

Kỹ thuật ước lượng MAP kết hợp giữa độ lệch tần số sóng mang và kênh truyền trong hệ thống truyền dẫn MIMO-OFDM song công

A Map Joint Estimation of Cfo and Channel in MIMO-OFDM Full-Duplex Transmissions

Bùi Thị Minh Tú^{1*}, Nguyễn Duy Nhật Viễn¹, Nguyễn Lê Hùng²

¹Trường Đại học Bách khoa, Đại học Đà Nẵng.

²Ban Khoa học, Công nghệ và Môi trường, Đại học Đà Nẵng

Đến Tòa soạn: 20-6-2016; chấp nhận đăng: 28-02-2017

Tóm tắt

Bài báo này nghiên cứu và phát triển một giải thuật ước lượng hậu nghiệm cực đại MAP (maximum-a-posteriori) kết hợp giữa độ lệch tần số sóng mang CFO (carrier frequency offset) và kênh truyền theo hướng tiếp cận Bayesian trong hệ thống truyền dẫn ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) song công đa anten MIMO (multiple-input multiple-output). Trong truyền dẫn OFDM, CFO làm xuất hiện giao thoa liên sóng mang ICI (inter-carrier interference) và gây ra lỗi sàn không thể suy giảm được. Trong hệ thống truyền dẫn song công, giao thoa tự tương tự tồn đọng SI (residual self-interference) sau khi được triệt ở tầng vô tuyến sẽ tác động như một nhiễu cộng và giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR (signal-to-noise). Bài báo còn đưa ra các phân tích và kết quả bằng số về độ chính xác của giải thuật ước lượng đề xuất thông qua sai số bình phương trung bình MSE (mean square error) và tỷ lệ lỗi bit BER (bit error rate). Các kết quả mô phỏng cho thấy giải thuật đề xuất có hiệu năng tốt (BER của tín hiệu mong muốn) và hiệu quả triệt SI và CFO tốt trong dải rộng của SNR và CFO.

Từ khóa: Full-duplex, CFO, MIMO, OFDM, self-interference, MAP, ML.

Abstract

This paper studies and develops the joint maximum-a-posteriori (MAP) estimation algorithm of carrier frequency offset (CFO) and block-fading channel responses using the Bayesian approach in full-duplex multiple-input multiple-output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. OFDM transmissions are highly susceptible to carrier frequency offset that also introduces inter-carrier interference (ICI) and gives an irreducible error floor in receiver performance. In the full-duplex wireless system, residual self-interference (SI) after radio-frequency (RF) cancellation stage will act as an additional noise and reduces the operating signal-to-noise ratio (SNR). This paper also provides analytical and numerical results of the proposed estimation accuracy (mean square error (MSE) and bit error rate (BER)). The simulation results show that, the proposed algorithm can offer good performance (BER of desire signal) and good SI and CFO cancellation performance for a large SNR or CFO range

Keywords: Full-duplex, CFO, MIMO, OFDM, self-interference, MAP, ML.

1. Giới thiệu

Kỹ thuật truyền dẫn OFDM đã khẳng định vị thế của nó trong truyền thông vô tuyến băng rộng, tốc độ cao. Vì vậy, hơn vài thập kỷ qua, các vấn đề trong hệ thống OFDM đã liên tục được nghiên cứu và đề xuất, trong đó nổi trội là kỹ thuật ước lượng kênh [1, 2]. Các kỹ thuật ước lượng kênh trong hệ thống OFDM này được đề xuất từ các hệ thống đơn anten đến đa anten, từ mạng đơn tế bào đến đa tế bào, từ đơn chặng đến đa chặng [3] ... Tuy nhiên, các nghiên cứu này tập trung trong các hệ thống truyền dẫn vô tuyến bán công (half-duplex) với tín hiệu phát và tín hiệu thu được ấn định trong hai khe thời gian hoặc hai dải tần khác nhau [1-3].

