# Kết hợp tách tín hiệu và lựa chọn anten cho hệ thống STBC-OFDM đa người dùng

## Combination of Signal Detection and Antenna Selection for Multiuser STBC-OFDM Systems

**Lê Quang Đức, Bùi Thanh Tâm, Trần Xuân Nam**

***Abstract:*** *OFDM and MIMO are the two transmission technologies which are recently being studied intensively. Combination of both technologies enables higher transmission rates over frequency selective fading channels. Alamouti's STBC is one of MIMO technologies selected for mobile radio systems. This paper presents a method of multiuser detection for combined radio systems STBC-OFDM. By using the antenna selective technology proposed in the paper, the signal detection quality is enhanced considerably. The paper's results also present those two methods, SNR-based and MSE-based antenna selection, providing the best performance.*

***Keywords:*** *STBC, OFDM, detection, antenna selection*

### I. GIỚI THIỆU

Thông tin vô tuyến đang bước vào kỷ nguyên mới cho phép cung cấp các dịch vụ truy nhập vô tuyến tốc độ cao. Các chuẩn thông tin vô tuyến di động gần đây đã cho gia tăng tốc độ từ vài Mbps với 3G, lên tới hàng trăm Mbps với LTE (Long Term EVolution), và thậm chí có thể đạt được lên tới Gbps đối với chuẩn LTE-Advanced [1]. Hai kỹ thuật then chốt cho phép đạt được tốc độ gia tăng như vậy là ghép kênh phân chia tần số trực giao (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) và truyền dẫn qua kênh đa đầu vào đa đầu ra (MIMO: Multiple Input Multiple Output). Thông qua việc sử dụng cặp biến đổi IFFT/FFT và tiếp đầu tuần hoàn (CP: Cyclic Prefix), OFDM cho phép chuyển một kênh lựa chọn theo tần số thành một số kênh con phẳng. Trong khi đó kỹ thuật MIMO sử dụng phân tập không gian để cho phép đạt được độ lợi phân tập có bậc tương đương với tích số của số anten phát và anten thu. Một trong các kỹ thuật MIMO cho phép đạt được độ lợi phân tập này là mã không gian thời gian [2]–[4]. Trong các loại mã không gian thời gian đã được đề xuất thì mã khối không gian thời gian (STBC: Space-Time Block Code) của Alamouti [2] cho trường hợp sử dụng hai anten phát được biết đến là phương pháp mã hóa duy nhất cho phép đạt được đồng thời cả tốc độ và bậc phân tập đầy đủ. Việc kết hợp mã STBC với OFDM, vì vậy, là tự nhiên, và đã được đề xuất ngay sau khi STBC ra đời [5]–[7]. Việc kết hợp STBC-OFDM cho phép thu được đồng thời độ lợi phân tập không gian và độ lợi phân tập đa đường nên đã được coi là ứng cử viên sáng giá nhất các hệ thống truyền dẫn vô tuyến tốc độ cao.

Để áp dụng STBC-OFDM cho các hệ thống đa người dùng thì việc tìm kiếm các bộ tách tín hiệu hiệu quả cho phép triệt nhiễu đồng kênh là một bài toán cần thiết. Bài toán tách tín hiệu đa người dùng cho các hệ thống STBC và STBC-OFDM đã được đề cập đến trong các công trình [8]–[13] . Các kỹ thuật tách tín hiệu đa người dùng đã được đề xuất trước đó bao gồm: tách tín hiệu theo phương pháp sai số bình phương trung bình nhỏ nhất (MMSE: Minimum Mean Square Error) [9], kết hợp MMSE với triệt nhiễu tuần tự (SIC: Sequential Interference Cancellation) [12], kết hợp

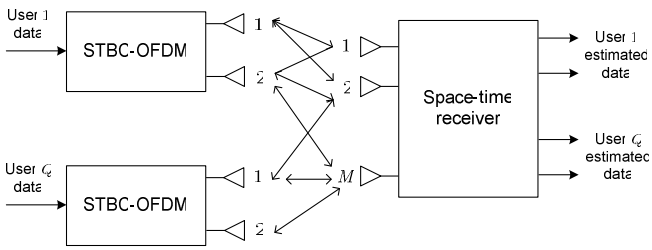
MMSE với tách tín hiệu hợp lệ cực đại (ML: Maximum Likelihood) [11], hay kết hợp MMSE với suy giảm dàn [13].

