

# Estimation aveugle itérative par filtrage $H_\infty$ des décalages Doppler d'un système OFDMA entrelacé en liaison montante

Héctor POVEDA, Guillaume FERRÉ, Eric GRIVEL

UMR CNRS 5218 IMS - ENSEIRB - Université de Bordeaux 1, 351 Cours de la libération, 33405 Talence Cedex, France  
{hector.poveda, guillaume.ferre, eric.grivel}@ims-bordeaux.fr

**Résumé** – Dans un système OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) en liaison montante, le problème de synchronisation fréquentielle est à prendre en compte. A cet effet, nous proposons une approche aveugle itérative d'estimation des offsets de fréquences porteuses (OFP). Elle combine un détecteur à erreur quadratique moyenne minimale avec une détection successive ordonnée (EQMM-DSO), ainsi qu'un filtrage de type  $H_\infty$ . Contrairement aux approches existantes, aucune séquence d'apprentissage est nécessaire et aucune hypothèse statistique sur le bruit de mesure additif est à formuler. De plus, le coût calculatoire de la méthode est modéré. Les résultats de simulations, obtenus en simulant le système OFDMA sur canal à évanouissements de Rayleigh, montrent clairement l'efficacité de notre démarche au niveau de l'estimation de l'OFP et des performances en termes de taux d'erreur binaire.

**Abstract** – When dealing with uplink transmissions of a coded OFDMA system, frequency synchronization has to be addressed. To this end, we propose a blind carrier frequency offset (CFO) estimator based on an iterative architecture that combines the so-called minimum mean square error successive detector and a  $H_\infty$  filter. Unlike the actual open literature, no training sequence in our CFO estimation is required and no statistical hypothesis about measurement additive noise has been expressed. In addition, the computational cost of our approach is moderate. When considering an interleaved OFDMA uplink system over a Rayleigh fading channel, simulations results clearly show the efficiency of the proposed algorithm in terms of CFO estimation and bit error rate performances.

## 1 Introduction

C'est en cherchant à optimiser l'affectation de la ressource fréquentielle dans une même trame que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a été récemment étendu au contexte multi-utilisateurs, donnant naissance à la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) [1]. Communément adoptée dans les nouveaux standards de communications, cette technique est cependant très sensible aux offsets de fréquences porteuses (OFP) et aux retards de propagation des différents signaux des utilisateurs partageant un même symbole OFDMA. Ces deux inconvénients introduisent respectivement des interférences d'accès multiples (IAM) et des interférences entre blocs (IEB) OFDMA. Pour s'affranchir des IEB, on opte pour un préfixe cyclique suffisamment long. Concernant l'IAM, sans l'estimation et/ou la compensation des OFP, l'orthogonalité entre les sous-porteuses n'est pas vérifiée. Les problèmes d'estimation d'OFP et de réduction d'IAM dans le contexte des transmissions OFDMA ont donc été récemment abordés dans plusieurs publications [2]-[4]. A notre connaissance, ces deux problèmes ne sont pas traités conjointement ; soit on s'intéresse à l'estimation des OFP [2], soit on s'intéresse à la réduction des IAM [4] : ainsi, Zhao *et al.* [2] se servent de séquences d'apprentissage et supposent que les OFP ne varient pas sur plusieurs symboles OFDMA. Ils estiment alors les OFP par filtrage de Kalman étendu (EKF). Cependant, cette approche n'a de sens que si le Doppler ne varie pas entre deux symboles OFDMA consécutifs, ce qui n'est pas forcément le

