Giải pháp sử dụng bộ lọc thích nghi Kalman cho hệ thống ước lượng kênh truyền WiMAX di động

Solution of Applying Adaptive Kalman Filter for Channel Estimation in Mobile WiMAX System

Nguyễn Đức Quang, Phạm Hồng Liên và Lưu Thanh Trà

Abstract: *Mobile WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) system has been recently applied widely in wireless communication systems [1]. WiMAX uses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) as a technical platform because of high spectral efficiency [2]. In this paper, the channel estimation algorithms were studied for OFDM system for mobile WiMAX. The comb-pilot structure was used for channel estimation algorithms. We proposed algorithms of channel estimation based on two adaptive filters: Kalman and Extended Kalman, These algorithms were compared with popular LS (Least Square) estimator. The simulation results showed that Estimators based on Kalman Filters had performance improvement in slow fading condition with low Doppler shift and limited quality in fast fading condition with high Doppler shift.*

I. GIỚI THIỆU

Một trong số những công nghệ 4G nổi bật và đang được triển khai trên thế giới là mạng WiMAX di động, một công nghệ được phát triển theo tiêu chuẩn IEEE 802.16e -2005. Mục tiêu của hệ thống này là khắc phục được những vấn đề về đa đường và môi trường vô tuyến khó có thể ước lượng trong hệ thống thông tin di động, vì vậy mà WiMAX tích hợp những công nghệ tiên tiến như MIMO (Multi Input Multi Output), OFDMA (Multi-user Orthogonal Frequency Division Multiplexing), AMC (Adaptive Modulation and Coding).

Để thực hiện việc thiết kế một cách chính xác hệ thống vô tuyến thì việc đánh giá và ước lượng chính xác mô hình kênh truyền cực kì quan trọng vì môi trường thông tin di động luôn thay đổi và khó tìm hàm truyền của kênh truyền một cách hoàn hảo, nhiều mô hình kênh truyền được đề xuất theo môi trường thực tế và mô hình tính toán cho kênh truyền vô tuyến [3], các giải thuật ước lượng kênh truyền dưới sự ảnh hưởng của các loại nhiễu như ISI (Inter Symbol Interference - Nhiễu liên kí tự), nhiễu Gauss, môi trường đa đường cũng được nghiên cứu trong bài báo này. Trong các tiêu chuẩn WiMAX di động, ngay cả phiên bản mới nhất là IEEE 802.16m được chấp thuận vào tháng 4/2011, các cải tiến so với tiêu chuẩn IEEE 802.16e ở các cấu trúc MIMO cho lớp vật lí và các cấu trúc trên lớp vật lí, chỉ có các thông tin cụ thể cho một hệ thống ước lượng kênh truyền theo đúng tiêu chuẩn như số lượng pilot, số lượng sóng mang, chiều dài FFT,.. [4], trong khi các giải thuật ước lượng kênh truyền là một hệ thống mở và được phát triển tùy vào nhà sản xuất thiết bị. Hãng Altera vẫn chỉ sử dụng bộ ước lượng kênh truyền dựa vào giải thuật LS (Least square) kết hợp với nội suy 2 chiều cho thiết bị của tiêu chuẩn WiMAX di động [5]. Tương tự, nhà sản xuất bán dẫn Motorola của Mỹ (hãng Freescale Semiconductor) cũng chỉ sử dụng giải thuật ước lượng LS kết hợp với giải thuật nội suy trung bình 2 chiều cho cấu trúc pilot dạng lược [6]. Vì vậy, có thể nhận thấy các giải pháp ước lượng kênh truyền cho các thiết bị theo tiêu chuẩn WiMAX di động vẫn được nghiên cứu rộng rãi với mục đích tìm ra giải pháp tốt nhất để ứng dụng cho các nhà sản xuất thiết bị.

Ước lượng kênh truyền có thể thực hiện bằng cách chèn pilot vào mỗi ký tự OFDM. Đó là phương pháp ước lượng kênh pilot dạng lược (comb), được đưa ra để cân bằng với thay đổi của kênh truyền do tác động

của fading, thậm chí thay đổi ngay trong một kí tự OFDM. Ước lượng kênh truyền pilot dạng lược bao gồm giải thuật để ước lượng kênh truyền tại các tần số pilot và nội suy kênh truyền tại các tần số chứa dữ liệu [7].

Các bộ ước lượng được sử dụng phổ biến là LS (Least Square), MMSE (Minimum Mean Squared Error), ML (Maximum Likelihood)…Tuy nhiên các bộ ước lượng trực tiếp này chưa thể cho các kết quả tốt nhất do sự tính toán vẫn chỉ dựa vào những thông tin kênh truyền và thông tin huấn luyện (pilot) hiện tại [8]. Vì vậy những bộ cân bằng có thể thay đổi thích nghi dựa vào điều kiện của kênh truyền được ứng dụng có khả năng cho kết quả tốt hơn những bộ ước lượng trực tiếp. LMS (Least Mean Square) và RLS (Recursive Least Square) là các bộ ước lượng thích nghi phổ biến được sử dụng [9]. Giá trị đầu tiên được xác định trực tiếp thông qua giải thuật LS, và những giá trị tiếp theo được tính toán dựa vào sự ước lượng trước đó và ngõ ra kênh truyền hiện tại.