Các kỹ thuật tách tín hiệu trên đây [11]-[13] chủ yếu tập trung theo hướng dựa trên bộ tách tín hiệu tuyến tính MMSE kết hợp với các thuật toán tách tín hiệu khác nhằm đạt được cân bằng giữa chất lượng tách tín hiệu và độ phức tạp tính toán. Gần đây, một xu hướng mới về tách tín hiệu MIMO cũng cho phép đạt được cân bằng giữa chất lượng tách tín hiệu và độ phức tạp tính toán là kết hợp tách tín hiệu tuyến tính với lựa chọn anten [14], [15]. Việc áp dụng tách tín hiệu tuyến tính với lựa chọn anten hiện mới chỉ được biết đến cho hệ thống MIMO ghép kênh phân chia theo không gian (SDM: Spatial Division Multiplexing) và, vì vậy, việc đề xuất kết hợp tách tín hiệu tuyến tính kết hợp với lựa chọn anten cho các hệ thống đa người dùng vẫn là một chủ đề mở và cần thiết. Vì vậy, trong bài báo này chúng tôi đề xuất sử dụng hệ thống kết hợp này cho hệ thống STBC-OFDM đa người dùng. Chúng tôi áp dụng bốn tiêu chí lựa chọn anten là độ lợi kênh, giá trị riêng, tỉ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm (SNR: Signal-to-Noise Ratio) và sai số bình phương trung bình (MSE: Mean Square Error). Kết quả mô phỏng sử dụng phương pháp Monte-Carlo cho thấy sử dụng lựa chọn anten cho phép nâng cao đáng kể chất lượng của bộ tách tín hiệu đa người dùng trong khi chỉ yêu cầu thêm một lượng phức tạp tính toán nhỏ cho thuật toán lựa chọn. Hai phương pháp lựa chọn có chất lượng tốt nhất được chỉ ra dựa trên SNR và MSE.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau. Mô hình hệ thống STBC-OFDM đa người dùng được trình bày ở Mục II. Mục III giới thiệu các thuật toán lựa chọn anten. Mô phỏng Monte-Carlo được tiến hành và phân tích ở Mục IV, và cuối cùng kết luận được rút ra ở Mục V.

## II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Chúng tôi xét một hệ thống truyền dẫn sử dụng kết hợp mã STBC của Alamouti và truyền dẫn OFDM cho đường lên như ở Hình 1. Mô hình hệ thống ở Hình 1 tương tự mô hình đã được sử dụng ở các công trình [11]–[13]. Hệ thống nghiên cứu trong mô hình bao gồm một trạm gốc (BS) và *Q* người dùng.




**Hình 1** . Sơ đồ cấu hình hệ thống xem xét

Kênh truyền giữa các người dùng (MS) và BS được mô hình hóa như một kênh pha-đinh chọn lọc theo tần số với *P* tia giữ chậm. Giả thiết kênh pha-đinh biến đổi chậm, từng kênh thành phần giữa anten thu thứ m của BS và anten phát thứ n của MS thứ q □ {1,2,…Q} có thể được biểu diễn như sau:

$$h_{mn}^{(q)}[\ell] = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{mn,p}^{(q)} \delta[\ell - p], \qquad (1)$$

trong đó $\alpha_{mn,p}^{(q)}$ là độ lợi kênh truyền tương ứng trên tia trễ thứ *p* và được mô phỏng sử dụng mô hình Jakes; δ(.) biểu diễn hàm xung Dirac.

Các MS sử dụng phương pháp mã hóa STBC của Alamouti để mã hóa từng khung dữ liệu có độ dài *K* symbols theo quy tắc mô tả sau đây. Tại khe thời gian *t*=1, anten thứ nhất truyền $X_1^{(q)}[k]$ trong khi đó anten thứ hai truyền $X_2^{(q)}[k]$ trên sóng mang thứ $k$. Tại khe thời gian *t*=2, anten thứ nhất truyền $-X_2^{(q)*}[k]$ trong khi anten thứ hai truyền $X_1^{(q)*}[k]$, trong đó dấu hoa thị * biểu diễn phép toán lấy liên hợp phức. Tiếp theo biến

đổi Fourier ngược nhanh (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) sẽ được sử dụng để chuyển các khung có chứa *K* symbol để nhận được các mẫu tín hiệu trên miền thời gian. Sau IFFT các khung dữ liệu sẽ được bổ sung một tiếp đầu tuần hoàn CP (Cyclic Prefix) có độ dài C symbol . Độ dài CP thường được chọn thỏa mãn tiêu chí C ≥ P để đảm bảo loại bỏ hoàn toàn ảnh hưởng của trải trễ của kênh truyền.