cas dans un contexte de grande mobilité. De plus, le principe de l'EKF est fondé sur des hypothèses gaussiennes des bruits de modèle et de mesure et sur une bonne connaissance de leurs variances. Si ces dernières ne sont pas connues ou faussées en réception, les performances de l'EKF peuvent être dégradées. Concernant les méthodes proposées pour réduire l'IAM, Hou *et al.* [4] supposent que les OFP sont estimés. Puis, pour montrer la robustesse de leurs algorithmes, ils admettent que l'estimation des OFP peut être biaisée, mais dans une dynamique relativement petite de l'ordre de  $\pm 0.1$  en fréquence normalisée. Dans cette communication, nous proposons une architecture de réception itérative où l'IAM est réduite par détection successive des utilisateurs suivant un critère d'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) et où l'estimation des OFP s'effectue par filtrage  $H_\infty$ . Nous sommes ainsi capables d'optimiser les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB) d'une transmission OFDMA entrelacée montante, en n'utilisant aucun préambule et sans connaissance *a priori* sur les OFP. Il est important de noter que l'objectif des techniques d'estimation au sens de la norme  $H_\infty$  est de minimiser l'erreur d'estimation d'une combinaison de variables d'état, en tenant compte des bruits de mesure et d'état, et dans l'espace d'état en se plaçant dans le cas le plus défavorable. De ce point de vue, l'estimation au sens de la norme  $H_\infty$  semble plus robuste aux incertitudes dans la représentation du système que l'estimation par filtrage de Kalman. De plus, cette approche est *a priori* séduisante car les hypothèses nécessaires à sa mise en œuvre sont

moins restrictives que celles d'un filtre de Kalman. En effet, aucune hypothèse statistique n'est à formuler dans ce cas ni sur le bruit d'état, ni sur le bruit d'observation. La théorie  $H_\infty$  a été particulièrement exploitée dans le domaine du «contrôle», mais ses applications en traitement du signal s'avèrent peu nombreuses. Dans [5]-[7], les auteurs se montrent particulièrement enthousiastes dans l'utilisation d'un filtrage  $H_\infty$  pour rehausser le signal de parole, modélisé par un processus AR. Les paramètres AR sont préalablement estimés à l'aide d'un algorithme de type EM [6] ou d'un autre filtre  $H_\infty$  opérant en série directement sur les observations bruitées [7]. Leur approche a également été déclinée dans le domaine des communications sans fil de type OFDM pour l'estimation conjointe du canal de transmission et des données transmises [5]. Cependant il est à noter que d'autres auteurs se montrent plus modérés sur l'apport du filtrage  $H_\infty$ ; ainsi, dans le contexte de la navigation GPS [8], Giremus *et al.* n'ont pas observé d'apport notable dans l'emploi du filtrage  $H_\infty$  par rapport à une approche de type Kalman.

Il s'agit donc d'évaluer la pertinence du filtrage  $H_\infty$  pour l'estimation des offsets dans des systèmes OFDMA.

Cette communication s'organise comme suit : la section 2 présente le système OFDMA utilisé, l'architecture de réception est décrite dans la section 3 et une étude comparative est fournie dans la section 4.

Dans la suite, les notations  $\text{diag}(\cdot)$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $(\cdot)^*$ ,  $\text{Re}(\cdot)$ ,  $\text{sup}(\cdot)$  et  $\|\cdot\|$ , désignent respectivement : la matrice diagonale, l'hermitien, le conjugué, la partie réelle, la borne supérieure et la norme  $H_2$ .

## 2 Description du système OFDMA adopté

Le signal reçu au niveau de la station de base est la superposition des contributions des  $U$  utilisateurs actifs. Le bloc de symboles émis par l'utilisateur  $u$ , avec  $u \in \{1, \dots, U\}$ , est noté :

$$\mathbf{S}_u = [S_u(0), \dots, S_u(k), \dots, S_u(N-1)]^T \quad (1)$$

où  $N$  est le nombre de sous-porteuses et  $S_u(k)$  représente le symbole transmis sur la porteuse  $k \in \{0, \dots, N-1\}$  qui est nul si cette dernière n'est pas attribuée à l'utilisateur  $u$ . De plus, on choisit la longueur du préfixe cyclique  $N_g$  de telle façon qu'il n'y ait pas d'IEB. Ainsi, le signal émis par cet utilisateur est donné par l'expression suivante :

$$X_u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_u(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (2)$$

avec  $n \in \{-N_g, \dots, N-1\}$ .

