

NGHIÊN CỨU SỬ DỤNG HIỆU QUẢ THÔNG TIN KÊNH TRUYỀN TRONG TRUYỀN DẪN MIMO ĐA NGƯỜI DÙNG

STUDY OF USING CHANNEL STATE INFORMATION FOR MULTI-USER MIMO

Phan Thị Quỳnh Hương

Trường Cao đẳng Công nghệ Thông tin, Đại học Đà Nẵng; Email: huongptq11@gmail.

Tóm tắt - Thông tin kênh truyền tại máy phát (CSIT) đóng vai trò rất quan trọng đối với độ lợi ghép kênh trong các kỹ thuật tiên tiến như MIMO. Vì thế CSIT thường được hồi tiếp về từ máy thu, nhưng sẽ luôn có độ trễ. Phương pháp tiếp cận thông thường là dùng thông tin phản hồi để ước lượng trạng thái hiện tại của kênh truyền và sau đó áp dụng mô hình với giả sử có CSIT hoàn hảo. Khi trễ phản hồi lớn hơn thời gian kết hợp của kênh truyền, thì phương pháp trên sẽ mất đi độ lợi ghép kênh. Bài báo này sẽ nghiên cứu sử dụng thông tin kênh truyền bị lỗi thời mà vẫn đảm bảo được hiệu quả truyền dẫn. Trong bài báo, ta sẽ xem xét kênh truyền phát sóng MIMO với K anten phát và K máy thu với mỗi máy thu trang bị một anten thu với kết quả thu được là bậc tự do của kênh truyền là $\frac{K}{1+\frac{1}{2}+\dots+\frac{1}{K}} (>1)$ ngay cả khi trạng thái phản hồi hoàn toàn độc lập với trạng thái hiện tại của kênh truyền.

Từ khóa - kênh truyền đa anten; kênh truyền phát sóng MIMO; trễ phản hồi; bậc tự do; thông tin kênh truyền lỗi thời.

1. Đặt vấn đề

Trong thông tin vô tuyến, thông tin trạng thái kênh truyền tại máy phát (CSIT) đóng vai trò rất quan trọng. Đối với kênh truyền điểm – điểm, CSIT cung cấp độ lợi công suất thông qua thuật toán water-filling. Đối với kênh truyền đa người dùng, CSIT lại góp phần nâng cao độ lợi ghép kênh. Ví dụ, trong kênh phát sóng MIMO, CSIT có thể được dùng để truyền thông tin theo nhiều đường đến các máy thu khác nhau đồng thời. Hoặc trong kênh có nhiễu, CSIT dùng để hiệu chỉnh nhiễu từ nhiều máy thu để giảm nhiễu tổng hợp [1], [2].

Tuy nhiên việc dự đoán chính xác CSIT rất khó khăn. Thông thường, trạng thái kênh truyền sẽ được ước lượng tại máy thu, sau đó phản hồi lại máy phát. Quá trình phản hồi này thường gây ra hai nguyên nhân dẫn đến sự không chính xác của CSIT: 1) Lỗi lượng tử, 2) Trễ. Độ trễ ở đây là độ chênh lệch thời gian mà máy thu đo được CSI và thời gian mà máy phát nhận được CSI. Độ trễ này có thể do máy thu cần thời gian để nhận các ký tự pilot, ước lượng CSI, sau đó phản hồi lại máy phát. Đối với kênh truyền vô tuyến thay đổi theo thời gian, khi CSI này đến máy phát thì trạng thái kênh truyền hiện tại đã thay đổi, và CSI nhận được trở thành CSIT lỗi thời.

Bài báo này sẽ nghiên cứu kỹ thuật để sử dụng hiệu quả CSIT lỗi thời này.

