

Synchronisation de Symbole et de Chip dans le Domaine Fréquentiel pour les Systèmes DS-CDMA et MC-CDMA

C. PANAZIO et M. BELLANGER

Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM) –
292, rue Saint-Martin, 75142, Paris – France – Cedex 03 – Tél: +33-(0)1 40 27 20 82
cpanazio@cnam.fr, bellang@cnam.fr

Résumé – L’approche fréquentielle proposée conduit à des techniques simples et efficaces pour la synchronisation des symboles et des chips, applicable aux systèmes DS-CDMA et MC-CDMA. La technique de synchronisation des symboles présente une variance élevée et une non linéarité autour de la position du synchronisme de chip et doit être complétée. Les performances obtenues avec la méthode complémentaire proposée pour la synchronisation de chip sont équivalentes à celles de la technique Müller & Mueller Detector, et ainsi, la technique permet un traitement au débit de chip et non au double comme la méthode « early-late gate ».

Abstract – We propose a simple and efficient frequential scheme for symbol and chip synchronisation that can be used for direct sequence (DS) and multicarrier (MC) CDMA. The technique for symbol synchronisation presents high variance and is non linear near chip synchronism. Therefore, we use a complementary scheme for chip synchronisation that works at chip rate and has almost the same performance of the Müller & Mueller Detector.

1. Introduction

Dans un système CDMA (code division multiple access), une bonne synchronisation permet d’atteindre une meilleure performance et d’augmenter la fiabilité et la capacité du système. De plus, le système de synchronisation peut devoir être autodidacte, et ne pas avoir d’autres références que le code d’étalement. Dans ce travail on traite la synchronisation en deux étapes séparées : synchronisation de symbole et synchronisation de chip. Le premier cherche le début et la fin du symbole étalé avec une erreur maximale de la moitié de la période de chip (T_c) et le deuxième corrige l’erreur du premier et de poursuit d’éventuelles modifications du retard. Pour effectuer de telles opérations, nous proposons une technique de synchronisation pour les symboles et une autre pour les chips, dans le domaine fréquentiel, qui peuvent s’appliquer aux systèmes DS (direct sequence)-CDMA et MC (multicarrier)-CDMA.

2. Modèle du système simulé

Etant donnée la dualité entre les systèmes DS-CDMA et MC-CDMA [1], les techniques présentées peuvent être utilisées pour les deux systèmes. Dans ce travail, comme le traitement du signal est fait dans le domaine fréquentiel, ce qui est naturel pour le MC-CDMA, on a choisi d’utiliser un système basé sur le DS-CDMA, puisque le développement pour le MC-CDMA peut être fait de manière directe.

Afin de simplifier l’analyse, nous allons considérer seulement un trajet et un utilisateur. Dans ces conditions, le signal reçu $r(t)$ est fourni par :

$$r(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ a \left(\left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor \right) c(m)_N h(t - mT_c) \right\} + n(t) \quad (1)$$

où la séquence d’étalement de longueur N est représentée par $c(m) \in \{+1, -1\}$, $(m)_N$ est la fonction $m \bmod N$, le symbole de l’utilisateur est $a(m) \in \{+1, -1\}$, $n(t)$ est le bruit gaussien et $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal qui est donnée par :

$$h(t) = \gamma r_{\cos}(t) * \delta(t + \tau) \quad (2)$$

où $r_{\cos}(\cdot)$ est la fonction cosinus surélevé, $\delta(\cdot)$ est la fonction de Dirac, τ et γ sont respectivement le retard et le gain complexe du trajet.

Pour toutes les simulations, le code d’étalement a été obtenu avec une séquence pseudo-aléatoire générée avec le polynôme $g(x)=1+x+x^6$ initialisé avec [1 0 0 0 0] et, après, la séquence de 63 chips a été complétée avec un chip de valeur -1 de façon à avoir une moyenne nulle et totalisant $N = 64$ chips. Sans perte de généralité, la valeur de γ a été fixée à un pour toutes les simulations.

