

Algorithme conjoint de synchronisation temporelle et d'estimation de canal compatible avec la norme IEEE 802.11a

Cong Luong NGUYEN¹, Anissa MOKRAOUI¹, Pierre DUHAMEL², Nguyen LINH-TRUNG³

¹L2TI, Institut Galilée, Université Paris 13 Sorbonne Paris Cité
99 avenue J.-B. Clément, 93430 Villetaneuse, France

²LSS/CNRS, SUPELEC
3 rue Joliot Curie, 91192, Gif sur Yvette, France

³VNU University of Engineering and Technology
144 Xuan Thuy, Cau Giay, Hanoi, Vietnam

luong.nguyen@univ-paris13.fr, anissa.mokraoui@univ-paris13.fr
pierre.duhamel@lss.supelec.fr, linhtrung@vnu.edu.vn

Résumé – Cet article traite le problème de la synchronisation temporelle de stations mobiles dans un système de transmission OFDM de type IEEE 802.11a. Bien que des solutions pour compenser les décalages en temps aient déjà été proposées, nous avons développé une nouvelle approche qui exploite non seulement les informations habituellement dédiées à la synchronisation mais également de nouvelles sources d'informations connues par le récepteur qui les exploitera. Le champ SIGNAL de la trame physique, composé de deux sous-champs, a été identifié. Ce champ est parfaitement prédit par le récepteur à partir d'informations contenues dans la trame de contrôle RTS lorsque le mécanisme de réservation de support (CSMA/CA) est activé conjointement à des algorithmes d'adaptation de débit de transmission au canal. De plus, nous effectuons conjointement l'estimation de canal, ce qui améliore encore les performances de synchronisation. Les résultats de simulation montrent que notre algorithme robuste de synchronisation en temps, conforme au standard 802.11a, améliore la probabilité de détection de paquets réellement transmis comparée aux méthodes classiques.

Abstract – This paper addresses the problem of time synchronization of stations in IEEE 802.11a OFDM wireless system. Although solutions to compensate time offsets have already been proposed, we develop a new approach which exploits not only information usually dedicated to synchronization but also new sources of information known by the receiver which will exploit it. The SIGNAL field of the physical frame, consisting of two sub-fields, has been identified. This field is well predicted by the receiver using information contained in RTS control frame when the medium reservation mechanism (CSMA/CA) enabled jointly with transmission rate adaptation algorithm to the channel. In addition, we perform jointly the channel estimate, which further improves the performance of time synchronization. Simulation results show that our robust time synchronization algorithm, conform to the 802.11a standard, improves the probability of detection of packets actually transmitted compared with conventional methods.

1 Introduction

La modulation multi-porteuses OFDM est largement déployée dans les systèmes de communications mobiles. Bien qu'elle présente de nombreux avantages, elle est cependant sensible aux Interférences Inter Symboles (ISI) et aux Interférences Inter Porteuses (ICI) causées par les décalages en temps et en fréquence. Le décalage en fréquence, lié à l'indépendance des oscillateurs des stations émettrice et réceptrice, même s'il est faible rend la récupération du signal OFDM impossible. Le décalage en temps introduit une mauvaise localisation du début de chaque symbole OFDM. Le récepteur doit donc impérativement, avant de démoduler le paquet reçu, compenser ces décalages.

Dans cet article nous nous intéresserons uniquement à la compensation du décalage en temps. Certaines solutions, dans un contexte général, s'appuie sur les intervalles de garde placés devant chaque symbole OFDM. Dans le domaine temporel, des fenêtres glissantes de même longueur sont définies. Le décalage temporel correspond alors à la valeur qui minimise la somme de la valeur absolue des différences

entre les échantillons contenus dans les fenêtres glissantes. Alors que d'autres méthodes cherchent à trouver le décalage temporel qui minimise la somme de la différence des valeurs absolues. Des travaux proposent plutôt d'identifier la valeur qui maximise la corrélation entre les deux fenêtres glissantes. D'autres travaux s'intéressent à la valeur qui maximise l'auto-corrélation calculée sur une fenêtre glissante.