2. Cơ sở lý thuyết [3]

Ta xem xét kênh truyền phát sóng dải gốc dạng phức gồm M anten phát và K máy thu, với mỗi máy thu được trang bị một anten thu. Trong môi trường pha đình phẳng, mô hình kênh truyền được biểu diễn [3]:

$$y_r[n] = \mathbf{h}_r^\dagger[n] \mathbf{x}[n] + z_r[n], r = 1, \dots, K \quad (1)$$

Trong đó, $\dagger$ là toán tử chuyển vị liên hợp phức, $\mathbf{x}[n] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, $\mathbb{E}[\mathbf{x}^\dagger[n] \mathbf{x}[n]] \leq \text{SNR}$, $z_r[n] \sim \mathcal{CN}(0,1)$ và

Abstract - Transmitter channel state information (CSIT) is very important for multiplexing gains provided by advanced technology such as MIMO. CSIT is usually obtained by feedback from receivers, but the feedback has delays. The usual approach is to use the feed back information to predict the current channel state, and then apply the model with an assumption that it has a perfect CSIT. When the feed back delay is larger than channel coherence time, this completely fails to achieve any multiplexing gains. The paper shows that even in that situation, the outdated CSIT is also useful. The paper also considers the MIMO broadcast channel with K antennas, and K receivers, each with 1 antenna. The result is $\frac{K}{1+\frac{1}{2}+\dots+\frac{1}{K}} (>1)$ of degree-of-freedom even when the feed back state is completely independent of the current channel state.

Key words - multiple antenna channel; MIMO broadcast channel; feedback delay; degree-of-freedom; outdated CSIT.

$z_r[n]$ là i.i.d và độc lập lẫn nhau. $\mathbf{h}_r^\dagger[n] = [h_{r1}^\dagger[n], \dots, h_{rM}^\dagger[n]] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. Ta định nghĩa $\mathbf{H}[n]$ với $\mathbf{H}[n] = [h_1[n], \dots, h_K[n]]$.

Ta giả sử máy phát và các máy thu biết chính xác thông tin kênh truyền $\mathbf{H}[n]$ sau một độ trễ bằng một đơn vị thời gian. Ta định nghĩa $\mathcal{E}$ với $\mathcal{E} = \{1, 2, \dots, K\}$. Ta giả sử rằng với mỗi tập con S của các máy thu ($S \subset \mathcal{E}$), máy phát sẽ gửi bản tin W_S với tốc độ $R_S(\text{bit/s/Hz})$. Ví dụ, bản tin $W_{\{1,2\}}$ là bản tin chung gửi cho máy thu 1 và 2, hoặc $W_{\{1\}}$, viết gọn là W_1 là bản tin dành cho máy thu 1. Ta định nghĩa d_S là [3]:

$$d_S = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{R_S}{\log_2 \text{SNR}} \quad (2)$$

Nếu $|S| = j$, ta có thể gọi W_S là tin bậc thứ j . Ta định nghĩa bậc tự do j , $\text{DoF}^*(M, K)$, như sau [3]:

$$\text{DoF}^*(M, K) = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \max_{\text{REC}} \sum_{S, |S|=j} \frac{R_S}{\log_2 \text{SNR}} \quad (3)$$

Với C biểu diễn cho miền dung lượng của kênh truyền, và $R \in \mathbb{R}^{(2^K-1) \times 1}$ biểu diễn cho vec-tơ tốc độ bản tin đối với mỗi tập con của máy thu. Và $\text{DoF}_1^*(M, K)$ là đại lượng đặc trưng cho bậc tự do của kênh truyền.