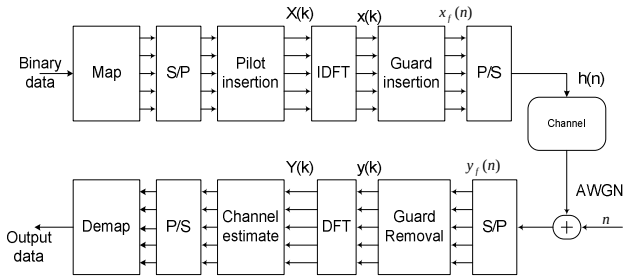
Cũng giống như LMS hay RLS, Kalman là họ bộ lọc thích được nghiên cứu ứng dụng trong hệ thống ước lượng kênh truyền do giải thuật cho kết quả tốt trong môi trường fading [10]. Từ kết quả này, bài báo phát triển một phiển bản cải tiến của bộ lọc Kalman là Kalman mở rộng (EKF- Extended Kalman Filter) kết hợp với phương pháp ước lượng dựa trên cấu trúc pilot dạng lược để xây dựng bộ ước lượng thích nghi cho hệ thống ước lượng kênh truyền có khả năng đáp ứng tốt trong môi trường fading, sử dụng các tham số mô phỏng theo tiêu chuẩn WiMAX di động để xây dựng hệ thống OFDM.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

A. Mô hình ước lượng kênh truyền trong hệ thống OFDM

Hệ thống OFDM ước lượng kênh dựa vào pilot được biểu diễn trong Hình 1. Tín hiệu nhị phân được đưa qua bộ điều chế QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Sau đó, tín hiệu huấn luyện pilot được chèn vào dữ liệu thông tin, khối IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) được sử dụng để biến đổi chuỗi dữ liệu có chiều dài *N* phần tử *{X(k)}* ra tín hiệu miền thời gian *{x(n)}* theo phương trình :

$$x(n) = IFFT\ \{X(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \qquad n = 0,1,2,\ldots N-1 \qquad (1)$$



Hình 1. Sơ đồ hệ thống ước lượng kênh truyền dựa vào pilot.

Sau khối IDFT, khoảng bảo vệ (Guard Interval) được chọn theo tiêu chuẩn WiMAX di động, được đưa vào để chống nhiễu liên ký tự (ISI). Băng thông bảo vệ này bao gồm thành phần lặp lại mở rộng của ký tự OFDM để loại bỏ nhiễu liên ký tự (ISI). Kết quả chuỗi dữ liệu cho một ký tự OFDM được tính toán :

$$x_f(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g+1, \cdots, -1 \\ x(n), & n = 0,1,\cdots N-1 \end{cases} \qquad (2)$$

Với N_g : chiều dài của khoảng bảo vệ.

Tín hiệu truyền $x_f(n)$ sau khi biến đổi từ song song sang nối tiếp sẽ được đưa qua kênh truyền fading, và được cộng thêm nhiễu Gauss. Tại bộ thu, tín hiệu nhận được :

$$y_f(n) = x_f(n) \otimes h(n) + w(n) \qquad (3)$$

Với *w(n)* : nhiễu Gauss, *h(n)* : đáp ứng xung kênh truyền. Tại bộ thu, sau khi qua bộ biến đổi số và bộ lọc thông thấp, khoảng bảo vệ được loại bỏ, tín hiệu ngõ ra trong miền thời gian được xác định:

$$y(n) = y_f(n + N_g), \quad n = 0,1,\cdots N-1 \qquad (4)$$

Sau đó, *y(n)* được đưa đến khối DFT (Discrete Fourier Transform) :

$$Y(k) = FFT\{y(n)\} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$$
$$k = 0,1,2,\ldots N-1 \quad (5)$$

Sau khi qua khối DFT, tín hiệu pilot được loại bỏ và với đáp ứng kênh truyền ước lượng $H_e(k)$ trong miền tần số có được sau khi thực hiện ước lượng kênh truyền thì dữ liệu truyền được ước lượng bằng công thức sau:

$$X_e = \frac{Y(k)}{H_e(k)}, \quad k = 0,1\ldots, N-1 \quad (6)$$

Tiếp đến, dữ liệu thông tin nhị phân tại ngõ ra đầu thu có được bằng cách giải điều chế QAM trong khối Demap.

B. Hệ thống ước lượng kênh truyền dựa vào pilot dạng lược

Ước lượng kênh truyền sử dụng chuỗi huấn luyện dạng lược đã được chứng minh là tốt hơn so với pilot dạng khối trong môi trường fading [7]. Trong ước lượng kênh truyền cho cấu trúc pilot dạng lược, N_P tín hiệu pilot được chèn vào tín hiệu truyền $X(k)$ theo phương trình sau:

$$X(k) = X(mL+l) = \begin{cases} x_p(m), & l = 0 \\ Data, & l = 1,\ldots,L-1 \end{cases} \quad (7)$$

Với L bằng số sóng mang con chia cho N_P, $x_p(m)$ là giá trị của tấn số pilot thứ m, *Data* là dữ liệu cần truyền.