Gần đây, truyền dẫn song công (full-duplex) được xem như một ứng viên đầy hứa hẹn cho truyền thông vô tuyến thế hệ sau [4]. Trong nguyên lý song công, tín hiệu phát và thu có thể được truyền đồng thời cùng dải tần, điều này khiến hiệu quả phổ được tăng gấp đôi [6]. Tuy nhiên, truyền dẫn song công lại phát sinh tín hiệu tự giao thoa (self-interference) rất lớn tại anten thu [6] và thông tin trạng thái kênh CSI (channel state information) là cần thiết để triệt giao thoa và tách tín hiệu.

Mặc dù có nhiều ưu điểm nổi trội, kỹ thuật truyền dẫn OFDM lại rất nhạy cảm với độ lệch tần số sóng mang CFO (Carrier Frequency Offset) do sự biến thiên về tần số sóng mang của các bộ dao động nội [7]. Sự

* Corresponding author: Tel.: (+84) 913.5931.935
Email: btmtu@dut.udn.vn

hiện diện của CFO làm xoay pha trong miền thời gian và chuyển dịch thành giao thoa liên sóng mang ICI (Inter-Carrier Interference) trong miền tần số. Vì vậy, để bù CFO và khôi phục được tín hiệu thì CFO và đáp ứng kênh truyền phải được ước lượng tại máy thu.

Trong công trình [8], các tác giả đã phát triển kỹ thuật ước lượng kênh trên cơ sở ML (maximum-likelihood) theo tiếp cận Bayesian kết hợp giữa đáp ứng kênh truyền mong muốn, đáp ứng kênh truyền tự giao thoa và CFO cho hệ thống truyền dẫn MIMO-OFDM song công.

Khác với [8, 9] và [10], trong bài báo này, chúng tôi đề xuất kỹ thuật ước lượng MAP (maximum-a-posteriori) theo tiếp cận Bayesian kết hợp giữa đáp ứng kênh truyền mong muốn, đáp ứng kênh truyền tự giao thoa và CFO cho hệ thống truyền dẫn MIMO-OFDM song công.

Lưu ý: Trong bài báo này, \mathbf{X}^T và \mathbf{X}^H ký hiệu phép chuyển vị và hermitian của ma trận \mathbf{X} , $E(.)$ là toán tử kỳ vọng, $\text{tr}(\mathbf{X})$ biểu diễn phép tính trace của ma trận \mathbf{X} . $\|\mathbf{X}\|$ và $\|\mathbf{X}\|_F$ là định thức và Frobenius norm của ma trận \mathbf{X} . $[\mathbf{X}]_{i,j}$ biểu diễn phần tử thứ (i,j) của ma trận \mathbf{X} . $\mathbf{R}_x = E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)$ là hiệp phương sai của ma trận \mathbf{X} . \mathbf{I}_y là ma trận đơn vị có y dòng. $\text{Re}\{\cdot\}$ và $\text{Im}\{\cdot\}$ là phần thực và phần ảo. \otimes biểu diễn toán tử Kronecker. $p(x)$ là hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên x . $\text{diag}(\cdot)$ là phép lấy các phần tử trên đường chéo.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau. Trong phần 2 và phần 3, chúng tôi lần lượt trình bày mô hình và đề xuất giải thuật ước lượng. Trong phần 4, chúng tôi sẽ kiểm chứng các kết quả phân tích bằng các kết quả mô phỏng bằng phần mềm Matlab. Cuối cùng, chúng tôi trình bày các kết luận trong phần 5.

2. Mô hình hệ thống

Xét hệ thống truyền thông vô tuyến song công MIMO-OFDM chịu ảnh hưởng bởi độ lệch tần số sóng mang như mô tả trong Hình 1. Trong hệ thống này, giả sử tín hiệu tự giao thoa được loại bỏ một phần từ tầng vô tuyến RF (radio frequency) nhưng vẫn tồn tại trong tín hiệu băng gốc thu được tại máy thu [8]. Vì vậy, việc triệt tiêu tín hiệu tự giao thoa trong tín hiệu băng gốc yêu cầu phải có được đáp ứng kênh truyền và độ lệch tần số sóng mang giữa các node.

