

# Estimation conjointe du canal et de l'offset de fréquence pour l'UFMC

Eric Pierre SIMON<sup>1</sup>, Florian KALTENBERGER<sup>2</sup>, Hussein HIJAZI<sup>3</sup>,

<sup>1</sup>Univ. Lille, UMR 8520 - IEMN, F-59000 Lille, France

<sup>2</sup>EURECOM, Sophia Antipolis, France

<sup>3</sup>Lebanese International University, Liban

eric.simon@univ-lille1.fr, florian.kaltenberger@eurecom.fr, hussein.hijazi@liu.edu.lb

**Résumé** – La modulation UFMC (Universal-filtered multi-carrier) est une nouvelle modulation multiporteuses incluant des filtres pour les sous-bandes, qui vise à remplacer la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). L'objectif de l'UFMC est de relâcher les contraintes de synchronisation fortes de l'OFDM. Nous proposons dans cet article un algorithme basé sur l'espérance-maximisation pour l'estimation conjointe du canal de l'offset de fréquence qui apparaît en raison d'un décalage entre les fréquences des oscillateurs à l'émission et à la réception. Les résultats de simulation montrent que les performances d'estimation pour l'UFMC avec notre algorithme dépassent légèrement celles pour l'OFDM obtenues avec l'algorithme de la littérature.

**Abstract** – Universal-filtered multi-carrier (UFMC) aims at replacing orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) and enhances system robustness and performance in relaxed synchronization condition e.g. time-frequency misalignment. We proposed an algorithm based on expectation-maximization to jointly estimate the channel impulse response and the CFO that occurs due to frequency mismatch between the oscillators at the receiver and at the transmitter. Simulation results show that our proposed algorithm with UFMC slightly outperforms that of the literature for OFDM.

## 1 Introduction

Cet article traite de l'estimation de canal et de l'offset de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) en liaison montante pour une nouvelle modulation multi-porteuse filtrée, l'UFMC (*Universal Filtered Multi-Carrier*) [1]. L'UFMC peut être vue comme une version filtrée de l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), avec un filtre par sous bande. Les CFO apparaissent lorsque il existe un décalage entre les fréquences des oscillateurs à l'émission et à la réception, ce qui est toujours le cas en pratique. De plus, lors d'une transmission multi-utilisateur, chaque couple émetteur-récepteur présente son propre CFO, ce qui conduit à l'apparition d'autant de CFO que d'utilisateurs. Dans un système de communication mobile classique, tel que le LTE, ces CFO sont estimés en lien descendant puis compensés avant la transmission en lien montant. Si les CFO ne sont pas corrigés, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est détruite, entraînant l'apparition d'interférences entre porteuses. Cependant, les nouvelles contraintes de la cinquième génération de standards pour la téléphonie mobile, la 5G, comme un temps de latence très faible, sont en contradiction avec cette contrainte forte de synchronisation. Ceci est d'autant plus marqué pour les communications dédiées aux machines (MTC) où les équipements doivent être en veille la majorité du temps et se réveiller très brièvement pour envoyer un burst de données. De plus, ces équipements possèdent un matériel bon marché qui ne garantit pas une valeur de CFO dans les limites courantes. Contrairement

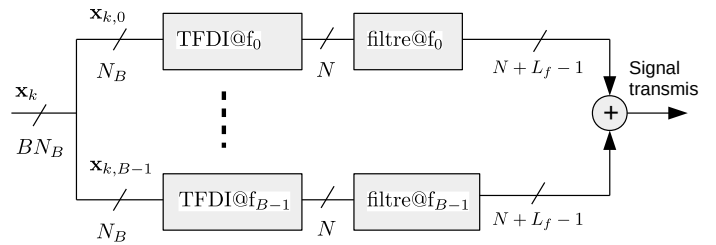


FIGURE 1 – Emission UFMC

à l'OFDM avec [2], il n'existe pas dans la littérature d'algorithme d'estimation conjointe du canal et du CFO pour l'UFMC. Ceci est l'objet de cet article. Comme [2], nous proposons un algorithme basé sur l'espérance-maximisation (EM) pour réaliser l'estimation conjointe. Les résultats de simulation montrent qu'en présence d'utilisateurs interférents, notre algorithme d'estimation conjointe pour l'UFMC présente des meilleures performances d'estimation que l'algorithme de la littérature pour l'OFDM, avec cependant un gain modéré.

