les utilisateurs ne sont pas directement reçus par la destination, mais uniquement par l'intermédiaire d'un sous-ensemble de relais. En effet, à chaque utilisateur est associé un sous-ensemble de 2 relais distincts et asynchrones qui décodent et réémettent le signal reçu sans erreur vers la destination en utilisant une modulation OFDM et un accès IDMA. La stratégie de réémission ainsi mise en œuvre est dite de sélection-décodage-réémission (SDR). Afin de tirer parti de la diversité spatiale disponible au niveau de chaque sous-ensemble de relais, un code temps espace en bloc (STBC en anglais) de type Alamouti est utilisé par couple de sous-porteuses. Dans la suite, le système ainsi formé est noté OFDM-IDMA-STBC et le couple d'indices s, p désigne le $p^{\text{ième}}$ relais associé à la $s^{\text{ième}}$ source avec $s \in \{1, \dots, \mathcal{S}\}$ et $p \in \{1, 2\}$. Voir figure 1.

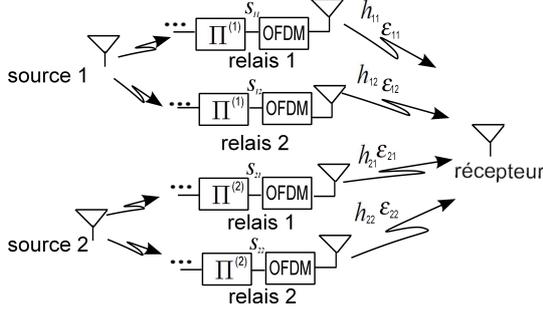


FIGURE 1 – Description du système.

Les symboles émis depuis la $s^{\text{ième}}$ source sont traités par un sous-ensemble de relais noté r_s . Après décodage sans erreurs au niveau de chaque relais de r_s , les bits sont étalés, entrelacés et modulés. Les symboles \mathbf{X}_s ainsi obtenus sont tramés, par paquet de K symboles, pour satisfaire le schéma de codage temps-espace d'Alamouti ; puis après modulation OFDM et insertion du préfixe cyclique, ils sont réexpédiés vers la destination. Dans la suite, si K est le nombre de sous-porteuses utilisées et $\mathbf{Y}_{s,p}$ le signal obtenu après modulation OFDM au niveau du $p^{\text{ième}}$ relais de r_s , on a :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{s,1} &= \mathbf{F}_K^H [X_s(0), -X_s^*(1), \dots, X_s(K-2), -X_s^*(K-1)]^T \\ \mathbf{Y}_{s,2} &= \mathbf{F}_K^H [X_s(1), X_s^*(0), \dots, X_s(K-1), X_s^*(K-2)]^T \end{aligned} \quad (1)$$

où \mathbf{F}_K^H désigne la matrice de Fourier inverse de dimension $K \times K$.

De plus, on suppose que tous les relais subissent l'effet d'un canal de Rayleigh à multi-trajets sélectif en fréquence. On note sa réponse impulsionnelle comme suit :

$$\mathbf{h}_{s,p} = [h_{s,p}(0), h_{s,p}(1), \dots, h_{s,p}(l), \dots, h_{s,p}(L_{s,p}-1)] \quad (2)$$

où $L_{s,p}$ désigne le nombre de multi-trajets.

Les relais n'étant pas synchronisés temporellement, en plus d'être perturbés par le canal de propagation et les décalages de fréquences porteuses, les symboles OFDM émis par les différents sous-ensembles ont des temps d'arrivées $\tau_{s,p}$ différents. Voir figure 2. Pour annuler l'interférence entre symboles (IES), on choisit un préfixe cyclique N_g qui satisfait :

$$N_g \geq \max_{s,p} \{\tau_{s,p} + L_{s,p}\} - \min_{s,p} \{\tau_{s,p}\} \quad (3)$$

Définissons alors les vecteurs qui contiennent les DFPs normalisés par rapport à l'écart entre sous-porteuses adjacentes et les réponses impulsionnelles des canaux pour chaque relais, respectivement de la façon suivante :

$$\boldsymbol{\epsilon} = [\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_s, \dots, \epsilon_{\mathcal{S}}] \quad (4)$$

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_s, \dots, \mathbf{h}_{\mathcal{S}}] \quad (5)$$

avec $\epsilon_s = [\epsilon_{s,1}, \epsilon_{s,2}]$ et $\mathbf{h}_s = [\mathbf{h}_{s,1}, \mathbf{h}_{s,2}]$.