Định lý 1: Khi ma trận $\mathbf{H}[n]$ có hạng bằng hạng lớn nhất ứng với mỗi n và $\{\mathbf{H}[n]\}$ là dừng và ergodic, thì với $M \geq K$ thì bậc tự do được tính như sau [3]:

$$\text{DoF}_1^*(M, K) = \frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}} \quad (4)$$

Trường hợp tổng quát: Với $M \geq K - j + 1$, thì [3]:

$$\text{DoF}_j^*(M, K) = \frac{K - j - 1}{j} \frac{1}{\frac{1}{j} + \frac{1}{j+1} + \dots + \frac{1}{K}} \quad (5)$$

Ví dụ, $DoF_1^*(2,2) \geq \frac{4}{3}$ và $DoF_1^*(3,3) \geq \frac{18}{11}$ đều lớn hơn 1. Vì vậy, ngay cả khi $\{H[n]\}$ là quá trình i.i.d, thì CSIT lỗi thời vẫn tạo được độ lợi bậc tự do.

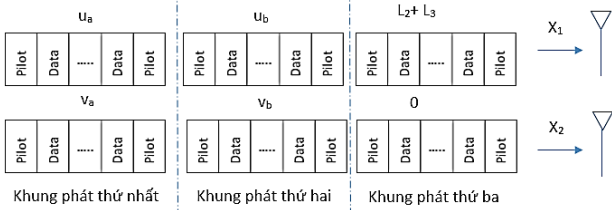
Mô hình truyền dẫn [3] xây dựng từ định lý 1 trong trường hợp $M = K = 2$, khi đó $DoF = \frac{4}{3}$. Quá trình truyền dẫn được phân thành 3 giai đoạn:

- Khai thác thông tin phụ;
- Tạo bản tin bậc cao;
- Hiệu chỉnh nhiễu sử dụng CSIT lỗi thời.

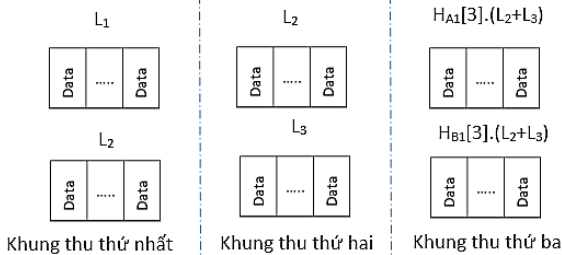
3. Xây dựng mô hình truyền dẫn 2×2 trong điều kiện thực tế

Mặc dù điều kiện kênh truyền trong mô hình truyền dẫn của David Tse [3] đã thực tế ở mức độ có khảo sát vấn đề trễ, tuy nhiên trong mô hình này vẫn sử dụng chính xác thông tin kênh truyền. Trên thực tế, ta không có thông tin kênh truyền chính xác. Và trong bài báo này sẽ khảo sát mô hình truyền dẫn 2×2 trong điều kiện không có thông tin kênh truyền chính xác, nghĩa là ta phải đi ước lượng, dự đoán thông tin kênh truyền.

Nếu như trong mô hình truyền dẫn [3] của David Tse chỉ khảo sát ở 3 khe thời gian liên tiếp, thì mô hình truyền dẫn trong điều kiện thực tế này khảo sát ở 3 khe thời gian tương ứng ở 3 khung truyền. Mỗi khung dữ liệu phát đi được mô tả trong Hình 1. Lượt phát đầu tiên là 2 khung dành cho máy thu A, mỗi khung gồm 8 ký tự dữ liệu và 2 ký tự pilot, phía thu sẽ thu được 8 ký tự dữ liệu sau khi loại bỏ pilot (Hình 2). Tương tự cho lượt phát thứ hai. Lượt phát thứ ba sẽ sử dụng thông tin dữ liệu và kênh truyền từ hai lượt đầu để tạo nên dữ liệu phát đi.