Tại BS tín hiệu thu được tại anten thứ *m* và khe thời gian *t* được biểu diễn như sau [11]–[13]:

$$y_{m,t}[l] = \sum_{q=1}^{Q}\sum_{n=1}^{N=2}\sum_{p=0}^{P-1}\alpha_{mn,p}^{(q)}x_{n,t}^{(q)}[l-p] + z_{m,t}[l], \quad (2)$$

trong đó $z_{m,t}[l]$ là các mẫu tạp âm tại anten *m* và thời gian *t*. Các mẫu tạp âm được mô phỏng bởi các biến ngẫu nhiên với kỳ vọng bằng 0 và phương sai $\sigma_z^2$. Sau khi loại bỏ CP và thực hiện biến đổi Fourier (FFT: Fast Fourier Transform), tín hiệu giải điều chế được trong miền tần số có thể biểu diễn như sau:

$$Y_{m,t}[k] = \sum_{q=1}^{Q}\sum_{n=1}^{N=2}S_{n,t}^{(q)}[k]H_{m,n}^{(q)}[k] + Z_{m,t}[k] \quad (3)$$

trong đó $S_{n,t}^{(q)}[k]$ biểu diễn tín hiệu sau khi giải mã STBC còn $H_{m,n}^{(q)}[k]$ là đáp ứng tần số của kênh truyền với các hệ số tương ứng như đã giải thích ở phần trên

$$H_{m,n}^{(q)}[k] = \sum_{p=0}^{P-1}\alpha_{m,n}^{(q)}[p]\,e^{-j\frac{2\pi kp}{K}} \quad (4)$$

Định nghĩa các véc-tơ sau đây:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}^{(q)}[k] &= \left[X_1^{(q)}[k], X_2^{(q)}[k]\right]^T,\\
\boldsymbol{h}_n^{(q)}[k] &= \left[H_{1,n}^{(q)}[k], H_{2,n}^{(q)}[k], \ldots, H_{M,n}^{(q)}[k]\right]^T,\\
\boldsymbol{y}_t[k] &= \left[Y_{1,t}[k], Y_{2,t}[k], \ldots, Y_{M,t}[k]\right]^T,\\
\boldsymbol{z}_t[k] &= \left[Z_{1,t}[k], Z_{2,t}[k], \ldots, Z_{M,t}[k]\right]^T.
\end{aligned} \quad (5)$$

Để xây dựng mô hình hệ thống, tiếp tục nhóm các véc-tơ trên để định nghĩa các vec-tơ sau:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{y}[k] &= \left[\boldsymbol{y}_1^T[k], \boldsymbol{y}_2^H[k]\right]^T,\\
\boldsymbol{z}[k] &= \left[\boldsymbol{z}_1^T[k], \boldsymbol{z}_2^H[k]\right]^T,\\
\boldsymbol{H}^{(q)}[k] &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_1^{(q)}[k] & \boldsymbol{h}_2^{(q)}[k] \\ \boldsymbol{h}_2^{(q)*}[k] & -\boldsymbol{h}_1^{(q)*}[k] \end{bmatrix},
\end{aligned} \quad (6)$$

Sau đó định nghĩa các véc-tơ đầu vào và ma trận kênh như sau:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}[k] &= \left[\boldsymbol{x}^{(1)T}, \boldsymbol{x}^{(2)T}, \ldots, \boldsymbol{x}^{(Q)T}\right]^T,\\
\boldsymbol{H}[k] &= \left[\boldsymbol{H}^{(1)}[k], \boldsymbol{H}^{(2)}[k], \ldots, \boldsymbol{H}^{(Q)}[k]\right].
\end{aligned} \quad (7)$$

Do chỉ số sóng mang con *k* là chung nhau nên để đơn giản cho biểu diễn, chúng tôi sẽ lược bỏ chỉ số này trong các biểu diễn từ đây về sau. Sử dụng các định nghĩa trên cho chúng ta phương trình hệ thống sau:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{z}. \quad (8)$$

## III. TÁCH TÍN HIỆU TUYẾN TÍNH

Các bộ tách tín hiệu tuyến tính thực hiện tối thiểu hóa sai số bình phương trung bình (MSE) giữa các symbol phát và ước lượng được theo định nghĩa sau đây

$$\Delta_{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}. \quad (9)$$

Ma trận tương quan của sai số ước lượng được định nghĩa như sau

$$\boldsymbol{R}_{\Delta_x} = \mathrm{E}\left\{\left\|\Delta_{\boldsymbol{x}}\right\|^2\right\} = \mathrm{E}\left\{\left\|\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{s}}\right\|^2\right\} \quad (10)$$

trong đó E{.} ký hiệu toán tử lấy kỳ vọng. Giá trị MSE trung bình gắn với ước lượng symbol phát ***x*** được định nghĩa như sau

$$\mathrm{MSE} = \mathrm{trace}\left\{\boldsymbol{R}_{\Delta_x}\right\}. \quad (11)$$

Các bộ tách tín hiệu tuyến tính cưỡng bức không (ZF: Zero Forcing) và MMSE thực hiện giảm thiểu MSE bằng cách nhân véc-tơ tín hiệu thu ***y*** với một ma trận kết hợp ***W*** như sau

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{W}^H\boldsymbol{y}. \quad (12)$$