A la destination, le signal est supposé synchronisé temporellement sur le premier symbole OFDM reçu. Après extraction du préfixe cyclique, le signal reçu sans bruit depuis le sous-ensemble de relais associé à s s'écrit [7] :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_s &= \mathbf{E}_{s,1} \mathbf{F}_K^H \mathbf{H}_{s,1} \mathbf{S}_{s,1} + \mathbf{E}_{s,2} \mathbf{F}_K^H \mathbf{H}_{s,2} \mathbf{S}_{s,2} \\ &= [R_s(0, \epsilon_s, \tilde{\mathbf{h}}_s), \dots, R_s(n, \epsilon_s, \tilde{\mathbf{h}}_s), \dots, R_s(K-1, \epsilon_s, \tilde{\mathbf{h}}_s)] \end{aligned} \quad (6)$$

avec $\mathbf{E}_{s,p} = \text{diag}[1, e^{j2\pi\epsilon_{s,p}/K}, \dots, e^{j2\pi(K-1)\epsilon_{s,p}/K}]$, $\mathbf{H}_{s,p} = \text{diag}[H_{s,p}(0), H_{s,p}(1), \dots, H_{s,p}(K-1)]$ et $n \in \{0, \dots, K-1\}$; où $H_{s,p}(k)$ désigne la réponse en fréquence du canal $\mathbf{h}_{s,p}$ associée à la sous-porteuse k :

$$H_{s,p}(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} e^{-\frac{j2\pi\Delta\tau k}{K}} \sum_{l=0}^{L_{s,p}-1} h_{s,p}(l) e^{-\frac{j2\pi lk}{K}} \quad (7)$$

déphasée d'un angle proportionnel à $\Delta\tau = \tau_{s,p} - \min_{s,p} \{\tau_{s,p}\}$

avec $p \in [1, 2]$. $\tilde{\mathbf{h}}_s = [\tilde{\mathbf{h}}_{s,1}, \tilde{\mathbf{h}}_{s,2}]$ représente le canal de propagation équivalent associé à r_s et $\tilde{\mathbf{h}}_{s,p}$ s'obtient par transformée de Fourier inverse de la diagonale de $\mathbf{H}_{s,p}(k)$.

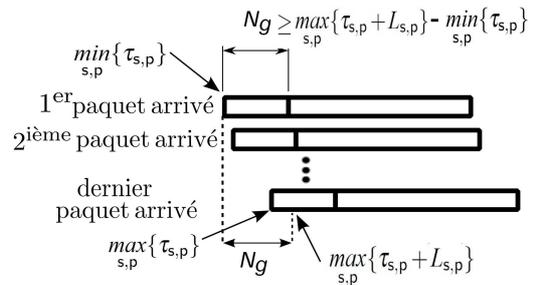


FIGURE 2 – Décalage en temps.

Le signal reçu par la destination étant la superposition des signaux émis par les \mathcal{R} relais, le $n^{\text{ième}}$ échantillon reçu peut alors s'écrire :

$$R(n) = f(n, \boldsymbol{\epsilon}, \tilde{\mathbf{h}}) + B(n) \quad (8)$$

où $f(n, \boldsymbol{\epsilon}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{s=1}^{\mathcal{S}} R_s(n, \epsilon_s, \mathbf{h}_s)$ et $B(n)$ est un bruit complexe supposé blanc gaussien (BBAG) centré de variance σ_B^2 .