3. Les techniques de synchronisation

3.1. Synchronisation de symbole

Afin de simplifier l’analyse, on considère l’absence du bruit et que $a(m)$ est toujours égal à un. Le signal reçu passe par une transformée de Fourier discrète (TFD) de taille N . Ainsi, après la transformation, le signal pour le m -ème symbole est représenté par :

$$R(k) = \sum_{n=mN}^{N(m+1)-1} r(nT_c) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} = C(k)H(k) \quad (3)$$

où $C(k)$ et $H(k)$ sont respectivement les TFD du code d’étalement et du canal. La phase et l’amplitude du canal pour plusieurs retards sont montrés dans la figure 1.

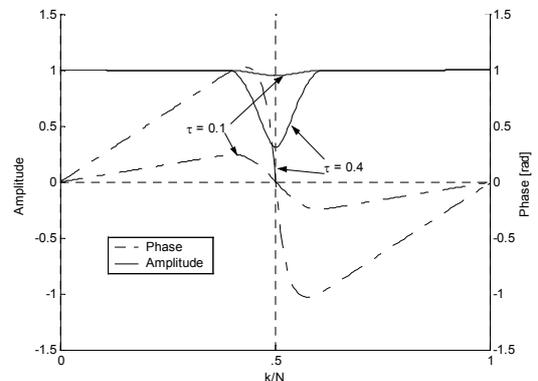


Fig. 1. Amplitude et phase pour différents retards, $\gamma = 1$ et roll-off $\alpha = 0,22$

Pour le désétalement, nous prenons $U(k)=R(k)C^*(k)$. De cette façon, la phase de $U(k)$ devient la phase de $H(k)$ qui, par définition, est égale à $\frac{2\pi k\tau}{N} + \phi(\gamma)$ pour $k \notin \left[\left[\frac{N(1-\alpha)}{2} \right], \left[\frac{N(1+\alpha)}{2} \right] \right]$, et proportionnelle mais non linéaire au dehors de cet intervalle, où existe du repliement de spectre.

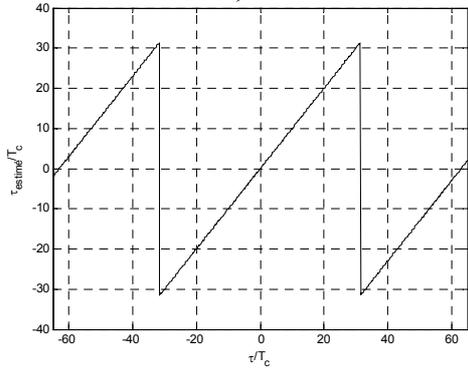
L'approche la plus simple pour effectuer une première estimation consiste à calculer le premier terme de la fonction d'auto-corrélation, c'est-à-dire l'accumulation des produits $U(k)U^*(k-1)$. On obtient ainsi :

$$\hat{\tau} = \frac{N}{2\pi} \arg \left(\sum_{k \notin \left[\left[\frac{N(1-\alpha)}{2} \right], \left[\frac{N(1+\alpha)}{2} \right] \right]}^{N-1} U(k)U^*(k-1) \right) \quad (4)$$

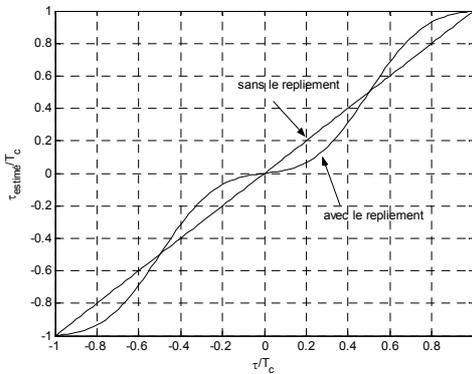
$$= \frac{N}{2\pi} \arg \left(\beta e^{j\frac{2\pi\tau}{N}} \right)$$

$$\text{où } \beta = \sum_{k \notin \left[\left[\frac{N(1-\alpha)}{2} \right], \left[\frac{N(1+\alpha)}{2} \right] \right]}^{N-1} |\gamma|^2 |C(k)|^2 |C(k-1)|^2 .$$