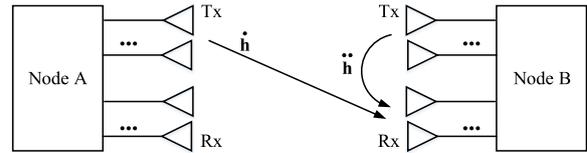
Trong hệ thống truyền thông vô tuyến song công được xét, mỗi node trang bị N_t anten phát và N_r anten thu. Truyền dẫn OFDM sử dụng FFT (Fast Fourier Transform) N điểm. Giả sử các kênh vô tuyến giữa hai node (A và B) qua kênh fading đa đường biến đổi chậm (không đổi trong 01 khung truyền OFDM). Sau khi tiến hành IFFT (inverse FFT) và chèn tiền tố vòng CP

(cyclic prefix) (CP), các tín hiệu băng gốc được phát của mẫu OFDM thứ m tại anten phát thứ t của node A và node B được ký hiệu lần lượt là $\tilde{x}_{n,m}^{[t]}$ và $\tilde{x}_{k,m}^{[t]}$. Vậy, tín hiệu phát có thể biểu diễn như sau:

$$\tilde{x}_{n,m}^{[t]} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}_{k,m}^{[t]} e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (1)$$

$$\tilde{x}_{k,m}^{[t]} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{X}_{k,m}^{[t]} e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (2)$$

với $n \in \{-N_g, \dots, 0, \dots, N-1\}$, N_g là độ dài CP, $\tilde{X}_{k,m}^{[t]}$, $\tilde{X}_{n,m}^{[t]}$ là sóng mang con của dữ liệu (hoặc pilot) thứ k trong ký tự OFDM thứ m tại anten phát thứ t của node B và node A một cách lần lượt.



Hình 1. Mô hình hệ thống truyền dẫn vô tuyến song công.

Khi có độ lệch tần số sóng mang, mẫu thu thứ n của ký tự OFDM thứ m tại anten thu thứ r của node B có thể được biểu diễn như sau:

$$y_{n,m}^{[r]} = e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N}(n+N_g+mN_s)} \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{l,m}^{[r,t]} \tilde{x}_{n-l,m}^{[t]} + z_{n,m}^{[r]} + \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{l,m}^{[r,t]} \tilde{x}_{n-l,m}^{[t]} + z_{n,m}^{[r]}, \quad (3)$$

với $\tilde{h}_{l,m}^{[r,t]}$ là đáp ứng kênh đường thứ l trong ký tự OFDM thứ m từ anten phát thứ t của node sang anten thu thứ r của node B (kênh của tín hiệu mong muốn). Tương tự, $\tilde{h}_{l,m}^{[r,t]}$ là độ lợi đáp ứng kênh của tuyến tự giao thoa (từ các anten phát của node A về lại các anten thu của chính nó). $z_{n,m}^{[r]}$ là nhiễu trắng cộng phân bố Gauss AWGN (Additive White Gaussian Noise) có kỳ vọng bằng 0 và phương sai N_o . L và \tilde{L} biểu thị số đường dẫn tương đương của kênh mong đợi và kênh tự giao thoa. Δf và $\varepsilon = \Delta f NT$ lần lượt là CFO tuyệt đối và CFO chuẩn hóa (trong bài báo này, chúng tôi tập trung vào CFO chuẩn hóa và gọi tắt là CFO). T là chu kỳ lấy mẫu của hệ thống. Trong phương trình (3), ta thấy rằng tín hiệu thu tại node B gồm 3 thành phần: thành phần thứ nhất là tín hiệu mong muốn nhận được từ node A, thành phần thứ hai là tín hiệu tự giao thoa từ chính anten phát của node B quay về anten thu của chính node đó, và thành phần thứ 3 là nhiễu trắng cộng phân bố Gauss.