Après démodulation OFDM, nous obtenons :

$$r(k) = \sum_{s=1}^S \{H_{s,1}^{(eq)}(k)X_s(k) + H_{s,2}^{(eq)}(k)X_s(k+1)\} + ICI(\epsilon, k) + b(k) \quad (9)$$

$$r(k+1) = \sum_{s=1}^S \{-H_{s,1}^{(eq)}(k+1)X_s^*(k+1) + H_{s,2}^{(eq)}(k+1)X_s^*(k)\} + ICI(\epsilon, k+1) + b(k+1) \quad (10)$$

où $H_{s,p}^{(eq)}(k) = \mathcal{F}(\epsilon_{s,p})H_{s,p}(k)$, $ICI(\epsilon, k)$ représente le terme d'interférence introduit au niveau de la sous-porteuse k du fait de la non compensation des DFPs avant la démodulation OFDM et $b(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{K-1} B(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{K}}$, avec :

$$\mathcal{F}(\epsilon_{sp}) = \frac{\sin(\epsilon_{sp}\pi)}{\sin(\frac{\epsilon_{sp}\pi}{K})} e^{j2\pi\epsilon_{sp}\frac{K-1}{K}} \quad (11)$$

Ainsi, (9) et (10) peuvent être traités de façon itérative par le récepteur IDMA [3].

3 Algorithmes d'estimation et de détection OFDM-IDMA-STBC

Dans cette partie, le récepteur OFDM-IDMA-STBC est présenté. A la réception, la première étape consiste en une estimation jointe des canaux et des DFPs pour chaque relais ; puis sachant que les différents sous-ensembles r_s sont décodés en parallèle, une première estimation des symboles reçus (9) et (10) est faite pour chacun d'entre eux par MRC (Maximum Ratio Combining). Enfin, le décodage itératif IDMA s'effectue sur la base de ces estimations.

3.1 Estimation jointe des DFPs et des canaux de propagation

Un préambule dont la longueur est égale à un symbole OFDM est utilisé pour estimer les canaux et les DFPs. Ceux-ci sont supposés constants sur une trame de données composée de T symboles OFDM. Tout d'abord, définissons le vecteur d'état suivant :

$$\mathbf{x}(n) = \left[\begin{array}{c} \epsilon(n) \\ Re\{\tilde{\mathbf{h}}(n)\} \\ Im\{\tilde{\mathbf{h}}(n)\} \end{array} \right]^T \quad \forall n \quad (12)$$

Il est régi par l'équation d'état suivante :

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}(n-1) \quad \forall n \quad (13)$$

Ensuite, notons $\mathbf{Y}(n)$ le vecteur des observations qui contient les parties réelle et imaginaire du signal reçu $R(n)$:

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{A}(n, \mathbf{x}(n)) + \mathbf{V}(n) \quad \forall n \quad (14)$$

où $\mathbf{A}(n, \mathbf{x}(n)) = [Re\{f(n, \epsilon, \mathbf{h})\} Im\{f(n, \epsilon, \mathbf{h})\}]^T$ et $\mathbf{V}(n) = [Re\{B(n)\} Im\{B(n)\}]^T$.

Etant donné que la représentation du système dans l'espace d'état (13)-(14) est non-linéaire, des méthodes d'estimation telles que le moindres carrés linéarisés peuvent être utilisés. Plus

généralement, si un bruit modèle apparaît dans (13) des méthodes d'estimation locales telles que le filtre de Kalman étendu (EKF) et le filtre de Kalman étendu itératif (IEKF) peuvent être considérées [11]. De plus, des méthodes plus globales telles que le filtre de Kalman par Sigma-points (SPKF) à savoir le filtre de Kalman non-parfumé (UKF) ou le filtre de Kalman à différence centrale (CDKF) peuvent être envisagées [12]. Dans cette communication, nous optons pour le SPKF car il ne nécessite pas le calcul de matrices Jacobiennes contrairement aux autres méthodes mentionnées. Il a également des meilleures propriétés de convergence [7].

3.2 Démodulateur STBC-OFDM-IDMA

A partir de l'équation (6), nous pouvons noter que quelle que soit la méthode choisie par le récepteur pour compenser les DFPs, les interférences sont inévitables. En effet, il est possible d'éliminer les effets du DFP du premier relais ou du second, mais pas des deux en même temps. Pour cette raison, le récepteur proposé ne réalise pas de correction des DFPs. Le signal reçu est donc traité par le démodulateur OFDM sans avoir subi de compensation des DFPs. Ensuite, le décodage STBC par MRC est réalisé de la façon suivante :

$$\hat{X}_s(k) = \hat{H}_{s,1}^{(eq)*}(k)r(k) + \hat{H}_{s,2}^{(eq)}(k+1)r^*(k+1) \quad (15)$$