La même approche a déjà été utilisée pour la synchronisation en OFDM avec des symboles pilotes ([2], par exemple). Si on faisait la sommation en incluant la zone du repliement de spectre, on pourrait augmenter le rapport signal-bruit de l'estimateur, mais on introduirait une distorsion non désirée au voisinage du synchronisme de chip. On peut voir cette distorsion dans la figure 2(b), où on utilise un système avec roll-off $\alpha = 0,22$.



(a)



(b)

Fig. 2. (a) Retard estimé et (b) retard estimé au voisinage de la situation de synchronisme de symbole et de chip

La figure 3 présente la convergence d'une réalisation de l'algorithme en utilisant un filtre simple du type

$$\tau_{\text{estimé}}(n+1) = \tau_{\text{estimé}}(n) + \mu \frac{N}{2\pi} \arg \left(\beta e^{j\frac{2\pi\tau}{N}} \right).$$

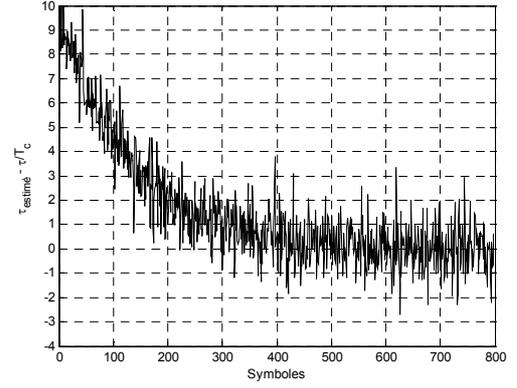


Fig. 3. Convergence de la technique de synchronisation de symbole avec $\tau = 10T_c$, $E_b/N_o = 20$ dB, $\alpha = 0,22$ et $\mu = 0,01$.

En regardant la figure 3, on peut déjà constater que cette technique possède une variance considérable. L'origine de cette variance découle de la multiplication des termes du bruit contenus en $U(k)$ et $U(k-1)$ qui font augmenter la variance du bruit et, en conséquence, la variance de l'estimation du retard.

Il faudrait aussi comparer la valeur $\sum_{i=0}^{N-1} |U(k)|$ (ou une moyenne de cette valeur) avec un seuil, afin de détecter quand passer à la synchronisation de chip et arrêter le processus de synchronisation de symbole.

3.2. Synchronisation de chip

Pour la synchronisation de chip, il est possible d'exploiter les propriétés des termes $U(k)$. En effet, la phase de $U(k)$ est proportionnelle au retard du canal, comme le montre la figure 1. En supposant une erreur de synchronisation voisine de $\pm 0,5T_c$, pour un code réel et avec $\gamma=1$, le retard est proportionnel à la quantité :

$$\tau \propto \arctan \left(\frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} U(k) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} U(k) \right\}} \right) \quad (5)$$

Si N est impair, la limite de sommation devient $(N-1)/2$ pour les parties réelles et imaginaires.