Dans [1], les auteurs construisent une séquence d'apprentissage périodique. Le récepteur s'appuie sur l'autocorrélation calculée sur le signal reçu, le décalage en temps correspond à la valeur qui maximise cette autocorrélation. Une nouvelle séquence d'apprentissage est proposée dans [2] plus petite que celle construite dans [1].

Une solution adaptée au standard 802.11a est développée dans [3]. La première étape de synchronisation grossière s'appuie sur l'autocorrélation calculée sur la partie STF ([4]) de la séquence d'apprentissage tandis que la deuxième étape de synchronisation fine est basée sur la corrélation entre le signal reçu et la partie LTF ([4]) de la séquence d'apprentissage. Dans [8], les auteurs proposent pour améliorer l'estimation grossière du décalage, deux auto-autocorrélations normalisées.

Pour affiner ensuite cette estimation, une estimation conjointe du canal et du décalage au sens des moindres carrés est proposée.

Notre article est organisé comme suit. Dans la section suivante, nous introduisons la chaîne de communications du standard 802.11a. La section 3 décrit notre algorithme de synchronisation. La section 4 discute les résultats de simulation.

2 Système de communication 802.11a

La trame physique du standard IEEE 802.11a est composée de 3 champs spécifiques. Le champ préambule (ou séquence d'apprentissage), le champ "SIGNAL" et le champ "DATA". Le préambule, dédié spécifiquement à la synchronisation des stations mobiles, est composé de (i) 10 séquences identiques appelées Short Training Field ("STF"); et (ii) 2 séquences identiques appelées Long Training Field ("LTF"). Le champ "SIGNAL" contient des informations relatives à la transmission des données contenues dans le champ "DATA" à savoir son débit de transmission indiqué par le champ "RATE" et sa longueur fournie par le champ "LENGTH" (en octets). Cette trame physique est envoyée à travers une chaîne complète de transmission OFDM respectant les spécifications du standard via un canal multi-trajets modélisé par un canal de Rayleigh.

Soient $x(n)$ le signal émis, h la réponse impulsionnelle du canal de longueur L , N le nombre de points de la FFT et $g(n)$ le bruit Gaussien additif. Le signal reçu puis transposé en bande de base s'écrit :

$$r_{\Delta}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i-\theta)e^{j\frac{2\pi\epsilon(n-\theta)}{N}} + g(n), \quad (1)$$

où ϵ est le décalage fréquentiel normalisé donné par $\epsilon = \Delta F_c T$ sachant que ΔF_c est l'écart entre la fréquence porteuse de l'émetteur et celle du récepteur avec T la durée d'un symbole OFDM. θ est le décalage temporel entre les symboles OFDM. Avant de démoduler le signal reçu $r_{\Delta}(n)$, les décalages ϵ et θ doivent être correctement compensés par le récepteur.

3 Algorithme de synchronisation robuste

Notre algorithme de synchronisation, développé pour compenser le décalage temporel entre l'émetteur et le récepteur, se décompose en deux étapes. La première concerne la Synchronisation Grossière en Temps (SGT) (voir section 3.1), tandis que la deuxième traite la Synchronisation Fine en Temps (SFT) (voir section 3.3).

3.1 Synchronisation grossière en temps

Dans la plus part des cas, la première étape d'estimation du décalage temporel θ entre l'émetteur et le récepteur reste assez grossière. En effet, elle est déduite par le décalage θ qui maximise la valeur absolue de la corrélation calculée entre le signal reçu $r_{\Delta}(n)$ et la séquence d'apprentissage $c(n)$ formée par les 10 répétitions STF du préambule :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \left| \sum_{n=0}^{L_{\text{STF}}-1} c^*(n)r_{\Delta}(n+\theta) \right|, \quad (2)$$

où L_{STF} représente le nombre d'échantillons $c(n)$. Afin d'améliorer les performances de cette première étape, notamment dans des conditions difficiles de réception, nous proposons de remplacer dans (2) le signal reçu $r_{\Delta}(n)$ par son estimé $\hat{x}(n)$ de façon à mieux mesurer

la corrélation de $\hat{x}(n)$ avec $c(n)$ lorsque qu'elle existe. Dans ce but, nous nous appuyons sur le mécanisme d'esquive de collision géré par le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access avec Collision Avoidance) lorsqu'il est activé. Les détails de notre approche sont fournis dans la paragraphe suivant.