On suppose alors que tous les utilisateurs subissent l'effet d'un canal de Rayleigh à multi-trajets. On définit  $\tilde{H}_u(n, k)$  sa réponse en fréquence<sup>1</sup> à l'instant  $n$  associé à la porteuse  $k$ . En notant respectivement  $\epsilon_u$  et  $\tau_u$  les décalages normalisés en fréquence et en temps du signal transmis par l'utilisateur  $u$ , la combinaison des  $U$  signaux reçus sur l'antenne de réception s'écrit alors :

$$R(n) = \sum_{u=1}^U e^{j2\pi n \epsilon_u / N} R_u(n) + B(n) \quad (3)$$

1. On considère un canal non sélectif en temps et non sélectif en fréquence

avec :

$$R_u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_u(k) H_u(n, k) e^{j2\pi nk/N} \quad (4)$$

où  $0 \leq n \leq N-1$ ,  $H_u(n, k) = \tilde{H}_u(n, k) e^{-j2\pi \tau_u (k + \epsilon_u) / N}$  et  $B(n)$  est un échantillon de bruit dont on ne connaît *a priori* ni la distribution ni les propriétés de corrélation. Il est alors possible de réécrire (3) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= [R(0), R(1), \dots, R(N-1)]^T \\ &= \mathbf{G}\mathbf{S} + \mathbf{B} = \mathbf{G}[\mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 + \dots + \mathbf{S}_U] + \mathbf{B} \end{aligned} \quad (5)$$

avec  $\mathbf{B}$  un vecteur colonne concaténant les  $N$  échantillons de bruit, et  $\mathbf{G}$  la matrice de transmission définie par :

$$\mathbf{G} = \sum_{u=1}^U \mathbf{E}_u \mathbf{H}_u \mathbf{Q}_u \quad (6)$$

avec les coefficients des matrices  $\mathbf{Q}_u$  et  $\mathbf{H}_u$  définis comme suit :

$$\mathbf{Q}_u(l, l) = \begin{cases} 1 & \text{si } S_u(l) \neq 0 \text{ et } l \in [1, N] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_u(l, c) = \frac{1}{\sqrt{N}} H_u(l, c) e^{j2\pi lc/N} \quad c \in [1, N] \quad (8)$$

et

$$\mathbf{E}_u = \text{diag} \left( 1, \dots, e^{j2\pi \epsilon_u n / N}, \dots, e^{j2\pi \epsilon_u (N-1) / N} \right) \quad (9)$$

A partir du signal reçu, l'objectif est de retrouver les symboles transmis. En liaison montante OFDMA, les performances du récepteur peuvent être fortement affectées par les problèmes d'OFP et d'IAM. Dans la partie suivante, nous proposons donc une architecture de réception capable de réduire ces inconvénients.

## 3 Architecture itérative de réception proposée

### 3.1 Réduction des IAM par détection successive

Pour réduire les IAM, nous combinons un filtrage reposant sur un critère d'EQMM avec une détection successive ordonnée (EQMM-DSO) des différents utilisateurs [4]. La détection des utilisateurs constituant le signal OFDMA se fait en 2 étapes :

- l'annulation d'interférences : pendant cette étape, le signal OFDMA venant d'être détecté est retranché au signal reçu. On note  $\hat{\mathbf{S}}_{\tilde{u}, i}$  l'estimation du signal envoyé par l'utilisateur  $\tilde{u}$  à l'itération  $i$  du détecteur EQMM-DSO, où  $1 \leq i \leq I_{max}$  et  $I_{max}$  dénote le nombre maximal d'itérations. L'indice de détection est noté  $\tilde{u}$  où  $\tilde{u} \in \{1, \dots, U\}$ ; il est associé à la valeur maximale de rapport signal sur bruit plus interférences<sup>2</sup> (RSBI) lorsque  $\tilde{u} = 1$  et à la valeur minimale de RSBI lorsque  $\tilde{u} = U$ . De plus, on note  $\forall i \mathbf{Y}_{1, i} = \mathbf{R}$ ; enfin, le  $(\tilde{u} + 1)^{\text{ème}}$  résidu du détecteur EQMM-DSO à l'itération  $i$ , noté  $\mathbf{Y}_{\tilde{u}+1, i} \quad \forall \tilde{u} \neq 1$ , est la différence entre signal reçu  $\mathbf{R}$  et les composantes

2. Pour plus de détails concernant le calcul de RSBI, le lecteur peut se référer à [4].

transmises estimées des utilisateurs précédemment détectés (c'est-à-dire les  $\tilde{u}$  plus grand RSBI). Voir figure 1.