3. Ước lượng Bayesian cho đáp ứng kênh và độ lệch tần số sóng mang

Trong ước lượng Bayesian, đáp ứng kênh và CFO được xem là các biến ngẫu nhiên được ước lượng với các đặc tính thống kê được biết trước. Từ (3), ta đặt $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_{m_1}^T, \dots, \mathbf{y}_{m_p}^T]^T$, $\mathbf{y}_{m_i} = [\mathbf{y}_{m_i}^{[1]}, \dots, \mathbf{y}_{m_i}^{[N_r]}]$ là ma trận tín hiệu thu của P ký tự pilot. Ta có, \mathbf{Y} được biểu diễn dưới dạng ma trận như sau:

$$\mathbf{Y} = \Phi \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{Z}, \quad (4)$$

Trong đó:

$$\Phi = [\Phi, \check{\Phi}], \quad (5)$$

$$\Phi = \text{diag}(\Phi_{m_1}, \dots, \Phi_{m_p}), \check{\Phi} = \text{diag}(\check{\Phi}_{m_1}, \dots, \check{\Phi}_{m_p}),$$

$$\Phi_{m_p} = \mathbf{1}_{N_r} \otimes \left[e^{j\frac{2\pi\tilde{\varepsilon}}{N}(0+N_g+m_p N_s)}, \dots, e^{j\frac{2\pi\tilde{\varepsilon}}{N}(N-1+N_g+m_p N_s)} \right]^T,$$

$$\check{\Phi}_{m_p} = \mathbf{1}_{N_r} \otimes \left[e^{j\frac{2\pi\tilde{\varepsilon}}{N}(0+N_g+m_p N_s)}, \dots, e^{j\frac{2\pi\tilde{\varepsilon}}{N}(N-1+N_g+m_p N_s)} \right]^T,$$

$$\mathbf{H} = \text{diag}(\mathbf{H}, \check{\mathbf{H}}), \quad (6)$$

với $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_{m_1}^{[1,1]}, \dots, \mathbf{h}_{m_1}^{[1,N_t]}; \dots; \mathbf{h}_{m_p}^{[1,1]}, \dots, \mathbf{h}_{m_p}^{[1,N_t]}]$,

$$\check{\mathbf{H}} = [\check{\mathbf{h}}_{m_1}^{[1,1]}, \dots, \check{\mathbf{h}}_{m_1}^{[1,N_t]}; \dots; \check{\mathbf{h}}_{m_p}^{[1,1]}, \dots, \check{\mathbf{h}}_{m_p}^{[1,N_t]}],$$

$$\mathbf{h}^{[r,t]} = \left[[\mathbf{h}_0^{[r,t]}]^T, \dots, [\mathbf{h}_{L-1}^{[r,t]}]^T \right]^T,$$

$$\check{\mathbf{h}}^{[r,t]} = \left[[\check{\mathbf{h}}_0^{[r,t]}]^T, \dots, [\check{\mathbf{h}}_{L-1}^{[r,t]}]^T \right]^T$$

$$\mathbf{h}_l^{[r,t]} = \left[[\mathbf{h}_{l,m_1}^{[r,t]}]^T, \dots, [\mathbf{h}_{l,m_p}^{[r,t]}]^T, \dots, [\mathbf{h}_{l,m_p}^{[r,t]}]^T \right]^T,$$

$$\check{\mathbf{h}}_l^{[r,t]} = \left[[\check{\mathbf{h}}_{l,m_1}^{[r,t]}]^T, \dots, [\check{\mathbf{h}}_{l,m_p}^{[r,t]}]^T, \dots, [\check{\mathbf{h}}_{l,m_p}^{[r,t]}]^T \right]^T,$$

$$\mathbf{X} = \text{diag}(\mathbf{X}, \check{\mathbf{X}}), \quad (7)$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_{m_1}^{[1]}, \dots, \mathbf{X}_{m_1}^{[N_r]}; \dots; \mathbf{X}_{m_p}^{[1]}, \dots, \mathbf{X}_{m_p}^{[N_r]}],$$

$$\check{\mathbf{X}} = [\check{\mathbf{X}}_{m_1}^{[1]}, \dots, \check{\mathbf{X}}_{m_1}^{[N_r]}; \dots; \check{\mathbf{X}}_{m_p}^{[1]}, \dots, \check{\mathbf{X}}_{m_p}^{[N_r]}],$$