3.1.1 Trame de contrôle RTS pour l'estimation du canal

Le CSMA/CA est basé sur le principe d'accusé de réception entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur, avant d'envoyer sa trame physique (trame de données), initie le processus par l'envoi d'une trame de contrôle RTS (Request To Send) afin de demander si le média est libre. S'il l'est, le récepteur exécute alors un algorithme d'adaptation de débit en s'appuyant sur la trame RTS qu'il a reçue afin d'estimer les conditions du canal ([5]). Le récepteur répond ensuite par une trame de contrôle CTS (Clear To Send) où il suggère à l'émetteur le débit de transmission à utiliser pour la transmission de la trame de données. Généralement pour garantir que toutes les stations d'un même réseau puissent écouter les trames de contrôle RTS/CTS, celles-ci sont transmises avec une puissance nominale supérieure à celles des trames de données. Cette stratégie facilite alors la synchronisation des stations au moment de la négociation du support de transmission. Par ailleurs, notons que toutes les trames qu'elles soient de contrôle (ex. RTS, CTS) ou de données possèdent le même préambule pour assurer la synchronisation. Nous proposons alors d'exploiter les 2 champs LTF de la trame de contrôle RTS dédiés spécifiquement à l'estimation du canal afin d'estimer le signal transmis (i.e. $x(n)$). Cependant cette stratégie n'est acceptable que si le canal reste statique pendant la durée de transmission des trames de contrôle RTS et de données (c.d. $D = T_{\text{RTS}} + T_{\text{CTS}} + 2T_{\text{SIFS}}$). Si le système choisit de transmettre avec le plus bas débit de transmission préconisé par la norme (c.d. le pire des cas), à savoir 6 Mb/s, dans ce cas la durée est égale à $D = 124\mu\text{s}$. La fréquence Doppler est alors négligeable et notre hypothèse de travail réaliste. L'estimation du canal au sens du Maximum A Posteriori (MAP) est donnée par :

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \sigma_g^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} (\mathbf{G}^H \mathbf{r} + \sigma_g^2 \mathbf{R}_h^{-1} \mu_h), \quad (3)$$

où \mathbf{r} correspond au signal reçu associé à la séquence LTF de la trame de contrôle RTS. La matrice \mathbf{G} contient les échantillons de la séquence d'apprentissage. σ_g^2 est la variance du bruit. \mathbf{R}_h (respectivement μ_h) est la matrice de covariance (respectivement le vecteur moyenne) du vrai canal. L'équation ci-dessus requiert le calcul de la matrice de covariance $\mathbf{R}_h = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ associée au vrai canal. Au lieu de chercher à caractériser le canal \mathbf{h} par son profil puissance-retard (PDP), nous proposons de l'estimer au sens des moindres carrés (MC). L'estimation du canal $\hat{\mathbf{h}}$ est alors obtenue par l'inverse de la FFT de $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{R}$ où \mathbf{X} est la matrice diagonale formée par les symboles LTF connus et \mathbf{R} est le vecteur des symboles reçus correspondant aux symboles LTF ([7]).

3.1.2 Estimation du signal transmis

Nous proposons une égalisation linéaire de type zero-forcing (ZF) pour estimer les symboles transmis $\hat{X}(k)$ comme suit :

$$\hat{X}(k) = R_{\Delta}(k)/\hat{H}(k), \quad (4)$$

où $\hat{H}(k)$ (avec $0 \leq k \leq N-1$) représente la réponse fréquentielle du canal déduite de (3) et $R_{\Delta}(k)$ les symboles reçus associés à la trame de données dans le domaine fréquentiel (voir (1)). L'estimation des données transmises $\hat{x}(n)$, dans le domaine temporel, est alors donnée par la FFT inverse de $\hat{X}(k)$.