Ma trận kết hợp cho hai bộ tách tín hiệu có thể tính được như kết quả dưới đây [14],[15]

$$\boldsymbol{W}^{ZF} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{H})^{-1} \quad (13)$$

và

$$\boldsymbol{W}^{\mathrm{MMSE}} = \left(\boldsymbol{HPH}^{H} + \sigma_z^2 \boldsymbol{I}_{2M}\right)^{-1} \boldsymbol{HP} \quad (14)$$

trong đó $\boldsymbol{I}_{2M}$ biểu diễn một ma trận đơn vị có 2*M* hàng và 2*M* cột; $\boldsymbol{P} = \mathrm{diag}\left\{\boldsymbol{P}_1, \boldsymbol{P}_2, \ldots, \boldsymbol{P}_Q\right\}$ là ma trận công suất phát với $\boldsymbol{P} = E_s \boldsymbol{I}_2$, và $E_s = \mathrm{E}\{|X^{(q)}[k]|^2\}$ là năng lượng symbol phát. Véc-tơ ước lượng của $\boldsymbol{s}$ được cho bởi

$$\bar{\boldsymbol{x}} = Q\left\{\boldsymbol{W}^H \boldsymbol{y}\right\} \quad (15)$$

trong đó *Q*{.} biểu diễn hàm quyết định (lượng tử hóa) và

$$\bar{\boldsymbol{x}} = \left[\bar{X}_1^{(1)}, \bar{X}_2^{(1)}, \ldots, \bar{X}_1^{(Q)}, \bar{X}_2^{(Q)}\right]^T. \quad (16)$$

## IV. LỰA CHỌN ANTEN

Hệ thống truyền dẫn sử dụng lựa chọn anten thu sử dụng $M_t$ anten thu trong khi số tuyến cao tần (RF) là $M<M_t$. Giả thiết các anten có thể đặt cách nhau đủ lớn thì việc sử dụng $M_t$ anten thu cho phép tạo nên $M_t$ nhánh phân tập thu độc lập. Do các nhánh phân tập là độc lập nên ảnh hưởng của pha-đinh đến các kênh này là khác nhau. Vì vậy, hoàn toàn có thể lựa chọn ra *M* nhánh phân tập tốt nhất từ $M_t$ nhánh để đưa tới *M* chuỗi cao tần thực hiện việc tách tín hiệu. Bài toán lựa chọn anten thực hiện tìm ra tổ hợp *M* anten tốt nhất từ tất cả $P = C_M^{M_t}$ tổ hợp. Các phương pháp lựa chọn anten phổ biến đã được công bố cho các hệ thống MIMO-SDM bao gồm: lựa chọn trên cơ sở độ lợi kênh (norm-based selection), lựa chọn trên cơ sở giá trị riêng (eigenvalue-based selection), lựa chọn trên cơ sở SNR, và lựa chọn trên cơ sở MSE. Tuy nhiên, đối với hệ thống STBC-OFDM đa người dùng thì theo phạm vi hiểu biết của nhóm tác giả, hiện tại vẫn chưa có công trình nào kết hợp đồng thời tách tín hiệu và lựa chọn anten. Trong phần sau đây chúng tôi đề xuất 3 phương pháp lựa chọn anten cho hệ thống tách tín hiệu đa người dùng STBC-OFDM.

### *A. Lựa chọn trên cơ sở độ lợi kênh*

Lựa chọn anten trên cơ sở độ lợi kênh tính toán và so sánh độ lợi kênh tương đương

$$h_{eq} = \sqrt{\sum_{m=1}^{M}\sum_{q=1}^{Q}\sum_{n=1}^{N=2}\left|h_{mn}^{(q)}\right|^2} \quad (17)$$

Do hệ thống STBC-OFDM thực hiện xử lý tín hiệu trên miền tần số, nên độ lợi kênh trên trở thành

$$H_{eq} = \sqrt{\sum_{m=1}^{M}\sum_{q=1}^{Q}\sum_{n=1}^{N=2}\left|H_{mn}^{(q)}[k]\right|^2} \quad (18)$$

Việc tính toán kênh tương đương trên yêu cầu số phép tính toán lớn, nên có thay bằng thuật toán tính norm (chuẩn) của hàm truyền đạt kênh truyền với độ phức tạp tính toán thấp hơn. Điều này tương đương với tính giá trị

$$\hat{H}_{eq} = \sqrt{\sum_{m=1}^{M}\left\|\boldsymbol{h}_m\right\|^2} \quad (19)$$

trong đó $\boldsymbol{h}_m$ là hàng thứ *m* của ma trận kênh $\boldsymbol{H}$. Dựa trên giá trị độ lợi kênh tương đương này, thuật toán lựa chọn ra *M* anten thu tương ứng với *M* giá trị lớn nhất.