$$\hat{X}_s(k+1) = \hat{H}_{s,2}^{(eq)*}(k)r(k) - \hat{H}_{s,1}^{(eq)}(k+1)r^*(k+1) \quad (16)$$

où $\hat{H}_{s,p}^{(eq)*}(k) = \mathcal{F}(\hat{\epsilon}_{s,p})\hat{H}_{s,p}(k)$ et $\hat{H}_{s,p}(k) = \sum_{l=0}^{L_{s,p}-1} \hat{h}_{s,p}(l)e^{-j\frac{2\pi lk}{K}}$; $\hat{h}_{s,p}(l)$ et $\hat{\epsilon}_{s,p}$ sont respectivement les estimées de $\mathbf{h}_{s,p}$ et $\epsilon_{s,p}$.

Les valeurs de $\hat{\mathbf{X}}_s$, $\hat{\mathbf{H}}_{s,p}$ et $\mathcal{F}(\hat{\epsilon}_{s,p})$ sont alors traitées itérativement par le démodulateur IDMA. Le récepteur IDMA utilisé est celui proposé dans [5]. Le démodulateur IDMA permet d'obtenir les symboles transmis par la source s . En effet, il minimise à la fois l'interférence d'accès multiple et les interférences provoquées par la non-compensation des DFPs.

4 Résultats de simulation

Le système considéré est composé d'un réseau à 4 relais, qui associés par paire réexpédient les données issues de 2 utilisateurs. Au niveau de chaque relais, les bits utiles sont étalés sur 64 chips, puis mappés dans une constellation BPSK et enfin modulés sur $K = 1024$ sous-porteuses. Nous supposons que la transmission se fait au travers de canaux de Rayleigh quasi-statiques, sélectifs en fréquence et qu'ils sont au maximum de la longueur du préfixe cyclique. Les DFPs sont modélisés suivant une loi normale de moyenne nulle et de variance 0.1 et les résultats obtenus sont moyennés sur 5000 symboles OFDM. Le SPKF permet d'estimer les DFPs et les canaux de propagation. Des estimateurs fondés sur le maximum de vraisemblance peuvent également être utilisés [10] [8] et [9]. Cependant, ils ont besoin d'un maillage de l'espace des solutions possibles, ce qui donne lieu à un coût calculatoire plus important [7]. Sur la figure 3, les performances du système en termes de taux d'erreur binaire obtenues sont tracées pour différents cas de

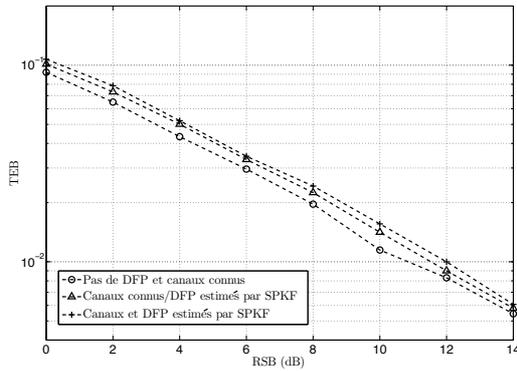


FIGURE 3 – Performances du système OFDM-IDMA-STBC (5 itérations) sur un canal non-sélectif en fréquence

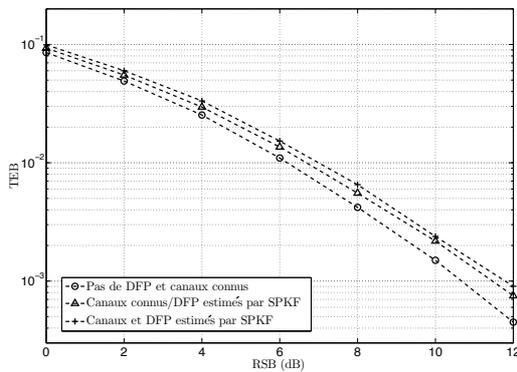


FIGURE 4 – Performances du système OFDM-IDMA-STBC (5 itérations) sur un canal sélectif en fréquence, $L_{s,p} = 3$

figure avec un canal non sélectif en fréquence. Les méthodes proposées sont efficaces puisque après 5 itérations du récepteur IDMA, pour un TEB de 10^{-2} , l'écart avec la courbe d'estimation parfaite est inférieur à 1 dB. Sur la figure 4, le canal est sélectif en fréquence, avec $L_{s,p} = 3$. Les méthodes proposées sont encore performantes puisque après 5 itérations du récepteur IDMA, pour un TEB de 10^{-2} , l'écart avec la courbe d'estimation parfaite est également inférieur à 1 dB. Concernant l'estimation des DFPs, la figure 5 montre l'efficacité de l'algorithme SPKF.