3.1.3 Estimation grossière du décalage temporel

Dans l'expression (2), il suffit maintenant de remplacer $r_{\Delta}(n + \theta)$ par son estimé $\hat{x}(n + \theta)$ comme suit :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \left\{ \left| \sum_{n=0}^{L_{\text{STF}}-1} c^*(n) \hat{x}(n + \theta) \right| \right\}. \quad (5)$$

Le signal reçu puis compensé en bande de base s'écrit alors :

$$r_s(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i-\Delta\theta_s)e^{j\frac{2\pi\epsilon(n-\Delta\theta_s)}{N}} + g(n), \quad (6)$$

où $\Delta\theta_s = \hat{\theta} - \theta$ est le décalage résiduel en temps que nous proposons d'estimer ci-dessous.

3.1.4 Nouvelle séquence d'apprentissage dédiée à l'estimation du décalage temporel résiduel

L'idée sous-jacente de notre approche est de chercher à extraire au niveau de la couche physique toutes sources d'informations connues par le récepteur de façon à ce qu'il puisse les exploiter pour contribuer à améliorer la détection des paquets réellement transmis. Notre étude nous a conduit à sélectionner le champ "SIGNAL" de la trame physique. En effet, les deux parties du champ "SIGNAL", à savoir "RATE" et "LENGTH", peuvent être prédits par le récepteur notamment lorsque le mécanisme d'esquive de collision du standard est déployé conjointement à des algorithmes d'adaptation de débit au canal de transmission laissés ouverts dans le standard ([5]). En effet, le récepteur accède tout d'abord au débit de transmission ("RATE") fourni par un des champs de la trame CTS. Ce dernier permet alors de prédire le champ "LENGTH" donné par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \text{LENGTH} &= \\ \text{RATE} \times &\frac{(T_{\text{packet}} - T_{\text{pre}} - T_{\text{SIGNAL}} - (T_{\text{symp}}/2)) - 22}{8}, \end{aligned} \quad (7)$$

sachant que les durées (en micro-secondes) T_{pre} , T_{SIGNAL} et T_{symp} sont fournies dans [4]. En revanche la durée T_{packet} (en micro-secondes) requise pour transmettre la trame de données est déduite à partir du champ "DURATION" fournie dans la trame RTS comme suit :

$$\text{DURATION} = 3T_{\text{SIFS}} + T_{\text{CTS}} + T_{\text{ACK}} + T_{\text{packet}}, \quad (8)$$

sachant que les durées T_{SIFS} , T_{CTS} et T_{ACK} (en micro-secondes) sont connues. Ayant une connaissance sur les champs "RATE", "LENGTH" et "Reserved", le champ "Parity" est aisément déduit. Le champ "SIGNAL", de longueur 24 bits, est donc parfaitement connu de par le récepteur et sera utilisé pour allonger la séquence habituelle d'apprentissage sans introduire de changement au niveau du standard et contribuer ainsi à l'amélioration de la synchronisation.

Notons Θ l'ensemble des décalages résiduels en temps $\Theta = \{\Delta\theta_s^{(k)} \mid k = -K, \dots, K\}$ (avec K un entier fixé). Pour un $\Delta\theta_s^{(k)}$ donné, nous calculons la corrélation entre le signal $r_s(n)$ et la séquence connue $c_s(n)$ associée aux champs "SIGNAL" et au préfixe cyclique, ce qui permet d'estimer le décalage résiduel en temps :

$$\Delta\hat{\theta}_s = \arg \max_{\Delta\theta_s^{(k)}} \left| \sum_{n=0}^{L_{\text{SIG}}-1} c_s^*(n) r_s(n + \Delta\theta_s^{(k)}) \right|, \quad (9)$$

où L_{SIG} est la longueur du champ "SIGNAL" complétée par la longueur du préfixe cyclique.