Định nghĩa $\{ Hp(k), k = 0, 1, \ldots, Np \}$ là đáp ứng tần số của kênh truyền tại vị trí các tần số pilot. Bộ ước lượng kênh truyền tại các tần số pilot theo giải thuật LS (Least Square) được xác định :

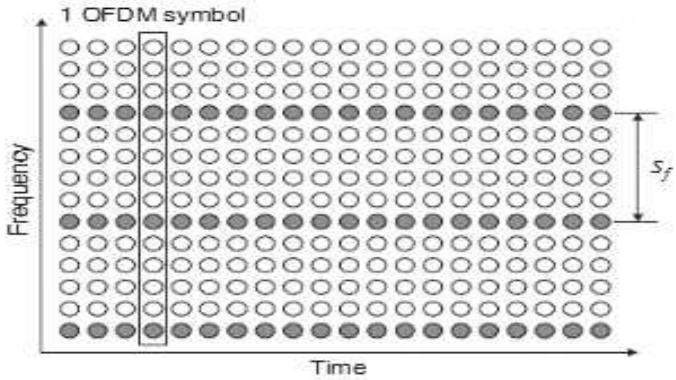
$$H_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)}, \quad k = 0,1,\ldots, N_p - 1 \quad (8)$$

Với $Y_P(k)$ và $X_P(k)$ là tín hiệu ngõ ra và ngõ vào tại sóng mang pilot thứ k.

Trong ước lượng kênh truyền dựa vào cấu trúc pilot dạng lược, một kỹ thuật nội suy hiệu quả là cần thiết để ước lượng kênh truyền tại những sóng mang con chứa dữ liệu bằng cách sử dụng thông tin kênh truyền từ những sóng mang con pilot. Trong bài báo này sử dụng giải thuật nội suy tuyến tính vì tính phổ biến và đơn giản của giải thuật. Đáp ứng tần số kênh truyền $H_e(k)$ tại sóng mang dữ liệu thứ k, $mL < k < (m+1)L$, bằng cách sử dụng nội suy tuyến tính được xác định như sau :

$$H_e(k) = H_e(mL+l) \qquad 0 \le l < L \quad (9)$$

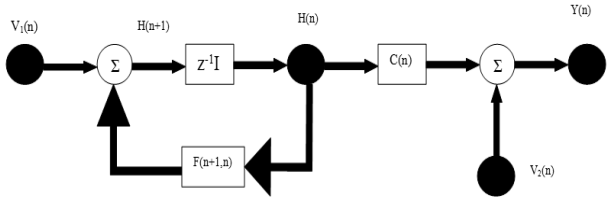
$$= (H_p(m+1) - H_p(m))\frac{l}{L} + H_p(m) \quad (10)$$



Hình 2. Pilot dạng lược.

III.ỨNG DỤNG BỘ LỌC KALMAN TRONG HỆ THỐNG ƯỚC LƯỢNG KÊNH TRUYỀN

Bộ lọc Kalman được sử dụng như một thuật toán ước lượng nhằm mục đích để tính toán giá trị đáp ứng xung kênh truyền về mặt tần số của pilot [12]. Giải thuật này được sử dụng cho hệ thống ước lượng sử dụng pilot dạng lược. Sau khi tính được giá trị đáp ứng kênh truyền tại các tần số của pilot, chúng ta sử dụng một trong các thuật toán nội suy để tính giá trị đáp ứng xung kênh truyền của các tần số sóng mang chứa dữ liệu. Giải thuật ước lượng cho bộ lọc thích nghi Kalman cho hệ thống pilot dạng lược trong hệ thống OFDM theo tiêu chuẩn WiMAX di động được mô tả và phân tích trong [13].



Hình 3. Mô hình ước lượng kênh truyền sử dụng bộ lọc thích nghi Kalman

IV.ỨNG DỤNG BỘ LỌC KALMAN MỞ RỘNG TRONG HỆ THỐNG ƯỚC LƯỢNG KÊNH TRUYỀN

A. Giới thiệu về bộ lọc Kalman mở rộng (Extended Kalman Filter- EKF)

Với sự ảnh hưởng của fading đa đường và độ dịch tần Doppler, đặc tính thay đổi của kênh truyền có thể không còn tuyến tính nữa. Do đó, trong một số mô hình phi tuyến, để vẫn ứng dụng được ưu điểm của thuật toán Kalman, một phiên bản cải tiến giải thuật Kalman là bộ lọc Kalman mở rộng hay giải thuật Kalman mở rộng (Extended Kalman Filter - EKF) [14]. Chúng ta có thể ước lượng đáp ứng xung kênh truyền trong miền tần số theo phương trình sau:

$$H(n+1) = F\big(n, H(n)\big) + v_1(n) \qquad (11)$$

$$Y(n) = C\big(n, H(n)\big) + v_2(n) \qquad (12)$$

Với *F(n,H(n))* và *C(n,H(n))* là ma trận chuyển tiếp và đo lường phi tuyến, là một hàm phụ thuộc vào đáp ứng kênh truyền *H(n)* với *n* là thời điểm tại vị trí OFDM thứ *n.*