### *B. Lựa chọn trên cơ sở SNR*

Lựa chọn trên cơ sở SNR được thực hiện dựa trên tính toán SNR sau ước lượng sử dụng bộ tách tín hiệu tuyến tính ZF hay MMSE. Công thức SNR sau ước lượng tổng quát được cho bởi công thức sau [14]

$$\mathrm{SNR}_n = \frac{E_s\left\|\boldsymbol{w}_n^H \boldsymbol{h}_n\right\|^2}{N\sigma_z^2\left\|\boldsymbol{w}_n\right\|^2} \quad (20)$$

Đối với trường hợp ZF sử dụng (13) và MMSE sử dụng (14) có thể tính được giá trị SNR như sau [14]

$$\mathrm{SNR}_n^{\mathrm{MMSE}} = \frac{E_s}{N\sigma_z^2\left[\boldsymbol{H}_p\boldsymbol{H}_p^H + \frac{\sigma_z^2}{E_s}\boldsymbol{I}_{2M}\right]_{nn}^{-1}} - 1 \quad (21)$$

và

$$\mathrm{SNR}_n^{\mathrm{ZF}} = \frac{E_s}{N\sigma_z^2\left[\boldsymbol{H}_p\boldsymbol{H}_p^H\right]_{nn}^{-1}} \quad (22)$$

trong đó ký hiệu $[.]_{nn}$ biểu diễn phép tính lấy phần tử thứ *n* trên đường chéo. Do giá trị nhỏ nhất của SNR đã được cho thấy bị chặn dưới bởi [14]

$$\mathrm{SNR}_{\min} \geq \lambda_{\min}^2(\boldsymbol{H}_p)\frac{E_s}{N\sigma_z^2} \quad (23)$$

trong đó $\lambda_{\min}^2(\boldsymbol{H}_p)$ biểu diễn giá trị nhỏ nhất của giá trị đơn điệu (singular value) của ma trận ứng cử $\boldsymbol{H}_p$ nên có thể kết luận là chất lượng ước lượng của bộ tách tín hiệu tăng khi giá trị đơn điệu nhỏ nhất tăng. Điều này dẫn đến thuật toán lựa chọn như sau: *với mỗi tập con của các anten* $p \in P$, *tính ma trận trọng số* ***W*** *và* $\mathrm{SNR}_{\min}$ *tương ứng cho từng bộ tách tín hiệu, lựa chọn tập con có giá trị* $\mathrm{SNR}_{\min}$.

### *C. Lựa chọn trên cơ sở giá trị riêng*

Tương tự như trường hợp lựa chọn dựa trên SNR chúng ta có thể tính xấp xỉ (22) theo định lý Rayleigh-Ritz như sau [14]

$$\begin{aligned}\max_k[\boldsymbol{H}_p^H\boldsymbol{H}_p]^{-1} &= \max \boldsymbol{e}_k^H[\boldsymbol{H}_p^H\boldsymbol{H}_p]^{-1}\boldsymbol{e}_k \\ &\le \max_{\|\boldsymbol{y}\|^2=1} \boldsymbol{y}_k^H[\boldsymbol{H}_p^H\boldsymbol{H}_p]^{-1}\boldsymbol{y} \\ &= \lambda_{\max}\left([\boldsymbol{H}_p^H\boldsymbol{H}_p]^{-1}\right) = \lambda_{\min}^2(\boldsymbol{H}_p).\end{aligned} \tag{24}$$

Thay (24) vào (22) thu được kết quả (23)

$$\mathrm{SNR}_{\min}^{\mathrm{ZF}} \ge \lambda_{\min}^2(\boldsymbol{H}_p)\frac{E_s}{N\,\sigma_z^2} \tag{25}$$

trong đó $\lambda(\boldsymbol{A})$ biểu diễn các giá trị riêng của ma trận ***A***, $\boldsymbol{e}_k$ là cột thứ *k* của ma trận đơn vị. Từ công thức (25) có thể nhận thấy rằng chất lượng của máy thu tuyến tính có thể được cải thiện khi giá trị riêng của kênh truyền tăng lên. Với máy thu MMSE việc xác định tiêu chuẩn lựa chọn trên cơ sở giá trị riêng của kênh không thể áp dụng để đạt chất lượng tối ưu do khi đó ảnh hưởng của tạp âm sẽ bị bỏ qua. Việc lựa chọn theo giá trị riêng cho tách tín hiệu MMSE vì vậy sẽ có chất lượng tương đương với tách tín hiệu ZF. Vì vậy, tiêu chuẩn lựa chọn theo giá trị riêng sẽ là:

*Với tất cả các tập con của anten thu có thể có p□ P, tính λmin tương ứng với Hp ,chọn tập anten có giá trị λmin cực đại.*