## 2 Modèle du système

Considérons un système UFMC en liaison montante avec un total de  $N$  sous-porteuses, dont  $2N_\alpha$  sous-porteuses de garde. La figure 1 présente le schéma d'émission de l'utilisateur d'intérêt qui transmet  $B$  blocs de  $N_B$  sous-porteuses chacun. Les fréquences  $f_b$  représentent les fréquences centrales des blocs.

Soit  $\mathbf{x}_{k,b} = [x_k[n_b], \dots, x_k[n_b + N_B - 1]]^T$  le  $b$ ème bloc,  $b = 0, \dots, B - 1$ , du  $k$ ème symbole UFMC, où  $x_k[n]$  est le symbole de donnée de la sous-porteuse  $n$ . L'indice  $n_b$  est l'indice de la première sous-porteuse du bloc  $b$ . Après la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à  $N$ -points, on obtient pour le bloc  $b$  :

$$s_{k,b}[q] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=n_b}^{n_b+N_B-1} x_k[n] e^{j2\pi \frac{qn}{N}}, \quad q = 0, \dots, N-1. \quad (1)$$

On applique ensuite un filtre décalé autour de la fréquence centrale du bloc  $b$  :

$$\tilde{s}_{k,b}[q] = \sum_{l=0}^{N-1} s_{k,b}[l] f_b[q-l], \quad q = 0, \dots, N + L_f - 2, \quad (2)$$

où  $L_f$  est la longueur du filtre et  $f_b[l], l = 0, \dots, L_f - 1$  est sa réponse impulsionnelle. Sa fonction de transfert est  $F_b(f) = \sum_{l=0}^{L_f-1} f_b[l] e^{-j2\pi flT_s}$ . Soit  $N_t = N + L_f - 1$  la longueur d'un symbole UFMC. Le signal transmis est l'addition de la contribution des  $B$  blocs.

Notons maintenant qu'en présence d'une erreur de fréquence entre les oscillateurs à l'émission et à la réception entraîne l'apparition d'un offset de fréquence (CFO)  $\Delta f$  sur le signal reçu. Le CFO normalisé est noté  $\nu = \Delta f N T_s$ , où  $T_s$  est la période d'échantillonnage. Après transmission sur un canal multi-trajet, les échantillons du  $k$ ème symbole UFMC s'écrivent :

$$r_k[q] = \sum_{k'} \sum_{b=0}^{B-1} \sum_{q'=0}^{N_t-1} \tilde{s}_{k',b}[q'] h[q - q' + (k - k')N_t] \times e^{j2\pi \Delta f (q+kN_t)T_s} + \text{IAM} + w_k[q], \quad q = 0, \dots, N_t + L_h - 2, \quad (3)$$

où  $w_k[q]$  est un bruit blanc complexe Gaussien de variance  $\sigma_w^2$  et  $h[l], l = 0 \dots L_h - 1$ , est la réponse impulsionnelle du canal (RIC) de longueur  $L_h$ , entre l'utilisateur d'intérêt et la station de base. Les gains du canal sont complexes Gaussiens centrés de variance  $\sigma_{h_l}^2$ . La puissance moyenne du canal est normalisée à un, soit  $\sum_{l=0}^{L_h-1} \sigma_{h_l}^2 = 1$ . La fonction de transfert du canal est  $H(f) = \sum_{l=0}^{L_h-1} h[l] e^{-j2\pi flT_s}$ . En liaison montante, la présence d'autres utilisateurs entraîne l'apparition d'interférence due aux CFO qui détruisent l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Ces interférences sont notées IAM pour interférence d'accès multiple.