Hình 1. Mô hình dữ liệu phát



Hình 2. Mô hình dữ liệu thu

Cụ thể quá trình thu phát như sau:

- Khung phát đầu tiên

$$\text{Tín hiệu phát: } \mathbf{X}_A = \begin{bmatrix} \mathbf{U}^{(A,1,1)} \\ \mathbf{V}^{(A,2,1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Trong đó: $\mathbf{U}^{(A,1,1)} = [\mathbf{u}_1^{(A,1,1)}, \dots, \mathbf{u}_{10}^{(A,1,1)}]$ là thành phần gửi từ anten 1 đến máy thu A ở lượt phát thứ nhất, $\mathbf{u}_m^{(A,1,1)} = [X_{1,m}^{(A,1,1)}, \dots, X_{N,m}^{(A,1,1)}]^T$, với $m = 1, \dots, 10$, $\mathbf{V}^{(A,2,1)} = [\mathbf{v}_1^{(A,2,1)}, \dots, \mathbf{v}_{10}^{(A,2,1)}]$ là thành phần gửi từ anten 2

đến máy thu A ở lượt phát thứ nhất, $\mathbf{v}_m^{(A,2,1)} = [X_{1,m}^{(A,2,1)}, \dots, X_{N,m}^{(A,2,1)}]^T$, với $m = 1, \dots, 10$.

Sau khi thực hiện IFFT và chèn thêm CP, ta được tín hiệu OFDM thứ m (có thể là pilot hoặc dữ liệu) của tín hiệu phát từ anten 1 và 2 là:

$$x_{n,m}^{(1,1)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,m}^{(A,1,1)} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (7)$$

$$x_{n,m}^{(2,1)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,m}^{(A,2,1)} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (8)$$

Trong đó $n \in \{-N_g, \dots, 0, \dots, N-1\}$, N_g biểu diễn cho độ dài của CP, $i = \{1, 2\}$ biểu thị cho anten phát 1 và 2, với $X_{k,m}^{(A,1,1)}$, $X_{k,m}^{(A,2,1)}$ lần lượt là sóng mang con dữ liệu đã điều chế (hoặc pilot) thứ k của ký tự OFDM thứ m của khung u_A (phát từ anten 1), v_A (phát từ anten 2) trong lần phát đầu tiên.

Đối với kênh truyền chọn lọc gấp đôi, sau khi loại bỏ CP, tín hiệu thu thứ n của ký tự OFDM thứ m tại anten thu A và anten B sau lần phát thứ nhất được biểu diễn như sau:

$$y_{n,m}^{(A,1)} = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n,m}^{(A,i,1)} x_{n-l,m}^{(i,1)} + z_{n,m}^{(A,1)} \quad (9)$$

$$y_{n,m}^{(B,1)} = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n,m}^{(B,i,1)} x_{n-l,m}^{(i,1)} + z_{n,m}^{(B,1)} \quad (10)$$

Trong đó $n = 0, \dots, N-1$ và $z_{n,m}$ là nhiễu trắng Gaussian (AWGN) có phương sai N_0 .

Từ các tín hiệu thu này, thực hiện tách các ký tự pilot để ước lượng các thông tin kênh truyền $\tilde{h}_{l,n,m}^{(r,i,1)}$ trong quá trình truyền này bằng phương pháp MAP hoặc ML sử dụng các hệ số BEM.

Sau khi thực hiện FFT, ta thu được tín hiệu thu:

$$Y_{k,m}^{(A,1)} = \sum_{i=1}^{N_t} H_{k,m}^{(A,i,1)} X_{k,m}^{(A,1)} + Z_{k,m}^{(A,1)} \quad (11)$$

$$Y_{k,m}^{(B,1)} = \sum_{i=1}^{N_t} H_{k,m}^{(B,i,1)} X_{k,m}^{(B,1)} + Z_{k,m}^{(B,1)} \quad (12)$$

$$\text{Với } H_{k,m}^{(u,t,d)} = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n,m}^{(u,t,d)} \cdot e^{-j2\pi kn/N},$$

$$Z_{k,m} = \left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right) \sum_{l=0}^{N-1} z_{n,m} \cdot e^{-j2\pi kn/N}.$$