### *D. Lựa chọn trên cơ sở MSE*

Lựa chọn trên cơ sở giá trị trung bình bình phương MSE dựa trên tính toán sai số ước lượng được cho từng loại bộ tách ZF và MMSE. Đối với bộ tách tín hiệu ZF, MSE gắn với tách symbol thứ *n* được cho bởi [15]

$$\mathrm{MSE}_n^{\mathrm{ZF}} = \sigma_z^2\left(\boldsymbol{w}_n^H\boldsymbol{w}_n\right) \tag{26}$$

Còn với bộ tách tín hiệu MMSE, MSE được biểu diễn như sau [15]

$$\mathrm{MSE}_n^{\mathrm{MMSE}} = \frac{\sigma_z^2}{N}\left(1-\boldsymbol{h}_n^H\boldsymbol{w}_n\right) \tag{27}$$

Trong đó $\boldsymbol{w}_n$ và $\boldsymbol{h}_n$ tương ứng biểu diễn cột thứ *n* của ***W*** và ***H.*** Thuật toán lựa chọn anten theo MSE có thể phát biểu như sau: *với mỗi tập con của anten thu* $p \in P$, *tính giá trị cực đại của* MSE ($\mathrm{MSE}_{\max}$), *lựa chọn tập con có* $\mathrm{MSE}_{\max}$ tối thiểu.

## V. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

### *A. Mô hình mô phỏng*

Để đánh giá chất lượng của các phương pháp lựa chọn kết hợp với các bộ tách tín hiệu, chúng tôi đã tiến hành chạy các chương trình mô phỏng Monte-Carlo với các tham số sau đây. Hệ thống truyền dẫn bao gồm hai người dùng, mỗi người sử dụng phương pháp mã hóa STBC của Alamouti kết hợp với OFDM. Kênh truyền được mô phỏng sử dụng một biến Gauss phức với kỳ vọng bằng không và phương sai đơn vị. Kênh truyền được giả thiết là biến đổi chậm sao cho độ lợi của kênh không biến thiên trong khoảng thời gian một OFDM symbol. Chúng tôi cũng giả thiết kênh truyền chịu ảnh hưởng của hiện tượng trải trễ với 6 tia giữ chậm có suy hao giảm theo hàm mũ như mô tả ở Bảng 1. Hệ thống OFDM được giả thiết sử dụng tiếp đầu tuần hoàn có độ dài tương đương 6 symbol. Giả thiết này đảm bảo hệ thống không chịu ảnh hưởng của nhiễu ISI và các kênh con của OFDM đều chỉ chịu ảnh hưởng của pha-đinh phẳng. Vì vậy, các mô phỏng sau đây sẽ chỉ thực hiện đánh giá trên một kênh con. Chất lượng tỉ số lỗi bit (BER) của toàn bộ hệ thống là trung bình của chất lượng trên các kênh con nên hoàn toàn tương đương. Máy thu được giả thiết sử dụng 4 anten và sử dụng các phương pháp lựa chọn để tìm ra 2 anten tốt nhất đưa vào tách tín hiệu. Trong mô phỏng chúng tôi sử dung điều chế dịch pha 8 mức (8PSK).

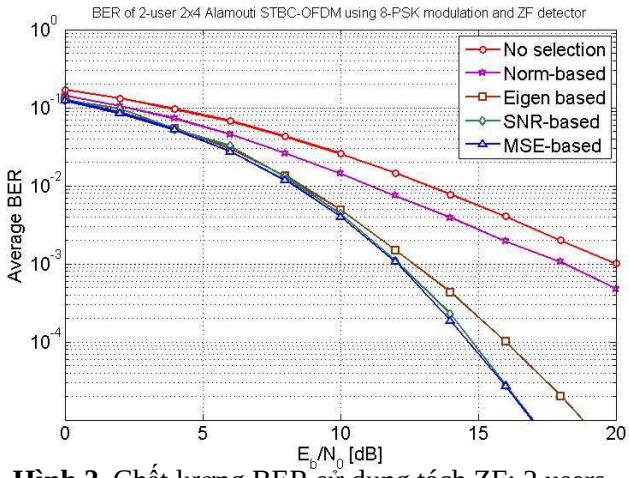
**Bảng 1.** Mô hình kênh đa đường sử dụng trong mô phỏng

| | Path # 1 | Path # 2 | Path # 3 | Path # 4 | Path # 5 | Path # 6 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **Trễ** (symbol) | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| **Độ lợi** | 1.2674 | 0.4663 | 0.1715 | 0.0631 | 0.0232 | 0.0085 |