Vì đáp ứng xung kênh truyền trong miền tần số là số phức. Không mất tính tổng quát chúng ta giả sử rằng $H(n)=e^{i\varepsilon(n)}$. Trong đó ε (n)={ ε_1(n), ε_2(n),…, ε_{Np}(n)} là một hàm số thực chưa biết. Do đó chúng ta có phương trình sau:

$$H(n) = \big[H_1(n), H_2(n), \dots, H_{Np}(n)\big]^T = \big[e^{i\varepsilon_1(n)}, e^{i\varepsilon_2(n)}, \dots, e^{i\varepsilon_{Np}(n)}\big]^T \qquad (13)$$

Theo công thức của tín hiệu khi đi qua kênh truyền, ta có phương trình sau:

$$Y(n) = X(n)H(n) + v_2(n) = X(n)e^{i\varepsilon(n)} + v_2(n) \qquad (14)$$

Với $v_2(n)$ là nhiễu cộng của kênh truyền.

Phương trình (14) cho thấy rằng *Y(n)* có quan hệ phi tuyến với giá trị mong muốn $\varepsilon(n)$. Phương trình (12) tương đương với phương trình (14), do đó ta có phương trình sau:

$$C\big(n, H(n)\big) = C\big(n, \varepsilon(n)\big) = X(n)e^{i\varepsilon(n)} \qquad (15)$$

Trong giải thuật này, $\varepsilon(n)$ cần được ước lượng, sau đó sử dụng giá trị này để tính đáp ứng xung kênh truyền theo công thức (13). Để ước lượng $\varepsilon(n)$, thực hiện xấp xĩ tuyến tính bằng cách sử dụng khai triển Taylor bậc nhất như sau:

$$Y(n) \approx C(n, \hat{\varepsilon}(n-1) + C'\big(n, \hat{\varepsilon}(n-1)\big)[\varepsilon(n) - \varepsilon n-1+w(n) \qquad (16)$$

Trong đó $\hat{\varepsilon}(n-1)$ là ước lượng của $\varepsilon(n-1)$, *C'(n)* là đạo hàm của *C(n).* Để ước lượng thông số $\varepsilon(n)$ sử dụng Kalman mở rộng trong mỗi kí tự OFDM, phương trình chuyển đổi trạng thái giả sử được xây dựng từ

$$\varepsilon(n+1) = \varepsilon(n) + d(n) \qquad (17)$$

Với *d(n)* là một vector với các phần tử là số thực được thêm vào nhằm xấp xĩ giá trị của véc tơ trạng thái phi tuyến. Với kết quả chứng minh trong [14], phương trình (17) được viết lại như sau :

$$\varepsilon(n+1) = f\big(n, \varepsilon(n)\big) + d(n) \qquad (18)$$

Trong đó $f\big(n, \varepsilon(n)\big) = \varepsilon(n)$. Từ đó ma trận chuyển tiếp *F(n+1,n)* được tính toán theo công thức (21). Ngoài ra, các tính toán khác trong quá trình ước lượng đáp ứng kênh truyền cho hệ thống sử dụng pilot dạng lược của phương pháp Kalman mở rộng tương tự với giải thuật ước lượng Kalman trong [13].

B. Đề xuất giải thuật ước lượng kênh truyền sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng:

+ Tại OFDM symbol đầu tiên: chúng ta sử dụng giải thuật ước lượng LS (least square) để tính đáp ứng xung kênh truyền tại kí tự OFDM đầu tiên

$$H_1 = \frac{Y_p}{X_p} \qquad (19)$$

Y_p là tín hiệu pilot ở phía thu, X_p là tín hiệu pilot phía phát. Sau khi tính được giá trị H_1, ta có

$$\varepsilon(1) = \frac{\ln(H_1)}{i} \qquad (20)$$

Đây được xem như điều kiện ban đầu của thuật toán Kalman mở rộng và các tính toán Kalman mở rộng được thực hiện từ kí tự OFDM thứ hai.

+ Tại các OFDM symbol khác (n>1): chúng ta chia làm 4 bước

Bước 1 : Chúng ta sẽ tính ma trận chuyển đổi trạng thái *F* và ma trận đo đạc *C(n)* dựa vào phương trình (18) và phương trình (15)

$$F(n+1,n) = \frac{\partial f(n,\varepsilon(n))}{\partial \varepsilon}|_{\varepsilon=\hat{\varepsilon}(n)} = I_d \quad (21)$$

$$C(n) = \frac{\partial C(n,\varepsilon)}{\partial \varepsilon}|_{\varepsilon=\hat{\varepsilon}(n-1)} = \frac{\partial (Xe^{i\varepsilon(n)})}{\partial \varepsilon}|_{\varepsilon=\hat{\varepsilon}(n-1)} = iXe^{i\hat{\varepsilon}(n-1)} \quad (22)$$

Với *F(n+1,n)* và *C(n)* là các phần tử đạo hàm của hàm phi tuyến *F* và *C* theo công thức xấp xỉ Taylor bậc 1. I_d là ma trận đơn vị có kích thước bằng kích thước của Pilot.