$$\mathbf{Y}_{\tilde{u}+1,i} = \mathbf{Y}_{\tilde{u},i} - \mathbf{G}_{\tilde{u},i} \hat{\mathbf{S}}_{\tilde{u},i} = \mathbf{R} - \sum_{l=1}^{\tilde{u}} \mathbf{G}_{l,i} \hat{\mathbf{S}}_{l,i} \quad (10)$$

$$\text{avec : } \mathbf{G}_{\tilde{u},i} = \begin{cases} \sum_{\tilde{u}=1}^U \hat{\mathbf{E}}_{\tilde{u},i} \mathbf{H}_{\tilde{u}} \mathbf{Q}_{\tilde{u}} & \text{if } \tilde{u} = 1 \\ \mathbf{G}_{\tilde{u}-1,i} (\mathbf{I} - \mathbf{Q}_{\tilde{u}-1}) & \text{if } 2 \leq \tilde{u} \leq U \end{cases} \quad (11)$$

où  $\hat{\mathbf{E}}_u = \text{diag} [1, e^{j2\pi\hat{\epsilon}_{u,i-1}/N}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\hat{\epsilon}_{u,i-1}/N}]$  et  $\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}$  désigne l'estimation de l'OFFP associée à l'utilisateur  $\tilde{u}$  à l'itération  $i$ .<sup>3</sup>

Comme il n'y a pas d'information *a priori* sur les offsets de chaque utilisateur,  $\hat{\epsilon}_{\tilde{u},0} = 0 \forall \tilde{u} \in [1, \dots, U]$ . Une nouvelle itération a lieu quand tous les utilisateurs ont été traités et quand l'estimation  $\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i+1}$  a été obtenue en utilisant le filtre  $H_\infty$  proposé dans le paragraphe suivant.

- la suppression d'interférences : dans cette étape les contributions des utilisateurs non considérés sont supprimées. Comme on suppose une détection EQMM-DS ordonnée, les RSBI doivent être disponibles pour chaque utilisateur. Le but de cette étape est de filtrer par l'intermédiaire du détecteur EQMM-DSO, le  $\tilde{u}$ <sup>ème</sup> résidu de  $\mathbf{Y}_{\tilde{u},i}$ . D'après [4], il s'agit d'introduire une matrice de suppression  $\mathbf{W}_{\tilde{u},i}$ ; en notant  $\sigma_b^2$  la puissance de bruit et  $\sigma_s^2$  la puissance du signal "allouée à" chaque sous-porteuse, la matrice de suppression pour l'utilisateur  $\tilde{u}$ , à l'itération  $i$  satisfait :

$$\mathbf{W}_{\tilde{u},i} = \left( \frac{\sigma_b^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} + \mathbf{G}_{\tilde{u},i}^H \mathbf{G}_{\tilde{u},i} \right)^{-1} \mathbf{G}_{\tilde{u},i}^H \quad (12)$$

On utilise alors (12) pour estimer le signal envoyé par l'utilisateur  $\tilde{u}$ ; on obtient :

$$\hat{\mathbf{S}}_{\tilde{u},i}(k) = \underset{\Omega_m \in \Omega}{\text{argmin}} \|\mathbf{T}_{\tilde{u},i}(k) - \Omega_m\|^2 \quad (13)$$

$$\text{avec : } \mathbf{T}_{\tilde{u},i} = \mathbf{Q}_{\tilde{u}} \mathbf{W}_{\tilde{u},i} \mathbf{Y}_{\tilde{u},i}$$

et  $\Omega = \{\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_m, \dots, \Omega_M\}$  représente l'ensemble des symboles appartenant à la constellation de la modulation numérique utilisée, et  $M$  est la taille de la constellation<sup>4</sup>.

A ce stade on estime le signal envoyé par l'utilisateur  $\tilde{u}$  de la façon suivante :

$$\hat{\mathbf{A}}_{\tilde{u},i} = \mathbf{H}_{\tilde{u}} \mathbf{Q}_{\tilde{u}} \hat{\mathbf{S}}_{\tilde{u},i} = [\hat{A}_{\tilde{u},i}(0), \hat{A}_{\tilde{u},i}(1) \dots \hat{A}_{\tilde{u},i}(N-1)] \quad (14)$$

Dans le paragraphe suivant, on utilise ces signaux estimés comme préambule pour déterminer les OFFPs de chaque utilisateur.