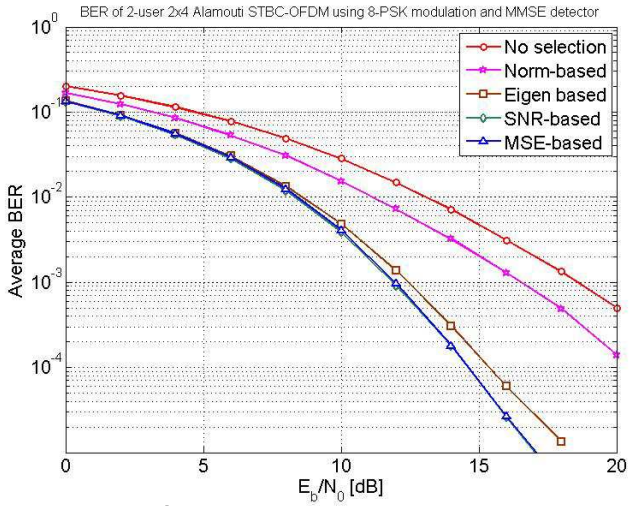
### *B. Phân tích kết quả*

Hình 2 và 3 biểu diễn kết quả mô phỏng chất lượng BER cho hai hệ thống tách tín hiệu tương ứng là ZF và MMSE.

Từ kết quả hai Hình vẽ chúng ta có thể nhận thấy rõ là các phương pháp lựa chọn anten cho phép nâng cao đáng kể chất lượng BER của hệ thống so với trường hợp truyền thống (đường No selection). Điều này chứng minh được tính ưu việt của phương pháp lựa chọn anten. So sánh các kết quả ứng với các thuật toán lựa chọn có thể thấy phương pháp lựa chọn dựa trên chuẩn của kênh không đem lại độ lợi về phân tập mà chỉ đem lại độ lợi về năng lượng. Có thể thấy đối với cả hai trường hợp sử dụng bộ tách tín hiệu ZF (Hình 2) và MMSE (Hình 3) sử dụng lựa chọn theo chuẩn của kênh cho phép cải thiện tỉ số $E_b/N_0$ vào khoảng 2 dB. Trong khi đó phương pháp lựa chọn theo giá trị riêng của kênh cho độ lợi phân tập tăng lên đáng kể so với trường hợp không lựa chọn. Việc có được bậc phân tập lớn hơn cho phép cải thiện tỉ số BER một cách đáng kể. Ví dụ, tại $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, BER của trường hợp sử dụng lựa chọn theo giá trị riêng kênh cho phép giảm từ $5\times10^{-3}$ với trường hợp không lựa chọn, và $2\times10^{-3}$ với trường hợp lựa chọn theo chuẩn của kênh xuống chỉ còn $2\times10^{-4}$. Điều này tương đương với việc giảm tỉ lệ lỗi xuống 10 lần. Hai phương pháp lựa chọn còn lại dựa trên SNR và MSE cho chất lượng như nhau và đạt được độ lợi phân tập và chất lượng BER tốt nhất.




**Hình 2**. Chất lượng BER sử dụng tách ZF: 2 users, 2x4 STBC-OFDM điều chế 8-PSK




**Hình 3**. Chất lượng BER sử dụng tách MMSE: 2 users, 2x4 STBC-OFDM điều chế 8-PSK

Một điểm nhận xét quan trọng khác có thể thấy từ hai Hình vẽ là hai phương pháp lựa chọn dựa trên SNR và MSE cho chất lượng như nhau khi sử dụng cả hai máy thu ZF và MMSE. Đây cũng là hai phương pháp cho chất lượng tốt nhất. Tuy nhiên, chúng tôi cũng thừa nhận rằng đổi lại với chất lượng BER, độ phức tạp của hai phương pháp này lớn hơn so với phương pháp lựa chọn dựa trên giá trị riêng và norm của kênh do cần phải tính ma trận trọng số. Độ phức tạp tính toán của phép đảo ma trận để tính toán ma trận trọng số tỉ lệ với hàm bậc 3 của kích thước ma trận.

**LỜI CẢM ƠN**

Kết quả của bài báo được tài trợ từ đề tài Nafosted mã số 102.99.34.09.

**TÀI LIỆU THAM KHẢO**

[1] www.3gpp.org

[2] S. M. ALAMOUTI, *"A simple transmit diversity technique for wireless communications"*, IEEE J. Select. Areas in Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451–1458, October 1998.

[3] V. TAROKH, N. SESHADRI, AND A. R. CALDERBANK, *"Space-time codes for high data rate wirelesscommunication: performance criterion and code structure"*, IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.44, No.2, pp.744–765, March 1998.

[4] V. TAROKH, H. JAFARKHANI, AND A. R. CALDERBANK, *"Space-time block coding for wireless communications: peformance results,"*IEEE J. Select. Areas Commmun., Vol. 17, No. 3, pp. 451–460, March 1999.

[5] D. AGRAWAL, V. TAROKH, A. NAGUIB AND N. SESHADRI, *"Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels,"* Proc. IEEE VTC'98, May 1998, Vol. 3, pp. 2232–2236.