L'échantillon  $n$  en fréquence du  $k$ ème symbole UFMC reçu, noté  $y_k[n]$ , est obtenu après une FFT de taille  $2N$  :

$$y_k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N_t+L_h-2} r_k[q] e^{-j2\pi \frac{qn}{2N}}, \quad n = -N, \dots, N-1. \quad (4)$$

Soit la fonction  $J_N(x) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} e^{j2\pi lx}$ . Après quelques

manipulations, on obtient l'expression de ces échantillons :

$$y_k[n] = e^{j2\pi \Delta f k N_t T_s} H\left(\frac{n}{2N T_s} - \Delta f\right) \sum_{b=0}^{B-1} F_b\left(\frac{n}{2N T_s} - \Delta f\right) \times \sum_{m=n_b}^{n_b+N_B-1} x_k[m] J_N\left(\frac{2m-n}{2N} + \Delta f T_s\right) + \text{IAM} + \text{IES} + v_k[n], \quad n = -N, \dots, N-1, \quad (5)$$

où IES est un terme d'interférence entre symboles et  $v_k[n]$  est défini par :

$$v_k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N_t+L_h-2} w_k[q] e^{-j2\pi \frac{qn}{2N}}. \quad (6)$$

On récupère ensuite les sous-porteuses en sélectionnant un échantillon fréquentiel sur deux. Soit la fonction  $c(n), n = 0, \dots, BN_B - 1$ , qui relie le  $n$ ème symbole du groupe de  $BN_B$  symboles à sa sous-porteuse, i.e.,  $c(n) = n_b + m$  avec  $n = bN_B + m$ . On empile ensuite dans un vecteur  $\mathbf{y}_k$  les sous-porteuses reçues de l'utilisateur d'intérêt :

$$\mathbf{y}_k = [y_k[2c(0)], y_k[2c(1)], \dots, y_k[2c(BN_B - 1)]]^T. \quad (7)$$

L'estimation conjointe sera basée sur le vecteur  $\mathbf{y}_k$ .

## 3 Estimation conjointe

### 3.1 Modèle pour l'estimation conjointe

Comme l'objectif est de faire de l'estimation mono-utilisateur pour répondre aux contraintes des MTC, les IAM ne seront pas inclus dans le modèle utilisé pour construire l'estimateur. De plus, les IES seront négligées, ce qui se justifie lorsque l'étalement des retards est faible devant la durée de transition du filtre (ramp-up duration en anglais). L'objectif de cette section est d'exprimer  $\mathbf{y}_k$  sous forme matricielle en isolant le CFO dans une seule matrice pour faciliter son estimation. En effet le CFO apparaîtrait dans plusieurs matrices si  $\mathbf{y}_k$  était mis directement sous forme matricielle à partir de (5) en empilant dans des matrices les fonctions  $F_b, H$  et  $J_N$  évaluées aux sous-porteuses de l'utilisateur d'intérêt. Pour éviter cela, nous allons procéder autrement. Tout d'abord, (5) est mise sous forme matricielle en fixant à zéro le CFO. Une matrice de Fourier inverse tronquée est ensuite appliquée pour retourner dans le domaine temporel avant d'appliquer le CFO en temps. Il reste alors à repasser dans le domaine fréquentiel. De cette manière, le CFO est isolé dans une seule matrice :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}_{\nu,k} \mathbf{h} + \mathbf{v}_k, \quad (8)$$

où

$$\mathbf{X}_{\nu,k} = \mathbf{V} \mathbf{\Omega}_{\nu,k} \mathbf{W} \text{diag}\{\mathbf{F} \mathbf{x}_k\} \mathbf{G}. \quad (9)$$

Le vecteur  $\mathbf{v}_k$  est défini de la même manière que  $\mathbf{y}_k$ . Le vecteur  $\mathbf{h}$  de taille  $L_h \times 1$  est le vecteur de réponse impulsionnelle du canal :

$$\mathbf{h} = [h[0], \dots, h[L_h - 1]]^T, \quad (10)$$

et la matrice  $\mathbf{\Omega}_{\nu,k}$  est une matrice diagonale de taille  $N_t + L_h - 1 \times N_t + L_h - 1$  qui dépend de  $\nu$  :

$$[\mathbf{\Omega}_{\nu,k}]_{q,q} = e^{j2\pi\nu \frac{q+kN_t}{N}}, q = 0, \dots, N_t + L_h - 2. \quad (11)$$