Afin de rendre cette technique insensible à la phase de γ et au code, on peut séparer le signal reçu $r(t)$ en parties réelle et imaginaire. Les relations suivantes sont vérifiées pour la TFD $G(k)$ d'un signal $g(t)$:

$$\text{TFD} \{ \text{Re} \{ g(t) \} \} = \frac{1}{2} \{ G(k)_N + G^*(-k)_N \} \quad (6)$$

$$\text{TFD} \{ j \text{Im} \{ g(t) \} \} = \frac{1}{2} \{ G(k)_N - G^*(-k)_N \}$$

En reportant ces relations dans la relation (5) et en effectuant, pour éliminer les calculs de tangente, le produit de la partie réelle par la partie imaginaire, on obtient une estimation généralisée pour la synchronisation de chip :

$$\psi(n) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{ U(k)_N + U^*(-k)_N \} \right\} \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{ U(k)_N + U^*(-k)_N \} \right\} + \quad (7)$$

$$\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N/2} \{ -jU(k)_N + jU^*(-k)_N \} \right\} \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2-1} \{ -jU(k)_N + jU^*(-k)_N \} \right\}$$

Si N est impair, la limite de sommation devient $(N-1)/2$ pour les parties réelles et imaginaires.

Cette technique est insensible à une rotation de phase, elle possède une certaine résistance à l'offset de fréquence et elle a une performance similaire à celle de la technique Müller & Mueller Detector (MMD) [3][4].

Encore, si on regarde la figure 1, on peut s'apercevoir, étant donné un retard τ , que la partie imaginaire de $H(k)$ varie selon la valeur de k . Ainsi, basé sur l'idée de la technique du « maximum ratio combining », on peut pondérer la sommation de la partie imaginaire de (7) avec un gain proportionnel à la partie imaginaire de $H(k)$ pour un petit τ , de façon à avoir une meilleure performance autour du point de synchronisme.

Sans la multiplication par $U^*(k-1)$, la puissance du bruit est réduite, mais on n'a pas la capacité de corriger des retards plus grands que T_c . On peut voir cette caractéristique par la courbe « S » qui a la pente normalisée à l'origine ($\tau = 0$) et est donnée à la figure 3.

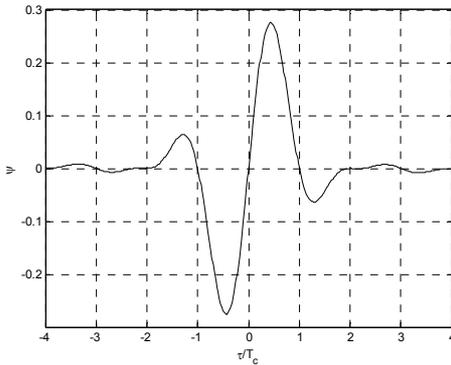


Fig. 3. La courbe « S » de la technique proposée.

La mise à jour du retard est faite avec $\hat{\tau}_{estime}(n+1) = \hat{\tau}_{estime}(n) + \mu \Psi_{normalisé}(n)$ symbole par symbole. La figure 4 montre des comparaisons entre la technique proposée et la technique « early-late gate » (ELG) [3][4] qui est généralement utilisée pour faire la synchronisation de chip pour les systèmes DS-CDMA. L'ELG utilise le même processus de mise à jour que notre proposition et le pas d'adaptation μ est égal à 0,0391, ce qui représente une largeur de bande de boucle normalisée égale à 1.10^{-2} pour les deux techniques.

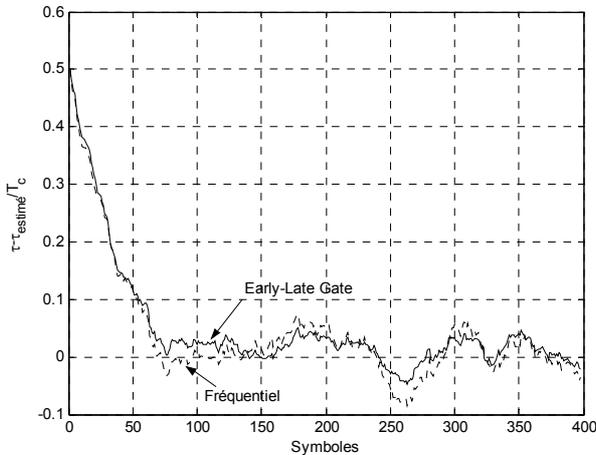


Fig. 4. Erreur d'estimation dans le temps. Paramètres

$$\tau = 0,5, E_b/N_o = 10 \text{ dB}, .$$

4. Résultats

Afin de comparer la performance de chaque technique, on montre dans les figures 5 et 6 la variance normalisée de l'estimation du retard pour chaque technique et pour la borne de Cramér-Rao Modifiée (BCRM) [4]. Cette borne est donnée par :