[6] Y. (G.) LI, J. C. CHUANG AND N. R. SOLLENBERGER, *"Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks,"* IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No. 7, pp. 1233–1243, July 1999.

[7] S. MUDULODU AND A. PAULRAJ, *"A Transmit diversity for frequency selective fading channels,"* Proc. IEEE GLOBECOM'00, Nov. 2000, pp. 1089–1093.

[8] X. N. TRAN, T. TANIGUCHI, AND Y. KARASAWA, *"Adaptive beamforming for multiuser space-time block coded systems"*, 2004 International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSTA'04), Sydney, Australia, 2004.

[9] X. N. TRAN, T. FUJINO AND Y. KARASAWA, "*An MMSE Detector for Multiuser Space-Time Block Coded OFDM*", IEICE Transactions on Communications, Vol. E88-B, No.1, pp.141-149, January 2005.

[10] X. N. TRAN, T. TANIGUCHI AND Y. KARASAWA, "*Spatio-Temporal Equalization for Space-Time Block Coded Transmission over Frequency Selective Fading Channel with Co-channel Interference*," IEICE Transactions on Fundamentals, Vol.E88-A, No.3, pp. 660-668, March 2005.

[11] A. T. LE, X. N. TRAN AND T. FUJINO, "*Combined ML and MMSE Multiuser Detection for STBC-OFDM Systems*," IEICE Transactions on Fundamentals, Vol. E88-A, No. 10, pp. 2915-2925, October 2005.

[12] X. N. TRAN, A. T. LE, AND T. FUJINO, *"Combined MMSE-SIC Multiuser Detection for STBC-OFDM Systems,"* IEICE Transactions on Communications, No.5, Vol.89B, pp. 280-283, May 2006.

[13] T. D. NGUYEN, X. N. TRAN, AND TADASHI FUJINO, *"Layer Error Characteristics of Lattice-Reduction Aided V-BLAST Detectors,"* IEICE Transactions on Fundamentals, No. 10, Vol. E89-A, pp. 2535-2542, October 2006.

[14] R. W. HEATH AND A. PAULRAJ, *Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers*. IEEE Communications Letter, 4(5):142–144, April 2001.

[15] T. T. BUI, X. N. TRAN, AND T. FUJINO, *MSE Based Antenna Selection for MIMO-SDM Systems*, Proc. 2008 International Conference on Advanced Technologies for Communications, Oct. 2009, pp. 108 – 112.

**Nhận bài ngày:** 05/09/2011

**SƠ LƯỢC VỀ TÁC GIẢ**

**LÊ QUANG ĐỨC**

Sinh ở Hà Tây, Hà Nội.

Tốt nghiệp Kỹ sư Vô tuyến điện tử tại Học viện Kỹ thuật Quân sự VAAZ (Tiệp khắc cũ) năm 1983; Thạc sỹ Viễn thông và mạng máy tính tại Viện Công nghệ Hoàng gia Melbourne, Australia năm 1997.

Hiện công tác tại Viện Công nghệ thông tin, Viện Khoa học và Công nghệ Quân sự; đang làm nghiên cứu sinh tại Viện Viện Khoa học và Công nghệ Quân sự.

Hướng nghiên cứu hiện tại: tích hợp hệ thống, hệ thống MIMO, công nghệ mạng không dây, an toàn thông tin.

ĐT: 069-552371; 04-37472490.

Email: duclq2001@yahoo.com

**BÙI THANH TÂM**

Sinh ở Hà Tây, Hà Nội. Tốt nghiệp Kỹ sư Thông tin, Học viện Kỹ thuật Quân sự năm 2009.

Hiện công tác tại Viện Điện tử, Viện Khoa học và Công nghệ Quân sự.

Hướng nghiên cứu hiện nay: Điện tử y sinh.

**TRẦN XUÂN NAM**

Sinh năm 1971 tại Thanh Hóa.

Nhận bằng tốt nghiệp thủ khoa chuyên ngành Kỹ sư Thông tin, Khoa Vô tuyến Điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự năm 1993; Thạc sỹ Kỹ thuật Viễn thông của trường Đại học Kỹ thuật Sydney, Australia năm 1998; Tiến sỹ Kỹ thuật Điện tử của trường Đại học Điện-Thông tin, Nhật Bản năm 2003; Nhận chức danh Phó Giáo sư năm 2009.

Hiện là Chủ nhiệm Bộ môn Thông tin, Học viện Kỹ thuật Quân sự.

Hướng nghiên cứu chính bao gồm các kỹ thuật xử lý tín hiệu cho thông tin vô tuyến như MIMO, anten thích nghi, truyền dẫn hợp tác.

ĐT: 069-515392.

Email: namtx@mta.edu.vn