- Khung phát thứ hai

Khung phát thứ hai là dữ liệu dành cho máy thu B. Ta thực hiện tương tự như khung phát đầu tiên, sẽ có tín hiệu thu sau khi FFT là:

$$Y_{k,m}^{(A,2)} = \sum_{i=1}^{N_t} H_{k,m}^{(A,i,2)} X_{k,m}^{(A,2)} + Z_{k,m}^{(A,2)} \quad (13)$$

$$Y_{k,m}^{(B,2)} = \sum_{i=1}^{N_t} H_{k,m}^{(B,i,2)} X_{k,m}^{(B,2)} + Z_{k,m}^{(B,2)} \quad (14)$$

- Khung phát thứ ba

Nếu như hai khung phát đầu tiên tạo ra dữ liệu ban đầu

và các thông tin phụ cho máy thu A và B, thì khung phát thứ ba này tương ứng với giai đoạn tạo bản tin bậc cao để phát đi. Ta đặt:

$$l_{k,m}^{(2)} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{l,n,m}^{(B,i,1)} x_{n-l,m}^{(i,1)}$$

$$l_{k,m}^{(3)} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{l,n,m}^{(A,i,2)} x_{n-l,m}^{(i,2)}$$

Tại lượt phát thứ ba này, ta sẽ tạo tín hiệu phát từ X_A , X_B tương ứng như sau:

$$X_3 = \begin{bmatrix} L^{(2)} + L^{(3)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Trong đó:

$$L^{(k)} = [L_{n,1}^{(k)}, \dots, L_{n,10}^{(k)}],$$

$$L_{n,i}^{(k)} = [l_{1,i}^{(k)}, \dots, l_{N,i}^{(k)}], k = 2, 3.$$

Tín hiệu thu tại các anten thu A và B khi đã thực hiện FFT sau lượt phát thứ ba là:

$$Y_{k,m}^{(A,3)} = H_{k,m}^{A,1,3} (L_{k,m}^{(2)} + L_{k,m}^{(3)}) + Z_{k,m}^{(A,2)} \quad (16)$$

$$Y_{k,m}^{(B,3)} = H_{k,m}^{B,1,3} (L_{k,m}^{(2)} + L_{k,m}^{(3)}) + Z_{k,m}^{(B,2)} \quad (17)$$

• Hiệu chỉnh nhiễu

Đối với mỗi ký tự QAM trong từng khung dữ liệu tương ứng, ta sẽ có bộ 3 phương trình viết dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} Y_{k,m}^{(A,1)} \\ Y_{k,m}^{(A,2)} \\ Y_{k,m}^{(A,3)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{H}_{k,m}^{A,1,1} & \tilde{H}_{k,m}^{A,2,1} \\ 0 & 0 \\ \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{B,1,1} & \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{B,2,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{k,m}^{(A,1,1)} \\ X_{k,m}^{(A,2,1)} \end{bmatrix}$$

rank 2

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \tilde{H}_{k,m}^{A,1,2} & \tilde{H}_{k,m}^{A,2,2} \\ \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{A,1,2} & \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{A,2,2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{k,m}^{(B,1,1)} \\ X_{k,m}^{(B,2,1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{n,m}^{(A,1)} \\ Z_{k,m}^{(A,2)} \\ Z_{k,m}^{(A,3)} \end{bmatrix} z$$

rank 1

(18)

Từ phương trình [18], ta thấy được tại máy thu A, hai ký tự nhiễu u_B và v_B đến từ các hướng giống nhau $[0, h_{A1}[2], h_{A1}[3]. h_{A1}[2]]$, nên u_B và v_B bị hiệu chỉnh. Bằng cách sử dụng các ký tự nhiễu tại máy thu A, hai ký tự u_B và v_B sẽ thành một ký tự $h_{A1}[2]u_B + h_{A2}[2]v_B$. Loại bỏ biến $h_{A1}[2]u_B + h_{A2}[2]v_B$ trong phương trình trên, ta có phương trình chỉ liên quan đến u_A và v_A :

$$\begin{bmatrix} Y_{k,m}^{(A,1)} \\ Y_{k,m}^{(A,3)} - \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3}[3]Y_{k,m}^{(A,2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{H}_{k,m}^{A,1,1} & \tilde{H}_{k,m}^{A,2,1} \\ \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{B,1,1} & \tilde{H}_{k,m}^{A,2,3} \cdot \tilde{H}_{k,m}^{B,2,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{k,m}^{(A,1,1)} \\ X_{k,m}^{(A,2,1)} \end{bmatrix}$$