Bước 2: Tính toán các ma trận $G_f(n)$ và $\alpha(n)$ theo phương trình sau:

$$G_f = K(n,n-1)C^H(n)[C(n)K(n,n-1)C^H(n) + Q2n-1 \quad (23)$$

$$\alpha(n) = y(n) - C(n,\varepsilon(n)) \quad (24)$$

$$K(n) = [I - G_f(n)C(n)]K(n,n-1) \quad (25)$$

$$K(n+1,n) = F(n+1,n)K(n)F^H(n+1,n) + Q_1(n) \quad (26)$$

Bước 3: Chúng ta sẽ xác định đáp ứng kênh truyền *H* tại vị trí các sóng mang pilot theo các phương trình sau:

$$\hat{\varepsilon}(n) = F(n+1,n)\hat{\varepsilon}(n-1) + Re(K(n)\alpha(n) \quad (27)$$

$$H(n) = e^{i\hat{\varepsilon}(n)} \quad (28)$$

Bước 4: thực hiện giải thuật nội suy tuyến tính để tính đáp ứng kênh truyền tại vị trí sóng mang dữ liệu.

V. MÔ PHỎNG HỆ THỐNG OFDM THEO TIÊU CHUẨN WIMAX DI ĐỘNG

A. Các tham số trong mô phỏng

Bài báo sử dụng các tham số của tiêu chuẩn IEEE 802.16e để mô phỏng. Mô phỏng được thực hiện tại tần số 2.5 Ghz, với băng thông 20 MHz, mô hình indoor mô phỏng với vận tốc di chuyển 1 km/h và 4 km/h, mô hình pedestrian với vận tốc di chuyển 5km/h và 15 km/h. Các loại điều chế sử dụng gồm có 4-QAM, 16-QAM, 64 QAM. Mô phỏng sử dụng thông số BER (Bit Errror Rate) theo kĩ thuật Monte-Carlo với số lượng 100,000 bit đầu vào với số lần lặp bằng 5.

Bảng 1. Tham số mô phỏng

Thông số WiMAX di động	
Số sóng mang con	840
Kích thước FFT	1024
Điều chế sử dụng	4-QAM, 16-QAM, 64-QAM
Số lượng Pilot	210
Mô hình Fading	Indoor và pedestrian (Kênh truyền B)
Khoảng bảo vệ	256
Tần số phát	2.5 GHz
Băng thông	20 MHz

B. Mô hình kênh truyền theo tiêu chuẩn WiMAX di động

Các mô hình kênh truyền của được phân thành 2 mô hình: mô hình tính toán (mô hình kênh truyền A) và mô hình thực tế (Mô hình kênh truyền B). Mô hình thực tế dựa vào những thông số đã được đo đạc trong môi trường thực tế trong khi mô hình tính toán thực hiện tính toán các thông số kênh truyền thông qua những ước lượng toán học.

Mô hình kênh truyền cho WiMAX thường được dùng là mô hình kênh truyền SUI (Standford University Interim), mô hình được dùng để mô phỏng hệ thống IEEE 802.16-2004 (WiMAX cố định), và mô hình ITU-R (International Telecommunications Union - Radio) được phát triển theo khuyến cáo của ITU-R M.1225 [15]. Mô hình này được dùng để mô phỏng hệ thống IEEE 802.16e 2005 (WIMAX di động). Hệ thống WiMAX ban đầu được phát triển cho công nghệ IMT-2000, mô hình ITU-R được sử dụng để mô phỏng hệ thống WiMAX di động bởi vì WiMAX di động đã được chấp nhận như một trong các công nghệ của IMT-2000 vào tháng 10/2007 [16] . Kênh truyền ITU-R được chia làm nhiều tap (fading đa đường) với số lượng lớn nhất là 6 tap, mỗi một tap được phân biệt

bởi một độ trễ và hệ số công suất tín hiệu bị suy hao. Tín hiệu ngõ ra được xem như là tổng của tất cả các tín hiệu mà đã bị suy hao hay bị trễ của tín hiệu gốc ban đầu. Tap đầu tiên mô tả cho tín hiệu LOS (Light of Site) tương ứng với tín hiệu có công suất lớn nhất và độ trễ nhỏ nhất, theo [17] thì 3 mô hình khác nhau được sử dụng để mô phỏng là mô hình trong nhà (indoor), mô hình bên ngoài (outdoor) gồm có mô hình di chuyển của người đi bộ (pedestrian) và mô hình di chuyển của phương tiện vận chuyển (mô hình vehicular). Trong bài báo này sử dụng mô hình kênh truyền B của mô hình indoor và outdoor (pedestrian) cho mô phỏng và tính toán.

Bảng 2. Mô hình kênh truyền Indoor

Tap	*Channel A*		*Channel B*	
	Delay(ns)	*Power (dB)*	*Delay (ns)*	*Power (dB)*
1	0	0	0	0
2	50	-3	100	-3.6
3	110	-10	200	-7.2
4	170	-18	300	-10.8
5	290	-16	500	-18
6	310	-32	700	-25.2