La matrice  $\mathbf{F}$  de taille  $2N \times BN_B$  est définie à partir des matrices  $\mathbf{F}_b$  de taille  $2N \times 2N$  et des matrices  $\mathbf{J}_b$  de taille  $2N \times N_B$  :

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_0\mathbf{J}_0, \dots, \mathbf{F}_{B-1}\mathbf{J}_{B-1}] \quad (12)$$

$$\mathbf{F}_b = \text{diag} \left\{ \left[ F_b \left( \frac{-N}{2NT_s} \right), \dots, F_b \left( \frac{N-1}{2NT_s} \right) \right] \right\} \quad (13)$$

$$[\mathbf{J}_b]_{n,m} = J_N \left( \frac{2(m+n_b) - (n-N)}{2N} \right). \quad (14)$$

Le vecteur  $\mathbf{x}_k$  de taille  $BN_B \times 1$  est défini par :

$$\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{k,0}^T, \dots, \mathbf{x}_{k,B-1}^T]^T. \quad (15)$$

La matrice  $\mathbf{G}$  de taille  $2N \times L_h$  est donnée par :

$$[\mathbf{G}]_{n,l} = e^{-j\pi \frac{l(n-N)}{N}}, \quad n = 0, \dots, 2N-1, l = 0, \dots, L_h-1. \quad (16)$$

Les matrices  $\mathbf{W}$  de taille  $N_t + L_h - 1 \times 2N$  et  $\mathbf{V}$  de taille  $BN_B \times N_t + L_h - 1$  sont des matrices de Fourier tronquées définies par :

$$[\mathbf{W}]_{q,n} = \frac{1}{2\sqrt{N}} e^{j\pi \frac{q(n-N)}{N}}, \quad q = 0, \dots, N_t + L_h - 2, n = 0, \dots, 2N-1. \quad (17)$$

$$[\mathbf{V}]_{n,q} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\pi \frac{q(2c(n))}{N}}, \quad n = 0, \dots, BN_B - 1, q = 0, \dots, N_t + L_h - 1. \quad (18)$$

L'objectif est de faire l'estimation conjointe de  $\mathbf{h}$  et  $\nu$  à partir de l'observation  $\mathbf{y}_k$  mise sous la forme (8).

### 3.2 Algorithme EM

Dans cet article, nous considérons que un symbole pilote UPMC est disponible au début de la trame ( $k = 0$ ). A partir de maintenant, nous n'indiquerons plus l'indice  $k$  pour faciliter la lecture. Nous proposons d'utiliser l'algorithme EM pour estimer conjointement le canal et le CFO. L'algorithme EM [3] est un algorithme itératif qui permet d'estimer par maximum de vraisemblance un paramètre en présence de paramètres non observables considérés comme des paramètres de nuisance. Il comporte deux étapes, une étape calcul d'espérance sur les paramètres de nuisance et une étape de maximisation. L'astuce pour réaliser l'estimation conjointe est de considérer  $\mathbf{h}$  comme le paramètre de nuisance, et  $\nu$  comme le paramètre à estimer. Ceci va permettre de calculer l'espérance de  $\mathbf{h}$  a posteriori, qui est par définition l'estimateur au sens de l'erreur quadratique moyenne (EQM) minimum. Soit  $\mathbf{z} = [\mathbf{y}^T, \mathbf{h}^T]^T$ . Sachant que  $\mathbf{h}$  ne dépend pas de  $\nu$ , on a :

$$p(\mathbf{z}; \nu) = p(\mathbf{h})p(\mathbf{y}|\nu, \mathbf{h}) \quad (19)$$

où  $p(\cdot)$  est la fonction de la densité de probabilité.

**Calcul d'espérance** : sachant l'observation  $\mathbf{y}$  et la dernière estimée  $\nu^{(i)}$  donnée par l'itération précédente, on calcule la fonction  $Q(\cdot)$  définie par :

$$Q(\nu, \nu^{(i)}) = \mathbb{E}_{\mathbf{h}|\mathbf{y}, \nu^{(i)}} \{ \ln p(\mathbf{z}; \nu) \} \quad (20)$$

**Maximisation** : cette étape calcule  $\nu^{(i+1)}$ , la valeur de  $\nu$  qui maximise  $Q(\nu, \nu^{(i)})$  :

$$\nu^{(i+1)} = \text{argmax}_{\nu} Q(\nu, \nu^{(i)}) \quad (21)$$

Cette procédure est répétée jusqu'à ce que la séquence  $\nu^{(0)}, \nu^{(1)}, \dots$  converge.