$$\mathbf{X}_{m_p}^{[t]} = [\mathbf{x}_{0,m_p}^{[t]}, \dots, \mathbf{x}_{L-1,m_p}^{[t]}],$$

$$\mathbf{x}_{l,m_p}^{[t]} = \text{diag}(\mathbf{x}_{0-l,m_p}^{[t]}, \dots, \mathbf{x}_{N-1-l,m_p}^{[t]}),$$

$$\check{\mathbf{X}}_{m_p}^{[t]} = [\check{\mathbf{x}}_{0,m_p}^{[t]}, \dots, \check{\mathbf{x}}_{L-1,m_p}^{[t]}],$$

$$\check{\mathbf{x}}_{l,m_p}^{[t]} = \text{diag}(\check{\mathbf{x}}_{0-l,m_p}^{[t]}, \dots, \check{\mathbf{x}}_{N-1-l,m_p}^{[t]}), \text{ và}$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_{m_1}^T, \dots, \mathbf{z}_{m_p}^T]^T, \quad (8)$$

với: $\mathbf{z}_{m_i} = [\mathbf{z}_{m_i}^{[1]}, \dots, \mathbf{z}_{m_i}^{[N_r]}]$.

Từ các mẫu thu được (4) trong miền thời gian, ta tiến hành phương pháp ước lượng Bayesian kết hợp cho đáp ứng kênh truyền và độ lệch tần số sóng mang sử dụng nguyên lý ước lượng MAP [11]. Ước lượng MAP của đáp ứng kênh truyền và độ lệch tần số sóng mang có thể được xác định như sau:

$$\{\hat{\mathbf{h}}, \hat{\varepsilon}\} = \underset{\mathbf{h}, \varepsilon}{\text{argmax}} \ln p(\mathbf{h}, \varepsilon | \mathbf{y}), \quad (9)$$

$$\text{trong đó } p(\mathbf{h}, \varepsilon | \mathbf{y}) = \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{h}, \varepsilon) p(\mathbf{h}) p(\varepsilon)}{p(\mathbf{y})}.$$

Như vậy, ước lượng MAP của đáp ứng kênh và độ lệch tần số sóng mang có thể được xác định bởi:

$$\{\hat{\mathbf{h}}, \hat{\varepsilon}\} = \underset{\mathbf{h}, \varepsilon}{\text{argmax}} \ln [p(\mathbf{y} | \mathbf{h}, \varepsilon) p(\mathbf{h}) p(\varepsilon)], \quad (10)$$

với:

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{h}, \varepsilon) = \frac{1}{\pi^{NP} |\mathbf{R}_z|} \exp\left(-[\mathbf{y} - \Phi \mathbf{X} \mathbf{h}]^H \mathbf{R}_z^{-1} [\mathbf{y} - \Phi \mathbf{X} \mathbf{h}]\right),$$

$$p(\mathbf{h}) = \frac{1}{\pi^{QL} |\mathbf{R}_h|} \exp\left(-\mathbf{h}^H \mathbf{R}_h^{-1} \mathbf{h}\right), \quad \mathbf{R}_h = \mathbf{E}(\mathbf{h} \mathbf{h}^H),$$

$p(\varepsilon) = \frac{1}{2\varepsilon_0}$ và ε có phân bố đồng nhất trong dải giá trị của độ lệch tần số sóng mang $[-\varepsilon_0, \varepsilon_0]$.

Từ (10), ta tính được:

$$\{\hat{\mathbf{h}}, \hat{\varepsilon}\} = \underset{\mathbf{h}, \varepsilon}{\text{argmin}} f_{MAP}(\mathbf{h}, \varepsilon) \quad (11)$$

với

$$f_{MAP}(\mathbf{h}, \varepsilon) = \frac{1}{N_o} \|\mathbf{y} - \Phi \mathbf{X} \mathbf{h}\|^2 + \mathbf{h}^H \mathbf{R}_h^{-1} \mathbf{h}. \quad (12)$$