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{B_L T}{4\pi\xi} \frac{1}{E_s/N_o} \quad (8)$$

où E_s/N_o est le rapport énergie de symbole par densité spectrale du bruit qui, dans notre cas, est égal à E_b/N_o et ξ est un paramètre sans dimension qui est dépendant de l'impulsion de transmission/réception. Pour un cosinus surélevé :

$$\xi = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3} + \alpha^2 \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \right) \quad (9)$$

Pour la technique de synchronisation de chip améliorée avec la pondération, on a utilisé un retard $\tau = 0,1$ pour extraire les coefficients de pondération .

Pour la technique de synchronisation de symbole, on a utilisé une moyenne faite sur 50 symboles qui est équivalent à la même $B_L T$ utilisée dans les simulations ci-dessous. Le moyennage permet de réduire la variance de l'estimateur par rapport à un système bouclé pour faible valeurs de E_s/N_o .

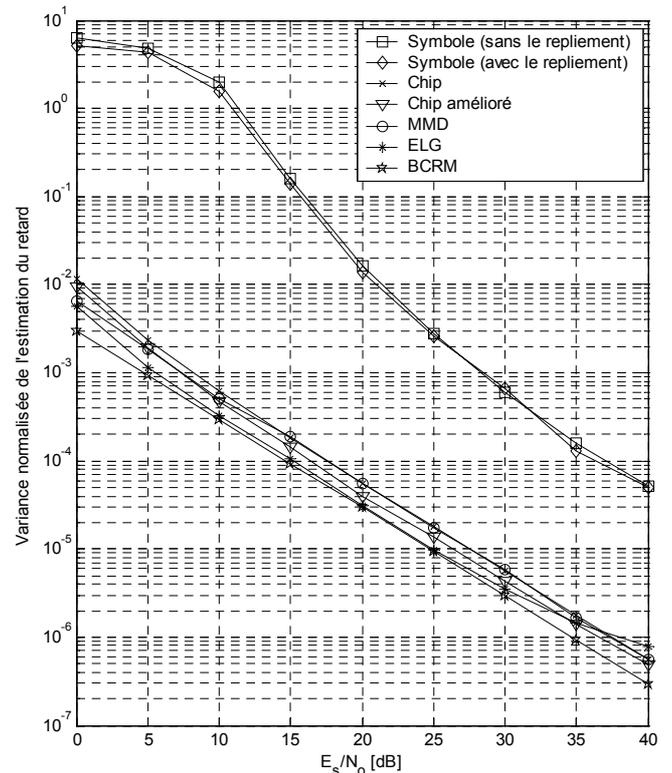


Fig. 5. Variance normalisée de l'estimation du retard pour $B_L T = 1.10^{-2}$ et $\alpha = 0,22$.