3.2 Compensation du décalage en fréquence

On suppose que le signal reçu n'a pas été entièrement compensé à l'étape précédente. Notons $\Delta\theta = \Delta\hat{\theta}_s - \Delta\theta_s$ ce décalage résiduel, le signal reçu s'écrit alors comme suit :

$$r'_s(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i-\Delta\theta)e^{j\frac{2\pi\epsilon(n-\Delta\theta)}{N}} + g(n). \quad (10)$$

Supposons que le décalage en fréquence ϵ a été parfaitement compensé, dans ce cas le signal $r'_s(n)$ s'écrit :

$$r_f(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i-\Delta\theta)e^{-j\frac{2\pi\epsilon\Delta\theta}{N}} + g(n). \quad (11)$$

3.3 Estimation fine du décalage en temps

Cette étape repose sur une estimation conjointe de la réponse impulsionnelle du canal au sens du MAP en exploitant les deux répétitions de la séquence d'apprentissage LTF. Pour un décalage résiduel possible, choisi parmi les $2M+1$ décalages définis $\Lambda = \{-\Delta\theta_M, \dots, \Delta\theta_M\}$, l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de taille $N \times 1$ au sens du MAP, supposée suivre une loi Gaussienne de moyenne μ_h , est donnée par :

$$\hat{\mathbf{h}}_{\Delta\theta_m} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \sigma_g^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} (\mathbf{G}^H \mathbf{r}_f + \sigma_g^2 \mathbf{R}_h^{-1} \mu_h) \quad (12)$$

où \mathbf{r}_f est le signal reçu de taille $N \times 1$ associé à la séquence d'apprentissage LTF, $\mathbf{G} = \mathbf{F}^H \mathbf{X} \mathbf{F}$ (avec \mathbf{F} matrice des coefficients FFT de taille $N \times N$; \mathbf{X} matrice diagonale de taille $N \times N$ dont les éléments non nuls correspondent aux symboles de la séquence d'apprentissage LTF) et σ_g^2 la variance du bruit. En ce qui concerne \mathbf{R}_h , nous avons exploité la solution fournie en section 3.1.1 ($\mathbf{R}_h \approx E\{\tilde{\mathbf{h}}_{\Delta\theta_m} \tilde{\mathbf{h}}_{\Delta\theta_m}^H\}$). Le décalage optimal $\Delta\hat{\theta} \in \Lambda$, correspondra à celui pour lequel la réponse impulsionnelle $\hat{\mathbf{h}}_{\Delta\theta_m}$ (choisie parmi les $2M+1$) satisfait aux conditions que nous avons imposées :

$$\Delta\hat{\theta} = \arg \max_{\Delta\theta_m} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} |\hat{h}_{\Delta\theta_m}(n)|^2 \right\}. \quad (13)$$

4 Résultats de simulation

Les performances de notre algorithme de synchronisation sont mesurées en terme de Probabilité d'Échec de Synchronisation (PES) en fonction du rapport signal à bruit (SNR). Les paramètres de simulation sont conformes au mode 1 du standard 802.11a ([4]). La tolérance en fréquence de chaque oscillateur est de fixée à $[-20, 20]$ ppm. La fréquence porteuse f_c est fixée à $f_c = 5.2$ GHz avec $L_{\text{STF}} = 160$; $L_{\text{SIG}} = 80$ et $K = 80$. La durée T d'un symbole OFDM est égale à $T = N \times T_s = 3.2 \mu s$. Le canal de transmission suit le modèle COST207-RA. Les décalages en temps (θ) et en fréquence (ϵ) sont introduits de manière aléatoire selon une distribution. Nous comparons les performances des algorithmes suivants :

- i) **Algorithme 1 (MAP)** est l'algorithme conjoint de synchronisation et d'estimation du canal [8] que nous avons modifié. Le critère des MC est remplacé par le MAP pour l'estimation du canal afin de contribuer à la réduction de la PES.
- ii) **Algorithme 2 (SIGNAL-MAP)** [9] s'appuie sur une étape de synchronisation grossière sans estimer le canal.
- iii) **Algorithme 3 (EC-SIGNAL-MAP)** correspond à notre algorithme.