A partir de (19), on calcule :

$$\ln(p(\mathbf{z}; \nu)) = C - (\mathbf{y} - \mathbf{X}_{\nu}\mathbf{h})^H \mathbf{R}_{\nu}^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{X}_{\nu}\mathbf{h}) \quad (22)$$

où  $C$  est une constante qui ne dépend pas de  $\nu$  et  $\mathbf{R}_{\nu}$  est la matrice de corrélation de  $\mathbf{v}$ . Après calcul, on obtient :

$$Q(\nu, \nu^{(i)}) = -\text{trace} \left\{ \mathbf{R}_{\nu}^{-1} \left( \mathbf{X}_{\nu} \mathbf{S}^{(i)} \mathbf{X}_{\nu}^H + (\mathbf{y} - \mathbf{X}_{\nu} \mathbf{h}^{(i)}) (\mathbf{y} - \mathbf{X}_{\nu} \mathbf{h}^{(i)})^H \right) \right\} \quad (23)$$

où on a utilisé les notations  $\mathbf{h}^{(i)} = \mathbb{E}_{\mathbf{h}|\mathbf{y}, \nu^{(i)}} \{\mathbf{h}\}$  et  $\mathbf{S}^{(i)} = \mathbb{E}_{\mathbf{h}|\mathbf{y}, \nu^{(i)}} \{(\mathbf{h} - \mathbf{h}^{(i)})(\mathbf{h} - \mathbf{h}^{(i)})^H\}$ . Par définition,  $\mathbf{h}^{(i)}$  est l'estimateur de  $\mathbf{h}$  au sens de l'EQM minimum sachant  $\nu^{(i)}$ , et  $\mathbf{S}^{(i)}$  est la matrice de covariance de l'erreur de cet estimateur, ce qui donne :

$$\mathbf{h}^{(i)} = (\mathbf{R}_{\mathbf{h}}^{-1} + \mathbf{X}_{\nu^{(i)}}^H \mathbf{R}_{\nu^{(i)}}^{-1} \mathbf{X}_{\nu^{(i)}})^{-1} \mathbf{X}_{\nu^{(i)}}^H \mathbf{R}_{\nu^{(i)}}^{-1} \mathbf{y} \quad (24)$$

$$\mathbf{S}^{(i)} = (\mathbf{R}_{\mathbf{h}}^{-1} + \mathbf{X}_{\nu^{(i)}}^H \mathbf{R}_{\nu^{(i)}}^{-1} \mathbf{X}_{\nu^{(i)}})^{-1} \quad (25)$$

où  $\mathbf{R}_{\mathbf{h}} = \mathbb{E} \{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$  est la matrice de covariance du canal, supposée connue<sup>1</sup>. Pour la première itération, on choisit  $\nu^{(1)} = 0$ . Dans ce cas (24) correspond à l'estimée EQM minimum de  $\mathbf{h}$  sans tenir compte du CFO. Il reste à calculer le maximum de  $Q(\nu, \nu^{(i)})$ . Définissons les matrices suivantes :  $\mathbf{A} = \mathbf{W} \text{diag} \{\mathbf{F}\mathbf{x}_k\} \mathbf{G}$ ,  $\mathbf{B} = \mathbf{A}\mathbf{S}^{(i)}\mathbf{A}^H$  and  $\mathbf{B}' = \mathbf{A}\mathbf{h}^{(i)}\mathbf{h}^{(i)H}\mathbf{A}^H$ . La valeur de  $\nu$  qui maximise  $Q(\nu, \nu^{(i)})$ , notée  $\nu^{(i+1)}$ , est donnée après calcul par :

$$\nu^{(i+1)} = -\frac{\beta + \beta' + \gamma}{\alpha + \alpha'} \quad (26)$$

où

$$\beta = 2\text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{BN_B-1} \sum_{q=0}^{N_t+L_h-2} \sum_{q'=0}^{N_t+L_h-2} [\mathbf{V}]_{n,q} [\mathbf{V}]_{n,q'}^* \times [\mathbf{B}]_{q,q'} \left( \frac{2\pi}{N} \right)^2 qq' \right\}, \quad (27)$$