Đạo hàm $f_{MAP}(\mathbf{h}, \varepsilon)$ theo \mathbf{h}^H và cho bằng 0, ta tìm được ước lượng của đáp ứng kênh và độ lệch tần số sóng mang như sau:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X} + \mathbf{R}_h^{-1} N_o)^{-1} \mathbf{X}^H \Phi^H \mathbf{y}. \quad (13)$$

Thay (13) vào (12), độ lệch tần số sóng mang có thể được xác định bởi bài toán sau:

$$\hat{\varepsilon} = \underset{-\varepsilon_0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_0}{\text{argmax}} g_{MAP}(\varepsilon), \quad (14)$$

với

$$g_{MAP}(\varepsilon) = \mathbf{y}^H \Phi \mathbf{X}^\dagger \Phi^H \mathbf{y} \quad \text{và}$$

$$\mathbf{X}^\dagger = \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X} + N_o)^{-1} \mathbf{X}^H.$$

Sau khi ước lượng độ lệch tần số sóng mang trong công thức (14), thay vào công thức (13), ta tìm được ước lượng đáp ứng kênh truyền $\hat{\mathbf{h}}$.

4. Kết quả mô phỏng và thảo luận

Theo các thông số của hệ thống 3GPP-LTE, ước lượng kết hợp đáp ứng kênh truyền và độ lệch tần số sóng mang cho hệ thống truyền dẫn song công MIMO-OFDM được tiến hành mô phỏng. Hệ thống truyền dẫn đa sóng mang OFDM sử dụng 256 sóng mang con trong với tần số lấy mẫu $f_s = 3.84\text{MHz}$ và tần số sóng mang $f_c = 2.11\text{GHz}$. Độ dài CP cho mỗi ký tự OFDM là 20 mẫu ($N_g=20$) [12]. Giá trị độ lệch tần số sóng mang được tạo ngẫu nhiên trong dải $[-\varepsilon_0, \varepsilon_0]$ với $\varepsilon_0 = 0.5$. Trong mỗi cụm $M=7$ ký tự OFDM (dữ liệu và pilot) sử dụng $P=2$ ký tự pilot. Hệ thống sử dụng kiểu

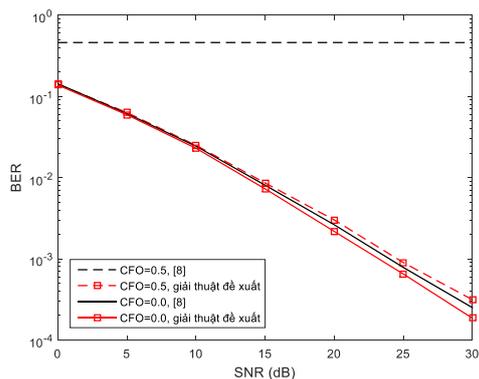
điều chế 64-QAM. Tỷ số công suất thu của tín hiệu mong muốn và tín hiệu tự giao thoa tòn độn là -20dB. Các kết quả được lấy giá trị trung bình hơn 1000 lần mô phỏng. Mặc dù kỹ thuật ước lượng kết hợp CFO và kênh truyền đã được nghiên cứu một cách phổ biến, tuy nhiên, trong hệ thống truyền dẫn song công MIMO cho đến thời điểm này chỉ mới có vài công trình cụ thể là [8], [9] và [10]. Trong đó, công trình [8] chỉ ước lượng ML cho kênh truyền song công mà không tiến hành ước lượng CFO, còn các công trình [9] và [10] là của nhóm tác giả. Vì vậy, để thể hiện tính khách quan, trong phần này, chúng tôi chỉ tập trung vào so sánh với công trình [8] trong một số trường hợp.