Bảng 3. Mô hình kênh truyền Pedestrian

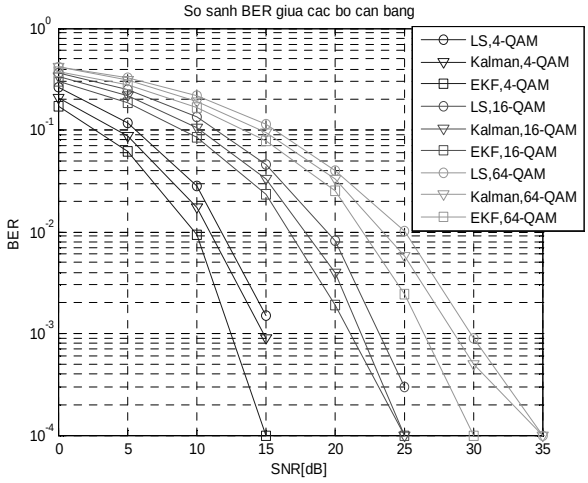
Tap	*Channel A*		*Channel B*	
	Delay (ns)	*Power (dB)*	*Delay (ns)*	*Power (dB)*
1	0	0	0	0
2	110	-9.7	200	-0.9
3	190	-19.2	800	-4.9
4	410	-22.8	1200	-8
5	-	-	2300	-7.8
6	-	-	3700	-23.9

VI. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ NHẬN XÉT

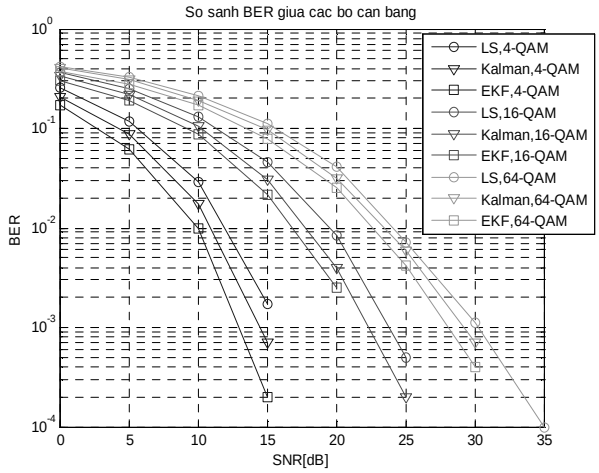
A. Kênh truyền theo mô hình Indoor

Trong môi trường này, vận tốc di chuyển được sử dụng là 1km/h và 4 km/h. Các thông số được sử dụng để mô phỏng vẫn không thay đổi. Kết quả mô phỏng được biểu diễn ở Hình 4 và Hình 5.

Dựa vào kết quả thu được, chúng ta thấy rằng phương pháp ước lượng sử dụng Kalman mở rộng cho kết quả tốt nhất khi so với phương pháp ước lượng Kalman và LS.



Hình 4. So sánh BER cho kênh truyền indoor với vận tốc di chuyển 1 km/h



Hình 5. So sánh BER cho kênh truyền indoor với vận tốc di chuyển 4km/h

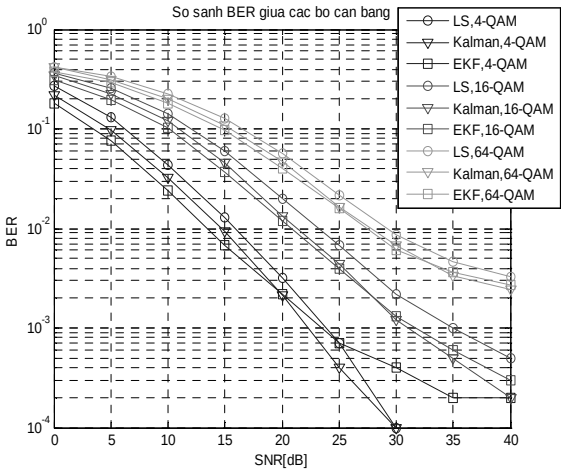
Điều này có thể kết luận trong môi trường indoor, điều kiện fading với độ dịch tần Doppler thấp (tốc độ di chuyển chậm) thì bộ cân bằng EKF cho kết quả tốt nhất và cả hai bộ cân bằng EKF và Kalman đều cho kết quả tốt hơn bộ cân bằng LS.

B. Kênh truyền theo mô hình Pedestrian

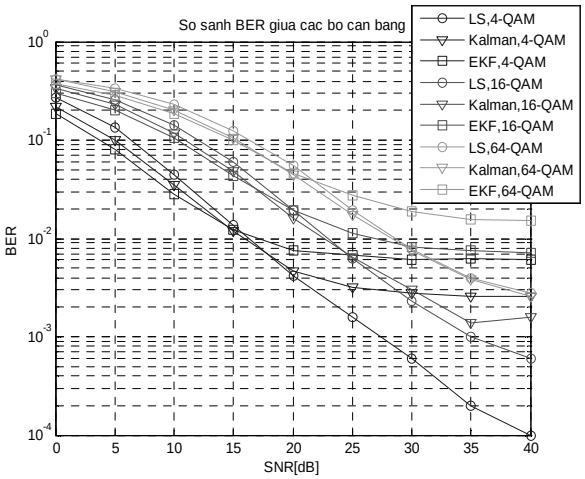
Trong kênh truyền này, bài báo sử dụng vận tốc di chuyển lần lượt là 5 km/h và 15 km/h tương ứng với độ dịch tần Doppler thấp và cao. So sánh kết quả BER trong 3 kiểu điều chế, với vận tốc 5km/h (hình 6), bộ ước lượng EKF cho kết quả tốt nhất với SNR nhỏ hơn

20dB trong điều chế 4-QAM, với SNR lớn hơn 20dB thì EKF không cho kết quả tốt bằng bộ cân bằng LS và Kalman. Trong điều chế 16-QAM và 64-QAM, bộ cân bằng Kalman và EKF vẫn cho kết quả tốt hơn LS tuy nhiên lúc này Kalman và EKF cho kết quả gần giống nhau.