### 3.2 Estimation/compensation des offsets de fréquences par filtrage *a posteriori* $H_\infty$

Notre objectif est d'estimer, à chaque nouveau symbole OFDMA, les OFFPs des différents utilisateurs notés  $\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n)$ . La représentation du système dans l'espace d'état est définie par

3. Dans cette communication on suppose le canal préalablement estimé. La matrice  $\mathbf{H}_{\tilde{u}}$  est donc connue.

4. Par exemple, avec une modulation BPSK l'estimation des symboles reçus s'obtient ainsi :  $\hat{\mathbf{S}}_{\tilde{u},i} = \text{sign}(\mathbf{Q}_{\tilde{u}} \mathbf{W}_{\tilde{u},i} \mathbf{Y}_{\tilde{u},i})$

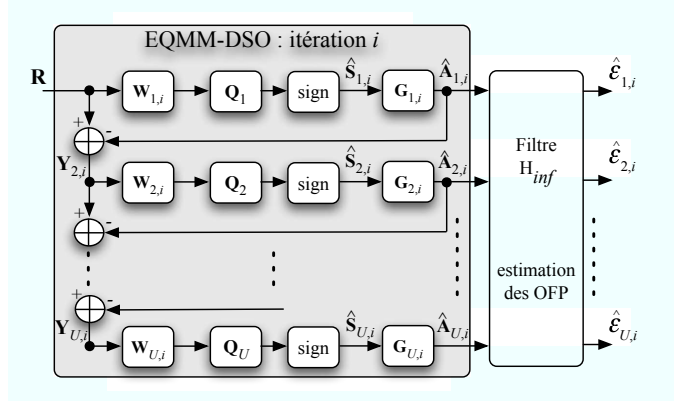


FIGURE 1 – Principe du détecteur EQMM-DSO itératif associé à l'estimation des OFFPs dans le cas d'un modulateur BPSK

les équations d'état et de mesure suivantes :

$$\epsilon_{\tilde{u},i}(n) = \epsilon_{\tilde{u},i}(n-1) \quad (15)$$

$$\hat{R}_{\tilde{u},i}(n) = f(\epsilon_{\tilde{u},i}(n)) + B_{\tilde{u}}(n) \quad (16)$$

$$= \hat{A}_{\tilde{u},i}(n) e^{j2\pi n \epsilon_{\tilde{u},i}(n)/N} + B_{\tilde{u}}(n) \quad (17)$$

Pour estimer les OFFPs, on propose alors d'utiliser une approche de type  $H_\infty$ . Un développement de Taylor de  $f(\epsilon_{\tilde{u},i}(n))$  est effectué autour de la dernière estimation du vecteur d'état disponible. Il s'agit alors de construire un filtre minimisant la norme  $H_\infty$  suivante :

$$J_{\tilde{u},i}^\infty = \sup \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \|\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n) - \epsilon_{\tilde{u},i}(n)\|^2}{V^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \|B_{\tilde{u}}(n)\|^2 + \|\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(0) - \epsilon_{\tilde{u},i}(0)\|^2} \quad (18)$$

où  $B_{\tilde{u}}(n)$  représente le  $n$ <sup>ème</sup> échantillon de (bruit + interférences) affectant l'utilisateur  $\tilde{u}$  et  $V \in \mathbb{R}$  est un scalaire de pondération choisi par l'utilisateur. Contrairement à l'EKF, cette approche ne requiert pas d'hypothèses contraignantes sur les bruits d'état et de mesure.

La minimisation de (18) est souvent impossible et ne conduit pas à une formulation exploitable du filtre. Pour cette raison, on considère le problème sous optimal  $J_{\tilde{u},i}^\infty < \gamma^2$ , où  $\gamma$  représente un niveau d'atténuation à définir par l'utilisateur. Le filtre *a posteriori*  $H_\infty$  résultant satisfait les étapes suivantes :

1) **Initialisation** :  $\gamma$ ,  $V$ ,  $\epsilon_{\tilde{u},1}(-1)$ ,  $P_{\tilde{u},1}(-1)$ , pour  $i \geq 2$  :  $\epsilon_{\tilde{u},i}(-1) = \hat{\epsilon}_{\tilde{u},i-1}$  et  $P_{\tilde{u},i}(-1) = P_{\tilde{u},i-1}$ .