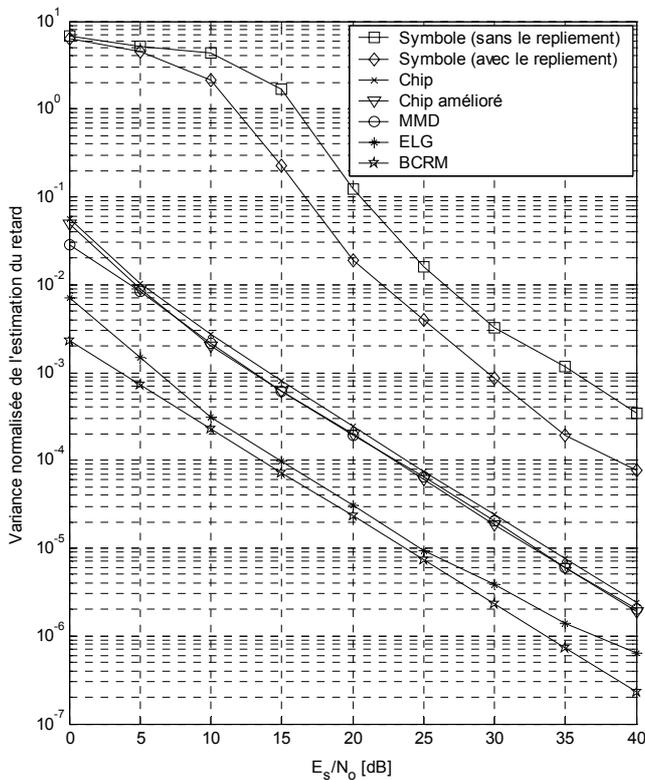


Fig. 6. Variance normalisée de l'estimation du retard pour $B_L T = 1.10^{-2}$ et $\alpha = 0,75$.

Premièrement, on peut noter que la variance de la technique de synchronisation de symbole est considérablement plus mauvaise que celle des autres techniques. Cette différence de performance justifie l'utilisation d'autres techniques pour faire la synchronisation fine et la poursuite. En plus, l'utilisation des fréquences hors de la zone de roll-off n'apporte pas de dégradation de performance pour $\alpha = 0,22$, mais par contre pour $\alpha = 0,75$, la dégradation est très visible.

Deuxièmement, la technique proposée pour faire la synchronisation de chip ne souffre pas de bruit-propre comme l'ELG. L'explication découle de l'absence d'échantillons avec interférence entre symboles dans notre technique et le MMD, alors que l'ELG utilise des échantillons avec interférence. Quant à la performance, notre technique est équivalente à la technique MMD. La technique améliorée par la pondération réussit à augmenter la performance de 1 dB environ par rapport à la technique conventionnelle. Il est intéressant de noter que notre technique, comme la MMD, souffre de dégradation de performance avec l'augmentation du factor de roll-off.

5. Conclusion et Perspectives

L'approche utilisée pour la synchronisation de symbole permet également de réaliser la synchronisation de chip. Cependant, sa précision est insuffisante pour les faibles rapports signal à bruit et elle est complétée par une technique fréquentielle spécifique qui travaille au débit de chip et a une performance de variance d'estimation équivalente à la technique Mueller & Müller. La technique fréquentielle peut être améliorée autour du point de synchronisme avec une pondération de chaque sous-porteuse. Par ailleurs, les deux techniques peuvent être améliorées avec la pondération de chaque sous-porteuse en présence de bruit coloré, par exemple.

La suite de ce travail consistera à analyser le comportement de ces techniques dans la situation de multitrajets. Il faut également remarquer que la synchronisation peut être perturbée par la présence d'autres utilisateurs, en fonction du type de code utilisé, indépendamment du bruit dans le canal. Ce problème peut être résolu par l'utilisation d'un égaliseur, et ce point est en cours d'étude.

Un autre avantage de l'approche fréquentielle est de permettre la compatibilité entre les schémas DS-CDMA et OFDM, ce qui peut ouvrir des perspectives pour un récepteur sans fil universel.

Références

- [1] C. Ibars and Y Bar-Ness, *The principle of time-frequency duality of DS-CDMA and MC-CDMA*, Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, Mars 2002
- [2] Ryu, Y.-J. et Han, D.-S., *Timing Phase Estimator Overcoming Rayleigh Fading for OFDM Systems*, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 3, août 2001.
- [3] H. Meyrs, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers: Synchronisation, Channel Estimation and Signal Processing*, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 1^{ère} ed., 1998
- [4] U. Mengali et A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, New York and London: Plenum Press 1997