Với trường hợp vận tốc di chuyển 15km/h, so sánh kết quả BER (Hình 7), các giải thuật ước lượng Kalman và EKF cho kết quả tốt với SNR nhỏ hơn 15dB, còn lại bộ cân bằng LS cho kết quả tốt hơn bộ ước lượng Kalman và EKF. Điều này có thể giải thích như sau:



Hình 6. So sánh BER cho kênh truyền pedestrian với vận tốc di chuyển 5 km/h



Hình 7. So sánh BER cho kênh truyền pedestrian với vận tốc di chuyển 15 km/h

Khi vận tốc di chuyển cao thì độ dịch tần Doppler lớn trong điều kiện fading đa đường gây mất trực giao giữa các tần số sóng mang. Giải thuật Kalman và EKF tính toán dựa vào thông tin trạng thái trước đó để ước lượng trạng thái hiện tại với một mô hình toán cho trước (ma trận chuyển tiếp và đo lường, nhiễu đo đạc, nhiễu tiến trình,…). Tuy nhiên với điều kiện kênh truyền thay đổi nhanh với độ dịch tần Doppler lớn thì việc ứng dụng các giải pháp Kalman và EKF không còn tốt nữa khi so sánh với bộ ước lượng LS vì mô hình toán hay các giả sử của Kalman và EKF không còn đúng nữa. Trường hợp này, bộ ước lượng Kalman và EKF sẽ dẫn đến sai số và sai số này được tích lũy dần từ giải thuật có tính chất đệ qui dẫn đến kết quả sai số càng tăng. Kết quả của EKF lúc này sẽ xấu hơn cả Kalman do sai số của EKF còn nguyên nhân từ sự tuyến tính hóa của giải thuật Kalman. Trong khi đó bộ ước lượng LS lại có kết quả càng tốt khi mức SNR càng tăng hay công suất nhiễu càng giảm.

Như vậy đối với môi trường indoor có độ dịch tần thấp, đáp ứng kênh truyền không thay đổi nhanh thì các bộ lọc thích nghi cho kết quả tốt vì giải thuật tính toán dựa vào sự so sánh với thời điểm trước đó và sai số hiện tại. Giải thuật các bộ lọc thích nghi điều chỉnh cho trạng thái ước lượng tốt với độ chính xác cao hơn những bộ ước lượng truyền thống. Còn với môi trường pedestrian khi các độ trãi trễ và suy hao lớn hơn so với môi trường indoor, bộ lọc thích nghi như Kalman hay EKF vẫn cho kết quả tốt khi độ dịch tần thấp, tuy nhiên khi môi trường fading nhanh với độ dịch tần cao (tốc độ di chuyển lớn), lúc này đáp ứng kênh truyền thay đổi nhanh hơn so với thời điểm trước đó thì giải thuật Kalman không có kết quả tốt và sai số cho giải thuật Kalman được lũy tiến dẫn đến kết quả không tốt so với những bộ ước lượng truyền thống.

VII. KẾT LUẬN

Bài báo đã phân tích các bộ ước lượng thích nghi sử dụng bộ lọc Kalman và Kalman mở rộng (EKF). Các thông số mô phỏng dựa trên tiêu chuẩn 802.16e và mô phỏng tại tần số 2.5GHz với băng thông 20MHz. Bài báo đã mô phỏng ứng dụng các bộ ước

lượng thích nghi dựa vào bộ lọc Kalman trong môi trường fading với vận tốc di chuyển khác nhau (tương ứng với độ dịch tần Doppler khác nhau). Với môi trường fading với tốc độ di chuyển thấp (môi trường indoor), Bộ ước lượng EKF cho kết quả tốt nhất. Với môi trường pedestrian, các bộ ước lượng vẫn cho kết quả chấp nhận được với độ dịch tần thấp (tốc độ di chuyển chậm). Với độ dịch tần cao thì các bộ cân bằng cho kết quả không tốt và có sai số lớn.

Với những ưu điểm và hạn chế của bộ lọc thích nghi Kalman và EKF, ngoài những ưu điểm được đề xuất có thể nâng cao chất lượng hệ thống, để khắc phục những nhược điểm của giải thuật Kalman, bài báo đề xuất nên hạn chế sử dụng giải thuật bộ lọc thích nghi khi phát hiện môi trường fading quá nhanh, có thể kết hợp giữa bộ ước lượng thích nghi và truyền thống và sử dụng linh hoạt tùy điều kiện kênh truyền. Đây cũng là một trong những hướng nghiên cứu tiếp theo của bài báo nhằm khắc phục được trong môi trường fading với độ dịch tần Doppler lớn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] WIMAX FORUM, "*Mobile WiMAX - Part 1: A Technical Overview and Performance Evaluation*", August 2006, pp. 32-34.