2) **Calcul du gain du filtre** :

$$K_{\tilde{u},i}(n) = P_{\tilde{u},i}(t) \chi_{\tilde{u},i}^*(n) [\chi_{\tilde{u},i}(n) P_{\tilde{u},i}(t) \chi_{\tilde{u},i}^*(n) + V]^{-1}$$

$$\text{avec } \chi_{\tilde{u},i}(n) = \frac{\partial f(\epsilon_{\tilde{u},i}(n))}{\partial \epsilon_{\tilde{u},i}}$$

$$P_{\tilde{u},i}(n) = P_{\tilde{u},i}(t) [1 - \gamma^{-2} P_{\tilde{u},i}(t) + \chi_{\tilde{u},i}^* V^{-1} \chi_{\tilde{u},i} P_{\tilde{u},i}(t)]^{-1}$$

où  $t = n - 1$ .

3) **Annulation de l'IAM** : en se servant des estimations des différents utilisateurs faites à l'étape EQMM-DSO, on effectue les 2 étapes suivantes :

$$\text{Etape 1 : Estimation} \rightarrow \hat{R}_{\tilde{u},i}^{(est)}(n) = \hat{A}_{\tilde{u},i}(n) e^{j2\pi n \hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n-1)/N}$$

$$\text{Etape 2 : Correction} \rightarrow \hat{R}_{\tilde{u},i}(n) = R(n) - \sum_{j=1, j \neq \tilde{u}}^U \hat{R}_{\tilde{u},i}^{(est)}(n)$$

4) **Mise à jour de l'estimation** :

$$\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n) = \hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n-1) + \text{Re} \left\{ K_{\tilde{u},i}(n) \left[ \hat{R}_{\tilde{u},i}(n) - f(\hat{\epsilon}_{\tilde{u},i}(n-1)) \right] \right\}$$

Après quelques récursions, l'algorithme est capable d'estimer l'OFFP de chaque utilisateur.

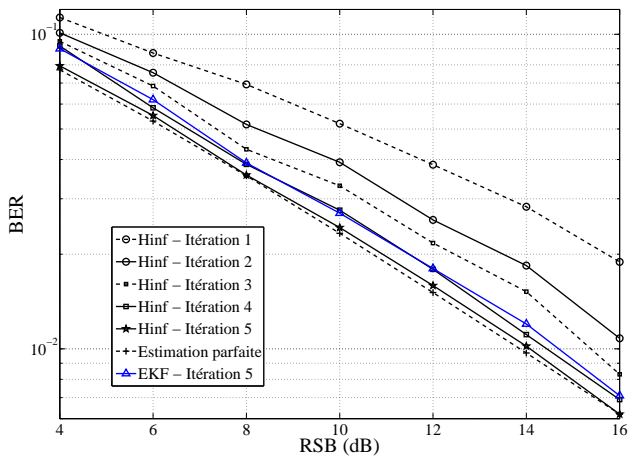


FIGURE 2 – Performances du récepteur pour des OFPs variant aléatoirement, et une erreur de 3 dB sur la variance du bruit

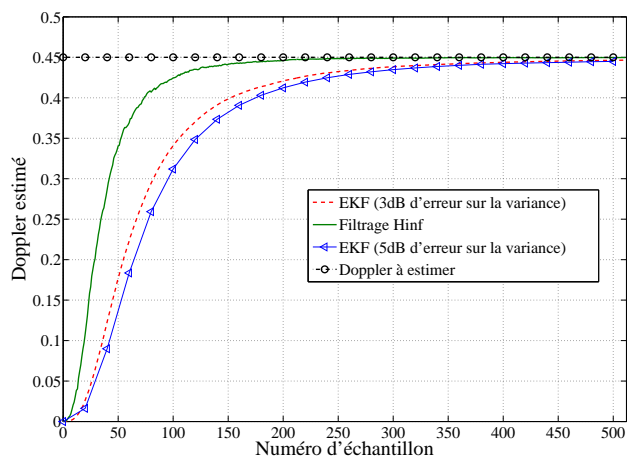


FIGURE 3 – Comparaison des convergences entre  $H_\infty$  et EKF pour un RSB de 10dB