La Fig. 1 fournit, pour les trois algorithmes, la probabilité de détecter l'arrivée d'un paquet avec un écart donné (c.d. $e = \hat{\theta} - \theta$) par rapport à la véritable position de l'arrivée du paquet pour un SNR=15 dB sur 7.10^4 réalisations. Notre algorithme (Algo. 3), comparé aux deux autres algorithmes, offre une meilleure probabilité de détection égale à 99 % lorsque la détection du paquet est parfaitement estimée sans écart ($e = 0$). De plus l'intervalle des écarts est réduit à $[0, 4]$ où les probabilités associées aux écarts 1, 2 et 3 sont nulles. Il est également possible d'accepter les paquets pour lesquels la détection de leur arrivée est estimée avec un retard allant jusqu'à 4 échantillons par rapport à la vraie valeur si l'on considère le $\hat{\theta}_{new} = \hat{\theta} - 4$. Cet écart est toléré puisque le préfixe cyclique du symbole OFDM et le retard maximal de la réponse impulsionnel du canal sont respectivement égaux à 16 et 13 échantillons et que le puissance moyenne du coefficient 0 est 100 fois plus élevée que celle associée au coefficient 12 (c.d. $P_{ave}(0) = 100 \times P_{ave}(12)$). Dans ce cas, l'orthogonalité des sous-porteuses est complètement préservée bien qu'il existe un décalage de phase qui sera néanmoins compensé par une simple égalisation dans le domaine fréquentiel.

Les courbes de Fig. 2 montrent que la PES de notre algorithme (traits continus) est beaucoup plus faible que celle des algorithmes 1 et 2 (traits discontinus) en particulier dans la zone de fonctionnement du système 802.11a schématisée par le rectangle. En effet, pour un SNR = 17.5 dB et sans écart ($e = 0$), on lit $PSF(\text{Algo.1}) = 8 \times 10^{-2}$, $PSF(\text{Algo.2}) = 5.1 \times 10^{-2}$ et $PSF(\text{Algo.3}) = 7.2 \times 10^{-3}$. De plus, les performances sont améliorées lorsqu'on accepte les paquets avec un écart qui n'excède pas 4 échantillons. Pour un SNR = 17.5 dB, on obtient $PSF(\text{Algo.1}) = 7 \times 10^{-2}$, $PSF(\text{Algo.2}) = 3.5 \times 10^{-2}$ et $PSF(\text{Algo.3}) = 7 \times 10^{-4}$. L'analyse de la répercussion du déplacement du récepteur sur l'hypothèse émise sur le canal de transmission en section 3.1.1 montre que les performances de notre algorithme ne sont pas affectées. L'intervalle de temps avant de transmettre les données est de $124 \mu s (T_{RTS} + T_{CTS} + 2T_{SIFS})$ avec un débit de 6 Mb/s (le pire des cas) [10]. Pour un piéton se déplaçant à la vitesse de 1.5 m/s, la fréquence Doppler maximale F_d est alors égale à 26 Hz. Chaque coefficient du canal sera multiplié par une valeur relativement faible $\approx e^{j0.02}$ qui n'affectera pas les performances de notre approche (voir Fig. 1 et Fig.2).

5 Conclusion

Nous avons développé un algorithme robuste de synchronisation en temps conforme au standard 802.11a. Les investigations menées ont permis d'analyser toutes les sources d'informations au niveau de la couche physique susceptibles d'apporter des renseignements supplémentaires au récepteur de façon à ce qu'il puisse les exploiter judicieusement. Lorsque le CSMA/CA est activé, il est en effet possible d'extraire des informations pertinentes contenues dans la trame de contrôle RTS. Ces informations ont été non seulement exploitées pour l'estimation du canal mais également pour prédire le champ "SIGNAL". Ce dernier est alors considéré comme une séquence d'apprentissage additionnelle à celle spécifiée par le standard. Les résultats des simulations montrent que notre algorithme améliore les performances de synchronisation par rapport à des algorithmes existants.