[2] WIMAX FORUM, "*WiMAX System Evaluation Methodology*", Version 2.1, July 2008.

[3] DANIEL LARRSON, "*Analysis of channel estimation methods for OFDMA*", Master of Science Thesis, Stockholm, Sweden 2006-12-19.

[4] "*Air Interface for Broadband Wireless Access Systems*", IEEE STANDARD for Local and metropolitan area networks, Approved May 2009.

[5] ALTERA CORPORATION, "*Channel Estimation & Equalization for WiMAX*", Application Note 434 Version 1.1, May 2007.

[6] YUSHI SHEN AND ED MARTINEZ, "*WiMAX Channel Estimation: Algorithms and Implementations*", Document Number: AN3429, Application Note, Freescale Semiconductor.

[7] SINEM COLERI, MUSTAFA ERGEN, ANUJ PURI, AND AHMAD BAHAI,"*Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems*" IEEE transactions on broadcasting, vol. 48, no. 3, september 2002.

[8] MUHAMMAD SAAD AKRAM, "*Pilot-based Channel Estimation in OFDM*", Systems Master Thesis, Nokia Denmark, 2007.

[9] K. ELANGOVAN AND DR. PLK PRIYADARSINI, "*Performance Enhancement Technique for OFDM using channel estimation technique*", international Journal of Engineering Science and Technology , Vol. 2(8), 2010.

[10] HALA M. MAHMOUD, ALLAM S. MOUSA AND V RASHID SALEEM, "*Channel Estimation Based in Comb-Type Pilots Arrangement for OFDM System over Time Varying Channel*", Journal of networks, Vol. 5, No. 7, July 2010

[11] GREG WELCH, GARY BISHOP, "An Introduction to the Kalman Filter", UNC-Chapel Hill, TR 95-041, July 2006.

[12] M. HUANG, X. CHEN, L. XIAO, S. ZHOU AND J. WANG, "*Kalman Filter Based Channel Estimation For Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems In Time-Varying Channels*", IET Communication, Vol. 1, No. 4, August 2007.

[13] QUANG NGUYEN-DUC, LIEN PHAM-HONG, THANG NGUYEN-MANH, TRA LUU-THANH, "*An Optimal Algorithm of Estimation Channel Combining Kalman Filter with Adaptive Guard Interval for Mobile WiMAX Standard*", the 9th IEEE-RIVF International Conference on Computing and Communication Technologies, Ho Chi Minh city, February 2012.

[14] V.JAGAN NAVEEN AND K.RAJARAJESWARI, "*ICI Reduction using Extended Kalman Filter in OFDM System*", International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 17– No.7, March 2011.

[15] "*Channel models for Fixed Wireless Application*," IEEE 802.16.3c - 01/29r4, July, 2001.

[16] F. WANG, A. GHOSH, "*Mobile WiMAX Systems: Performance and Evolution*", IEEE Communications Magazine, vol. 46, no.10, October 2008, pp.41-49.

[17] REBECA, M.COLDA, TUDOR PALADE, *"Transmission Performance Evaluation of Mobile WiMAX Pedestrian Environments"*, the 17th Telecommunications forum TELFOR, Serbia, Belgrade, November, 2009.

Nhận bài ngày: 28/02/2012

SƠ LƯỢC VỀ TÁC GIẢ

NGUYỄN ĐỨC QUANG

Sinh năm 1983.

Tốt nghiệp đại học năm 2006 chuyên ngành Điện tử - Viễn Thông và thạc sĩ kĩ thuật năm 2008 tại Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM; Đang là nghiên cứu sinh tại bộ môn Viễn Thông của cùng Trường Đại học Bách Khoa TPHCM từ năm 2009.

Hiện công tác tại Công ty thông tin di động Việt Nam (Mobifone)

Hướng nghiên cứu : WIMAX, ước lượng kênh truyền và hệ thống thống thông tin di động

E-mail : quangnd@vms.com.vn;

Điện thoại : 0933465140

PHẠM HỒNG LIÊN

Sinh năm 1957.

Tốt nghiệp đại học năm 1979, nhận bằng tiến sĩ kĩ thuật tại Đại học Slovakia năm 1993, được phong Phó Giáo sư năm 2006.

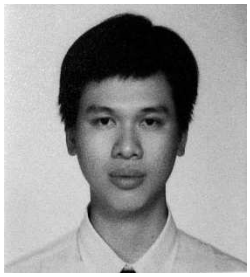
Hiện là Phó trưởng Khoa Điện – Điện Tử Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật TP.HCM

Hướng nghiên cứu: Tổng đài, hệ thống thông tin di động, mạng máy tính

Email: phamhonglien2005@yahoo.com

Điện thoại: 0988202124

LƯU THANH TRÀ



Sinh năm 1978.

Tốt nghiệp Đại học năm 2001, nhận bằng thạc sĩ tại Đại học Paris 6, Pháp và nhận bằng tiến sĩ năm 2006 tại Ecole Nationale Supérieure Telecommunications (ENST), Paris, chuyên ngành mạng viễn thông.

Hiện đang là giảng viên Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM.

Hướng nghiên cứu: Mạng máy tính, mạng truyền dẫn

Email: luu@hcmut.edu.vn

Điện thoại: 0908575476