(19)

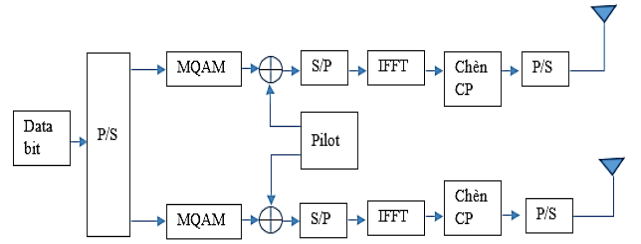
$$+ \begin{bmatrix} Z_{n,m}^{(A,1)} \\ Z_{k,m}^{(A,3)} - \tilde{H}_{k,m}^{A,1,3} \cdot Z_{k,m}^{(A,2)} \end{bmatrix}$$

Từ đây, ta có thể tìm được $X_{k,m}^{(A,1,1)}, X_{k,m}^{(A,2,1)}$.

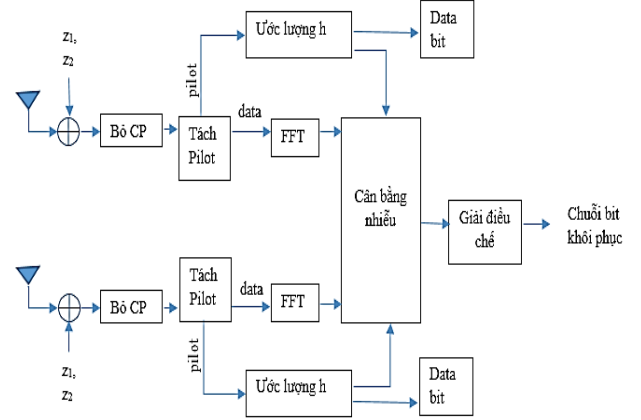
Lập phương trình tương tự, ta cũng sẽ khôi phục được

$$X_{k,m}^{(B,1,1)}, X_{k,m}^{(B,2,1)}.$$

Hình 3 và Hình 4 là mô hình khối bên phát và bên thu thực hiện các phương trình trên.



Hình 3. Mô hình khối phát



Hình 4. Mô hình khối thu

Quá trình ước lượng thông tin trong bài sử dụng mô hình các hàm cơ sở BEM nhằm giảm tối thiểu không gian biểu diễn thông tin kênh truyền. Đáp ứng xung kênh truyền được tính dựa trên các hệ số BEM [4]: $\hat{h} = B_L \hat{c}$, trong đó B_L là giá trị của các hàm cơ sở của các hệ số BEM tương ứng, $\hat{c}$ là các hệ số BEM ước lượng của mô hình kênh truyền. Trong bài báo sẽ sử dụng hai kỹ thuật ước lượng MAP và ML như sau [4], [5]:

Kỹ thuật MAP:

$$\hat{c} = (S^H S + R_c^{-1} N_0)^{-1} S^H y \quad (20)$$

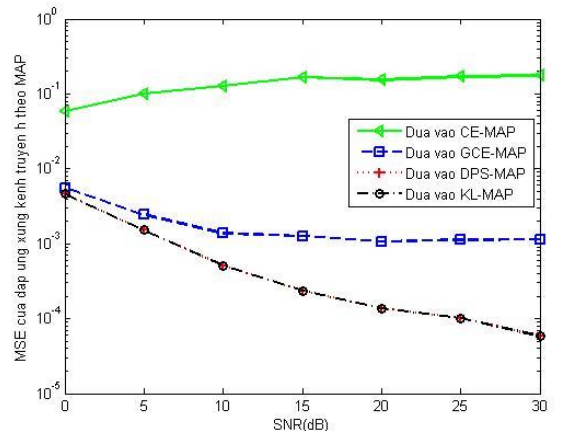
Kỹ thuật ML:

$$\hat{c} = (S^H S)^{-1} S^H y \quad (21)$$

4. Kết quả mô phỏng và nhận xét

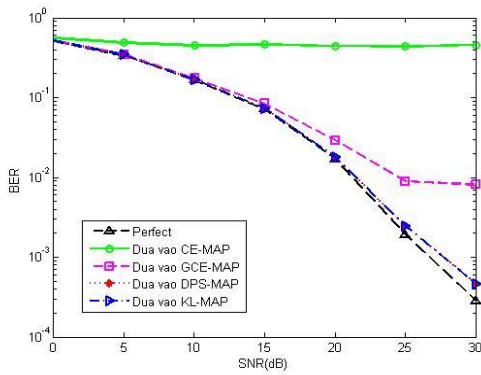
4.1. Kết quả 1

4.1.1. Nội dung 1



Hình 5. MSE của ước lượng H theo MAP

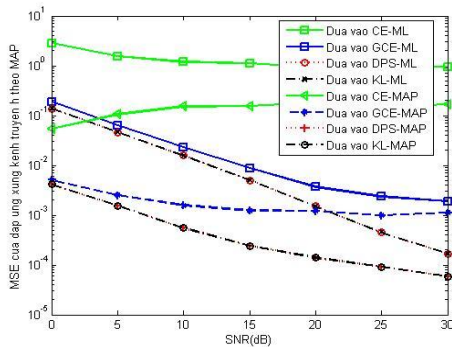
4.1.2. Nội dung 2



Hình 6. BER theo SNR với H ước lượng theo MAP

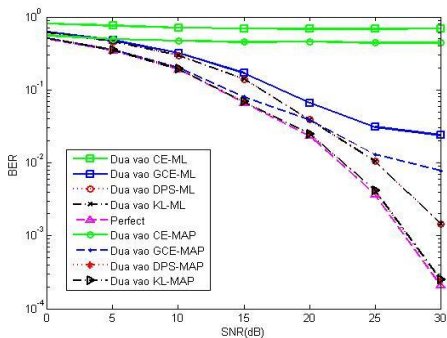
4.2. Kết quả 2

4.2.1. Nội dung 1



Hình 7. MSE của ước lượng H theo MAP và ML

4.2.2. Nội dung 2



Hình 8. BER theo SNR theo H ước lượng MAP và ML

5. Nhận xét

5.1. Nhận xét 1

Trong Hình 5, kết quả ước lượng dựa trên mô hình DPS và KL là tốt nhất đối với ước lượng MAP. Trong một số trường hợp thì kết quả mô phỏng MSE của H dựa trên mô hình cơ sở mở rộng DPS và KL trùng nhau, còn kết quả mô phỏng MSE dựa trên mô hình CE là kém nhất. Tương ứng với các kênh truyền ước đó, dẫn kết tỷ lệ lỗi BER của hệ thống khi sử dụng thông tin kênh truyền ước lượng theo hàm cơ sở mở rộng DPS và KL tốt hơn so với mô hình theo CE (Hình 6).

Tỷ lệ lỗi bit BER trong hệ thống có ước lượng kênh truyền lớn hơn BER trong hệ thống đã biết chính xác kênh truyền. Điều này hoàn toàn phù hợp với thực tế. Các biện

pháp ước lượng chỉ cho kết quả gần đúng, chứ không thể nào chính xác tuyệt đối vì trong thông tin kênh truyền vô tuyến, kênh truyền pha biến đổi ngẫu nhiên và không theo một quy định nhất định. Và trong 4 mô hình hàm cơ sở trên thì mô hình dựa trên KL cho kết quả gần với kết quả của mô hình không ước lượng nhất.