## 4 Résultats de simulations

Quatre utilisateurs partagent équitablement un ensemble de 512 sous-porteuses. On utilise une modulation QPSK et le "mapping" est de gray. Les canaux de propagation sont au maximum de la longueur du préfixe cyclique. Les échantillons du canal suivent une loi de Rayleigh et on suppose que le récepteur a accès aux coefficients de la réponse du canal et que ces derniers varient entre chaque symbole OFDMA. Ici, le bruit additif est blanc et gaussien. Les paramètres d'initialisation du filtre  $H_\infty$  sont les suivants :  $\gamma = 10^3$ ,  $V = 1$  et  $\forall \tilde{u} : \epsilon_{\tilde{u},1} = 0$  et  $P_{\tilde{u},1} = 1$ . Sur la figure 2, on compare les performances en termes de TEB de notre architecture où l'estimation des OFPs s'effectue par filtrage  $H_\infty$  et EKF lorsqu'on commet une erreur sur la variance du bruit de 3 dB. En faisant varier les Dopplers entre chaque symbole OFDMA suivant une loi normale de moyenne nulle et de variance 0.35, les performances de la méthode par filtrage  $H_\infty$  après 5 itérations, pour un TEB de  $10^{-2}$ , sont meilleures de 0.8 dB par rapport à l'EKF. Enfin, on montre sur la figure 3 que pour un rapport signal sur bruit (RSB) de 10 dB et une erreur sur l'estimation de la variance du bruit de 3

et 5 dB, l'estimateur par filtrage  $H_\infty$  converge au bout de 200 échantillons alors que tout un symbole OFDMA est nécessaire à l'EKF.

## 5 Conclusion

Les résultats de simulations montrent que l'architecture de réception itérative que nous proposons est capable, sans préambule, de réduire suffisamment les IAM pour estimer les OFPs, tout en maintenant un débit de transmission maximum. Bien que d'une complexité calculatoire plus élevée, le récepteur proposé est moins sensible aux erreurs d'estimation sur la variance du bruit que les méthodes par filtrage de Kalman et sa rapidité de convergence permet d'accélérer la détection des utilisateurs.

## Remerciements

Ce travail a été en partie financé par le Bureau national de la science, la technologie et l'innovation du Panama (SENA-CYT).

## Références

- [1] H. Sari and G. Karam, "Orthogonal frequency-division multiple access and its application to catv networks", *Eur. Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 507-516, Nov.-Dec. 1998.
- [2] P. Zhao, L. Kuang and J. Lu, "Carrier Frequency Offset Estimation Using Extended Kalman Filter in Uplink OFDMA Systems", In *Proc. of ICC 06*, vol. 6, pp. 2870-2874, June 2006.
- [3] M. Morelli, "Timing and frequency synchronization for the uplink of an ofdma system", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 2, pp. 296-306, Feb. 2004.
- [4] S. Hou and C.C. Ko, "Intercarrier Interference Suppression for OFDMA Uplink in Time and Frequency Selective Rayleigh Fading Channels", In *Proc. of VTC 08*, pp. 1438-1442, May 2008.
- [5] J. Cai, X. Shen and J.W. Mark, "Robust Channel Estimation for OFDM Wireless Communication Systems-An  $H_\infty$  Approach", *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 3, n°6, pp. 2060-2071, Nov. 2004.
- [6] X. Shen, "Discrete  $H_\infty$  Filter Design With Application to Speech Enhancement", In *Proc. of ICASSP 95*, vol. 2, pp. 1504-1507, May 1995.
- [7] X. Shen and L. Deng, "A Dynamic System Approach to Speech Enhancement Using the  $H_\infty$  Filtering Algorithm", *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, vol. 7, n°4, pp. 391-399, July 1999.
- [8] A. Giremus and E. Grivel, "Is  $H_\infty$  filtering relevant for correlated noises in GPS navigation?", In *Proc. of DSP09*, July 2009.
- [9] X. Shen and L. Deng, "Game theory approach to discrete  $H_\infty$  filter design", *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 45, no. 4, pp. 1092-1095, Apr. 1997.