5 Conclusions

Dans cette communication, nous présentons une méthode d'estimation conjointe de multiples décalages de fréquences et canaux de propagation dans le cadre d'un système de relais OFDM-IDMA-STBC. Contrairement à ce qui est fait en OFDM, les décalages de fréquence ne sont pas compensés avant la démodulation OFDM. Nous montrons alors qu'il est possible, en tenant compte des interférences entre sous-porteuses introduites par les décalages de fréquences, de décoder correctement les différents utilisateurs relayés par le système de relais. De plus, en utilisant un préfixe cyclique suffisamment

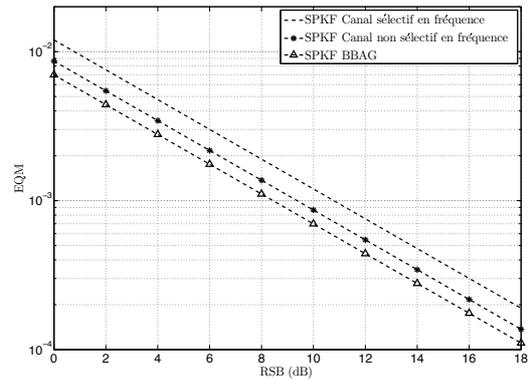


FIGURE 5 – Performance de l'estimation des DFPs

long, les relais peuvent réexpédier l'information de façon asynchrone.

Références

- [1] V. Chandrasekhar, J. Andrews, A. Gatherer, Femtocell networks : a survey, *IEEE Comm. mag.*, vol. 46, no. 9, pp. 59-67, Nov. 2008.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, User cooperation diversity, Part I and Part II, *IEEE Tran. Comm.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1948, Nov. 2003.
- [3] Li Ping, K. Y. Wu, Lihai Liu and W. K. Leung, A simple unified approach to nearly optimal multiuser detection and space-time coding, *ITW*, pp. 20-25 Oct. 2002.
- [4] I. Mahafeno, C. Langlais, and C. Jégo, OFDM-IDMA Versus IDMA with ISI cancellation for quasi-static Rayleigh fading multipath channels, *ISTC+SCC*, April 2006.
- [5] S. Yang, W. Xu, L. Wang and Q. Wei, Performance of STBC-IDMA system over quasi-static Rayleigh fading channel, *ICC-CAS*, pp. 44-47, May 2008.
- [6] B. Zhang, K. Niu and Z. He, Relaying scheme based on IDMA for MIMO Relay networks, *WICOM*, pp. 1-4, Sept. 2009.
- [7] H. Poveda, G. Ferré and E. Grivel, Joint channel and frequency offset estimation using sigma point Kalman filter for an OFDMA uplink system, *EUSIPCO*, pp. 855- 859, August 2010.
- [8] M. Pun, T. Shang-Ho, and C. Kuo, An EM-based joint maximum likelihood estimation of carrier frequency offset and channel for uplink OFDMA systems, *VTC*, pp. 598-602, Sept. 2004.
- [9] M. Pun, M. Morelli, and C. Kuo, Maximum-likelihood Synchronization and Channel Estimation for OFDMA Uplink Transmissions, *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 54, no. 4, pp. 726-736, April 2006.
- [10] S. Sezginer and P. Bianchi, Asymptotically Efficient reduced complexity frequency offset and channel estimators for uplink MIMO-OFDMA Systems". *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 56, no. 3, pp. 964-979, March 2008.
- [11] A. Gelb, *Applied Optimal Estimation*. MIT Press, 1974.
- [12] R. van der Merwe, E. A. Wan, and S. J. Julier, *Sigma-point Kalman filters for nonlinear estimation and sensor-fusion : Applications to Integrated Navigation*, AIAA-GNC, pp. 1-30, August 2004.