1. Ceci peut être justifié par le fait que les profils de puissance des retards (PDP) des canaux de différents utilisateurs à l'intérieur d'une cellule sont souvent similaires. La PDP peut être estimée par la station de base en utilisant des statistiques à long terme pour les transmissions en lien montant.

$$\alpha = -2\text{Im} \left\{ \sum_{n=0}^{BN_B-1} \sum_{q=0}^{N_t+L_h-2} \sum_{q'=0}^{N_t+L_h-2} [\mathbf{V}]_{n,q} [\mathbf{V}]_{n,q'}^* \times [\mathbf{B}]_{q,q'} \frac{2\pi q}{N} \right\}, \quad (28)$$

$\beta'$  et  $\alpha'$  sont obtenus en remplaçant  $\mathbf{B}$  par  $\mathbf{B}'$  dans (27) et (28), respectivement. Enfin,  $\gamma$  est donné par :

$$\gamma = -2\text{trace} \left\{ \text{Re} \left\{ \mathbf{V} \Theta \mathbf{A} \mathbf{h}^{(i)} \mathbf{y}^H \right\} \right\} \quad (29)$$

avec  $\Theta = \text{diag} \left\{ \left[ \frac{j2\pi 0}{N}, \dots, \frac{j2\pi(N_t+L_h-2)}{N} \right] \right\}$ .

## 4 Simulations

Les simulations sont effectuées avec  $N = 256$ ,  $N_\alpha = 8$ ,  $N_B = 12$ ,  $B = 3$ , un filtre de Dolph-Chebyshev de longueur  $L_f = 32$  et 40dB d'atténuation, un canal avec  $L_h = 5$  et un profil de puissance des retards de type exponentiel décroissant :  $\mathbb{E}\{|h[l]|^2\} = e^{-(l-2)/4}$ . La synchronisation temporelle est supposée parfaitement réalisée. Afin d'augmenter la diversité, les trois blocs alloués à l'utilisateur d'intérêt sont répartis sur la bande aux sous-porteuses suivantes :  $-\frac{N}{2} + N_\alpha + 3N_B$ ,  $-\frac{N}{2} + N_\alpha + 10N_B$  et  $-\frac{N}{2} + N_\alpha + 15N_B$ . Toutes les autres sous-porteuses sont occupées par des utilisateurs avec des CFO compris entre -0.1 et 0.1, ce qui crée des interférences sur les blocs de l'utilisateur d'intérêt. Le CFO de l'utilisateur d'intérêt est  $\nu = 0.1$ . Les performances de l'algorithme d'estimation conjointe sont évaluées au moyen des EQM, définies de la manière suivante :

$$\text{MSE}_h = \frac{1}{L_h} \mathbb{E}\{(\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})^H (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})\} \quad (30)$$

$$\text{MSE}_\nu = \mathbb{E}\{|\nu - \hat{\nu}|^2\}, \quad (31)$$

où  $\hat{\mathbf{h}}$  et  $\hat{\nu}$  sont les estimés obtenus à la convergence de l'algorithme EM. On trace aussi la borne de Cramer-Rao (BCR) Bayésienne pour  $\mathbf{h}$  sachant  $\nu$ , donnée par [4] :

$$\text{MSE}_h \geq \frac{1}{L_h} \text{trace} \left\{ (\mathbf{R}_h^{-1} + \mathbf{X}_\nu^H \mathbf{R}_\nu^{-1} \mathbf{X}_\nu)^{-1} \right\}, \quad (32)$$

et la BCR pour  $\nu$  sachant  $\mathbf{h}$ , donnée après calcul par :

$$\text{MSE}_\nu \geq \left( 2\mathbf{h}^H \mathbf{A}^H \Omega_\nu'^H \mathbf{V}^H \mathbf{R}_\nu^{-1} \mathbf{V} \Omega_\nu' \mathbf{A} \mathbf{h} \right)^{-1}. \quad (33)$$

où  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{V}$  sont définis dans la Section 3 et  $\Omega_\nu'$  est une matrice diagonale définie par  $[\Omega_\nu']_{q,q} = j2\pi \frac{q}{N} e^{j2\pi \frac{q\nu}{N}}$ .