Hình 2 biểu diễn tỷ lệ lỗi bit BER theo tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR với tín hiệu điều chế 64-QAM tại bên thu sau khi đã được khôi phục. Ta thấy rằng, phương pháp ước lượng đề xuất có kết quả rất tốt với các giá trị CFO khác nhau. So với [8], do không kết hợp ước lượng CFO nên khi tồn tại CFO (CFO=0.5), [8] cho kết quả không tốt. Trong hệ thống đồng bộ lý tưởng (CFO=0), phương pháp ước lượng đề xuất vẫn có kết quả tốt hơn do [8] áp dụng kỹ thuật ước lượng kênh ML, còn phương pháp đề xuất áp dụng kỹ thuật ước lượng kênh MAP theo tiếp cận Bayesian. Kỹ thuật ước lượng MAP cho kết quả tốt hơn ước lượng ML [8] là bởi trong ước lượng MAP có sử dụng thông tin thống kê sai phương của nhiễu trắng cộng Gaussian tại bên thu, trong khi đó ML không sử dụng thông tin này. Đây chính là ưu điểm nhưng cũng chính là nhược điểm của ước lượng MAP. Việc sử dụng sai phương nhiễu trắng cộng Gaussian tại bên thu cho kết quả chính xác hơn ML nhưng đòi hỏi thiết bị phải tiến hành đo sai phương nhiễu tại từng thời điểm thu tín hiệu.

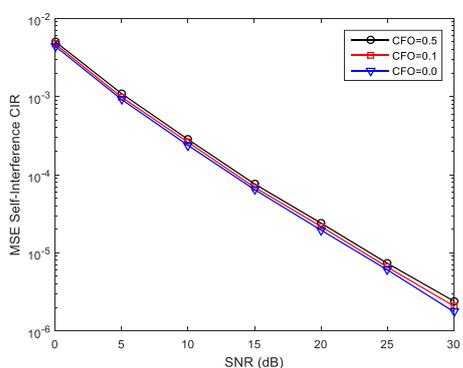
Hình 3 biểu diễn MSE của kênh tự giao thoa theo SNR. Kết quả cho thấy sự sai biệt giữa đáp ứng kênh truyền ước lượng được và đáp ứng kênh truyền thực tế là khá bé, đây chính là cơ sở để khử tín hiệu tự giao thoa trong tín hiệu thu.

Hình 4 biểu diễn MSE của đáp ứng kênh truyền mong muốn nhận theo SNR. Trong hình ta thấy rằng phương pháp đề xuất cho kết quả rất tốt và đặc biệt tốt hơn [8] khi hệ thống tồn tại CFO.

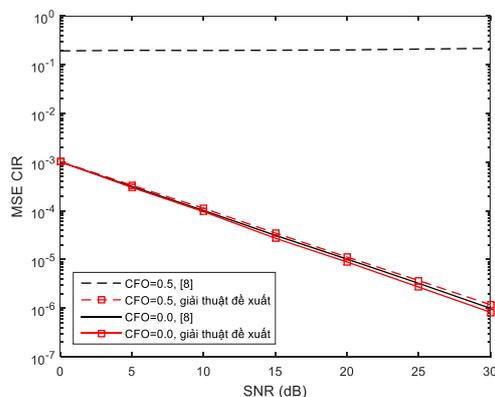
Hình 5 biểu diễn MSE của CFO theo CFO. Hình vẽ cho thấy phương pháp ước lượng CFO đề xuất cho kết quả rất tốt và ổn định trên toàn dải CFO. Với CFO, đáp ứng kênh của tín hiệu tự giao thoa tòn độn và đáp ứng kênh của tín hiệu mong muốn đã ước lượng được, ta tiến hành khử và khôi phục lại tín hiệu mong muốn một cách dễ dàng.



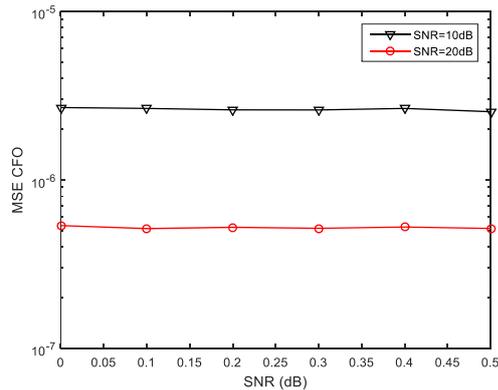
Hình 2. Tỷ số bit lỗi BER theo tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR của tín hiệu mong muốn nhận.