Références

[1] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Com.*, vol. 45, pp.

1613–1621, Dec. 1997.

- [2] B. Y. Prasetyo, F. Said, and A. H. Aghvami, "Fast burst synchronization technique for OFDM-WLAN systems," *IEEE Proc. Commun.*, pp. 292–297, Oct. 2000.
- [3] M. J. Canet, V. Almenar, J. Marin-Roig and J. Valls, "Time synchronization for the IEEE 802.11a/g WLAN Standard," *Proc. 2007 IEEE PIMRC*, pp. 1–5.
- [4] "IEEE Std.802.11a," 1999.
- [5] Z. Li, A. Das, A. K. Gupta and S. Nandi, "Full auto rate MAC protocol for wireless ad hoc networks," *IEEE Proceedings on Com.*, vol.152, issue 3, pp. 311–319, 2005.
- [6] Y. Zhang, J. Zhang, and M. Xia, "Joint timing synchronization and channel estimation for OFDM systems via MMSE criterion," *VTC 2008 Fall*, pp. 1–4, 2008.
- [7] C.L. Nguyen, A. Mokraoui, P. Duhamel, and N. Linh-Trung, "Time Synchronization Algorithm in IEEE 802.11a Communication System," *EUSIPCO*, Aug. 2012.
- [8] K. Wang, M. Faulkner, and J. Singh, "Timing synchronization for 802.11a WLANs under multipath channels," *ATNAC'03*, pp. 1–5, 2003.
- [9] C. L. Nguyen, A. Mokraoui, P. Duhamel, and N. Linh-Trung, "Enhanced Time Synchronization for IEEE 802.11a System Using SIGNAL Field And MAP Channel Estimation," *International Conf. on Advanced Technologies for Commun.*, Oct. 2012.
- [10] M. Ergen and P. Varaiya, "Throughput Analysis and Admission Control for IEEE 802.11a," *Mobile Networks and Appli.* pp. 705–716. 2005.

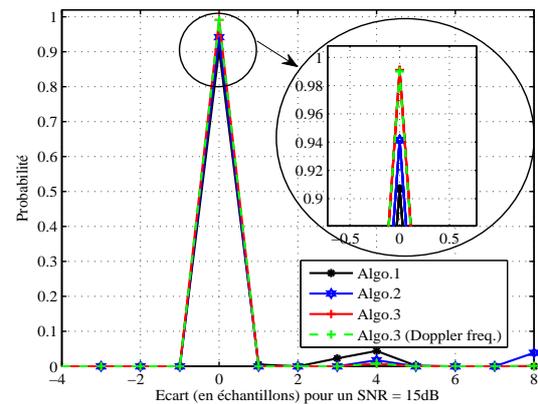


FIG. 1 – Ecart entre le décalage estimé et le vrai décalage

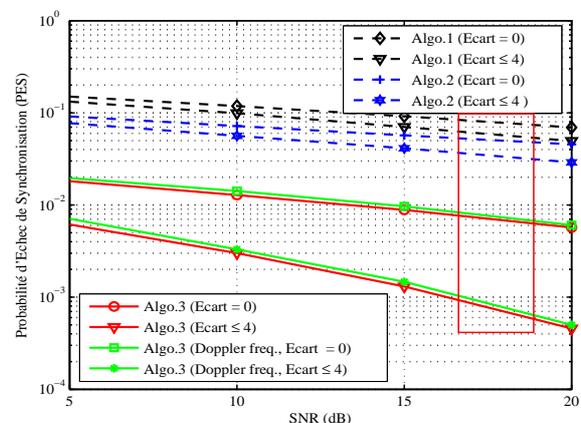


FIG. 2 – Probabilité d'échec de synchronisation