La figure 2 présente les résultats de simulation pour l'UFMC avec notre algorithme, auxquels ont été ajoutés ceux de l'OFDM avec l'algorithme [2] comme base de comparaison. Il faut une trentaine d'itérations pour atteindre la convergence pour l'UFMC et l'OFDM. Le rôle du filtre de l'UFMC apparaît clairement sur ces résultats de simulation. Il permet de réduire l'impact des interférences des autres utilisateurs, et ainsi d'améliorer les performances d'estimation. Notons que les courbes d'EQM d'estimation du CFO sont loin de la borne. Ceci peut s'expliquer par le fait que la borne a été calculée en supposant une connaissance parfaite de  $\mathbf{h}$ . Ce phénomène a aussi été observé dans [5].

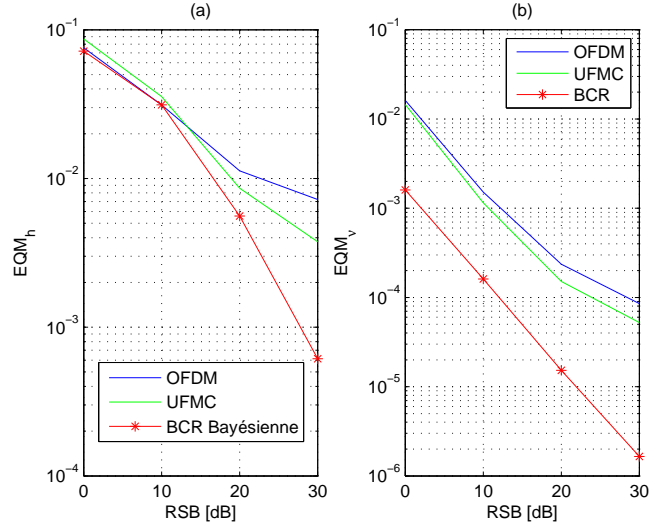


FIGURE 2 – EQM de l'estimateur du canal (a) et du CFO (b) en fonction du RSB

## 5 Conclusion

Dans cet article, nous avons proposé un algorithme d'estimation conjointe du canal et de l'offset de fréquence pour l'UFMC en liaison montante. L'algorithme est basé sur l'espérance maximisation. Nous avons ensuite comparé les performances de notre algorithme pour l'UFMC avec un algorithme de littérature pour l'OFDM. Les résultats ont montré une légère amélioration des performances pour l'UFMC. Ainsi pour un RSB de 20dB, l'estimation de canal pour l'UFMC présente une EQM de  $8 \times 10^{-3}$  contre  $10^{-2}$  pour l'OFDM, et l'estimation du CFO une EQM de  $1.5 \times 10^{-4}$  contre  $2.5 \times 10^{-4}$  pour l'OFDM. Cependant, ce gain modéré est obtenu au prix d'une augmentation de la complexité du récepteur, due à la FFT de taille  $2N$  pour l'UFMC contre  $N$  pour l'OFDM.

*Travail réalisé dans le cadre du projet ELSAT2020 qui est cofinancé par l'Union Européenne avec le Fonds européen de développement régional, par l'Etat et la Région Hauts de France.*

## Références

- [1] V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S. ten Brink, and J. F. Frigon, "Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE," in *2013 IEEE Globecom*, 2013.
- [2] J.-H. Lee, J. C. Han, and S.-C. Kim, "Joint carrier frequency synchronization and channel estimation for OFDM systems via the EM algorithm," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2006.
- [3] T. K. Moon, "The expectation-maximization algorithm," *IEEE Signal processing magazine*, vol. 13, no. 6, pp. 47–60, 1996.
- [4] S. M. Kay, "Fundamentals of statistical signal processing, volume I : estimation theory," 1993.
- [5] E. P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, and M. Ghogho, "Joint carrier frequency offset and channel estimation for OFDM systems via the EM algorithm in the presence of very high mobility," *IEEE Trans. Signal Process.*, 2012.