Hình 3. Sai số bình phương trung bình MSE theo tỷ số tín hiệu trên nhiễu của đáp ứng kênh truyền tự giao thoa.



Hình 4. Sai số bình phương trung bình MSE theo tỷ số tín hiệu trên nhiễu của đáp ứng kênh truyền mong muốn nhận.



Hình 5. Sai số bình phương trung bình MSE của độ lệch tần số sóng mang CFO theo độ lệch tần số sóng mang giữa hai node.

5. Kết luận

Trong bài báo này chúng tôi đã đề xuất kỹ thuật ước lượng MAP kết hợp giữa độ lệch tần số sóng mang và kênh truyền cho hệ thống truyền dẫn song công đa anten – đa đường. Sau khi ước lượng và khử tín hiệu tự giao thoa tồn đọng cùng với CFO, kênh và tín hiệu mong muốn dễ dàng được khôi phục và có hiệu năng rất tốt (MSE, BER) được thể hiện qua kết quả mô phỏng.

Tài liệu tham khảo

[1] Gordon L. Stuber, John R. Barry, Steve W. McLaughlin, Ye (Geoffrey) Li, Mary Ann Ingram and Thomas G. Pratt, Broadband MIMO-OFDM wireless communications, in Proceedings of the IEEE, vol. 92, pp. 271-294, Feb. 2004.

[2] M. Ghogho and A. Swami, Training design for multipath channel and frequency-offset estimation in MIMO systems, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 10, 2006.

[3] Peng Xu, Jiangzhou Wang, Jinkuan Wang, Feng Qi, Analysis and Design of Channel Estimation in multicell multiuser MIMO OFDM Systems, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 2, pp. 610-620, Feb. 2015.

[4] Changyong Shin, Jeffrey G. Andrews and Edward J. Powers, An efficient design of doubly selective

channel estimation for OFDM systems, IEEE Transactions on Wireless Communications, pp. 3790-3802, vol. 6, no. 10, Oct. 2007.

[5] Zhongshan Zhang, Xiaomeng Chai, Keping Long, Athanasios V. Vasilakos, and Lajos Hanzo, Full Duplex Techniques for 5G Networks: Self-Interference Cancellation, Protocol Design, and Relay Selection, IEEE Communications Magazine, vol. 64, no. 2, pp. 128-137, May 2015.

[6] Dongkyu Kim, Haesoon Lee, and Daesik Hong, A Survey of In-band Full-duplex Transmission: From the Perspective of PHY and MAC Layers, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015.

[7] Michael Speth, Stefan A. Fechtel, Gunnar Fock and Heinrich Meyr, Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I, IEEE Transactions on communications, vol. 47, no. 11, pp. 1668-1677, Nov. 1999.

[8] Ahmed Masmoudi, Tho Le-Ngoc, A Maximum-Likelihood Channel Estimator for Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Systems, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 7, pp. 5122-5132, July 2016.

[9] V. Nguyen-Duy-Nhat, H. Nguyen-Le, C. Tang-Tan and T. Bui-Thi-Minh, Doubly selective channel estimation in full-duplex MIMO-OFDM systems, in Proceedings of International Conference on Advanced Technologies for Communications, pp. 578-582, 2015

[10] V. Nguyen-Duy-Nhat, T. Bui-Thi-Minh, C. Tang-Tan, V. N. Q. Bao and H. Nguyen-Le, Joint phase noise and doubly selective channel estimation in full-duplex MIMO-OFDM systems, in Proceedings of International Conference on Advanced Technologies for Communications, pp. 413-418, 2016

[11] Harry L. Van Trees, Kristine L. Bell, Bayesian Bounds for Parameter Estimation and Nonlinear Filtering/Tracking, IEEE Press, 2007.

[12] Robert Love, Ravi Kuchibhotla, Amitava Ghosh, Rapeepat Ratasuk, Weimin Xiao, Brian Classon, Yufei Blankenship, Downlink control channel design for 3GPP LTE, in Proceedings of Wireless Communications and Networks Conference. pp. 813-818, 2008.