Khi công suất tín hiệu trên nhiều SNR tăng lên thì tỷ lệ lỗi MSE và BER càng giảm, do công suất phát càng lớn so với công suất nhiễu thì ảnh hưởng của nhiễu sẽ không đáng kể, chất lượng hệ thống sẽ tốt hơn.

5.2. Nhận xét 2

Cả hai kỹ thuật ước lượng ML và MAP đều cho tỷ lệ lỗi BER lớn hơn trong hệ thống đã biết chính xác kênh truyền (Hình 7, Hình 8). Điều này đã được giải thích ở mục 5.1.

Kỹ thuật ước lượng MAP cho kết quả tốt hơn kỹ thuật ước lượng ML tương ứng với từng mô hình cơ sở. Đó là do, thông tin kênh truyền ước lượng theo ML có công thức là $\hat{c} = (S^H S)^{-1} S^H y$, trong khi thông tin kênh truyền ước lượng theo MAP có công thức là $\hat{c} = (S^H S + R_c^{-1} N_0)^{-1} S^H y$. Trong công thức MAP có thêm công suất nhiễu nhiệt trung bình N_0 . Vì vậy ước lượng theo MAP tốt hơn ML, và nhất là với SNR thấp thì MSE của MAP nhỏ hơn ML nhiều, và vì khi SNR tăng lên thì sự chênh lệch của MAP và ML giảm xuống thấy rõ, là do N_0 khá lớn và ảnh hưởng nhiều đến kết quả.

Từ kết quả thông tin kênh truyền như Hình 7, kết quả tỷ lệ lỗi bit BER cũng sẽ giảm dần theo SNR và mô hình sử dụng ước lượng kênh truyền MAP sẽ tốt hơn so với mô hình ML đối với từng cặp kết quả các mô hình cơ sở, trong đó mô hình ước lượng theo KL-MAP là tốt hơn cả.

6. Kết luận

Bài báo này đã nghiên cứu lý thuyết sử dụng thông tin kênh truyền lỗi thời hiệu quả nhằm tăng bậc tự do của kênh truyền (>1), từ đó đạt được độ lợi ghép kênh so với hệ thống không phản hồi. Bên cạnh đó, bài báo cũng đã tiến hành mô phỏng mô hình truyền dẫn 2x2 trong môi trường thực tế. Đánh giá dựa trên tiêu chí tỷ lệ lỗi bit BER của hệ thống truyền dẫn, mô hình thực tế sẽ có tỷ lệ BER lớn hơn so với mô hình sử dụng chính xác CSIT. Ngoài ra, bài báo còn sử dụng nhiều kỹ thuật ước lượng để so sánh và đánh giá trong độ chính xác của thông tin kênh truyền.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. A. Maddah-Ali, S. A. Motahari, and A. K. Khandani, "Communication over MIMO X channels: Interference alignment, decomposition, and performance analysis", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3457-3470, Aug. 2008.
- [2] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom of the k-user interference channel", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [3] Mohammad Ali Maddah-Ali, David Tse, "Completely Stale Transmitter Channel State Information is still very useful", *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 7, pp. 4418 – 4431, Jul 2012.
- [4] Hung Nguyen-Le, Tho Le-Ngoc, "Pilot-Aided Joint CFO and Doubly-Selection Channel Estimation for OFDM Transmission", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, no. 4, pp 514 – 522, Dec 2010.
- [5] Z. Tang, R. C. Cannizzaro, G. Leus, and P. Banelli, "Pilot-assisted time varying channel estimation for OFDM systems", *IEEE Trans. Signal Process*, vol. 55, no. 5, pp. 2226 – 2238, May 2007.