HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

Phạm Anh Tuấn

NGHIÊN CỨU PHƯƠNG PHÁP TÁCH SÓNG MÙ TRONG HỆ THỐNG MIMO-OSTBC

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 8.52.02.08

TÓM TẮT ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ

HÀ NỘI - NĂM 2025

Đề án tốt nghiệp được hoàn thành tại:

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

Người hướng dẫn khoa học: TS, Lê Minh Tuấn

Phản biện 1: ……

Phản biện 2: ……

Đề án tốt nghiệp sẽ được bảo vệ trước Hội đồng chấm đề án tốt nghiệp thạc sĩ tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Vào lúc: ..... giờ ..... ngày ..... tháng ..... năm .....

Có thể tìm hiểu đề án tốt nghiệp tại:

- Thư viện của Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông.

MỞ ĐẦU

Trong những năm gần đây, các hệ thống truyền thông không dây sử dụng kỹ thuật đa anten MIMO đã đạt được những bước phát triển mạnh mẽ, đặt ra yêu cầu ngày càng cao về các kỹ thuật mã hóa nhằm khai thác hiệu quả tài nguyên phổ và nâng cao độ tin cậy của hệ thống. Trong số đó, kỹ thuật mã hóa không gian – thời gian (Space-Time Block Coding – STBC) được xem là một giải pháp hiệu quả, cho phép khai thác đa dạng không gian 2và thời gian để giảm thiểu ảnh hưởng của hiện tượng pha-đinh trong kênh truyền vô tuyến. Đặc biệt, các mã STBC trực giao (Orthogonal STBC – OSTBC) được đánh giá cao nhờ khả năng đạt được độ đa dạng tối đa và cho phép sử dụng các thuật toán tách sóng tuyến tính đơn giản với hiệu năng tối ưu khi phía thu có thông tin trạng thái kênh (CSI) chính xác.

Tuy nhiên, trong thực tế, việc ước lượng CSI tại phía thu gặp nhiều khó khăn và thường đòi hỏi sử dụng các tín hiệu huấn luyện. Điều này dẫn đến sự suy giảm hiệu quả phổ, đặc biệt trong các hệ thống MIMO có số lượng anten lớn hoặc trong môi trường kênh biến thiên nhanh. Do đó, việc nghiên cứu các kỹ thuật tách sóng không cần hoặc chỉ cần rất ít thông tin về kênh, còn gọi là tách sóng mù, trở thành một hướng nghiên cứu quan trọng.

Mặc dù đã có nhiều phương pháp tách sóng mù cho hệ thống MIMO-OSTBC được đề xuất, song vẫn tồn tại những hạn chế nhất định, đặc biệt đối với các mã như Alamouti do vấn đề mơ hồ dấu và hệ số vô hướng. Xuất phát từ thực tế đó, tác giả lựa chọn đề án **"Nghiên cứu phương pháp tách sóng mù trong hệ thống MIMO-OSTBC"** nhằm phân tích, đánh giá các phương pháp hiện có và đề xuất một kỹ thuật tách sóng hoàn toàn mù với độ phức tạp thấp, đồng thời đảm bảo hiệu năng BER tốt cho hệ thống MIMO-OSTBC.

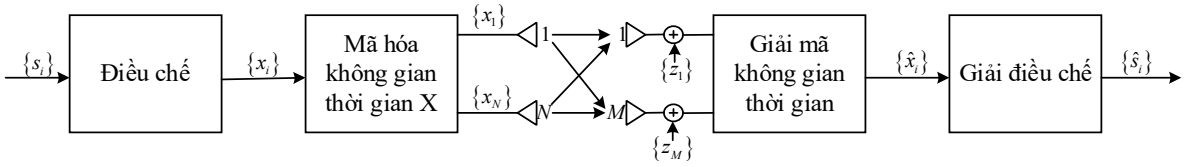
Chương 1 - CƠ SỞ LÝ THUYẾT VÀ TỔNG QUAN PHƯƠNG PHÁP TÁCH SÓNG MÙ

Chương 1 đề án trình bày những vấn đề lý thuyết tổng quan cho bài toán tách sóng mù trong hệ MIMO-OSTBC, trình bày cơ sở hình thành của STBC từ thiết kế trực giao, minh họa bằng mã Alamouti và các mở rộng nhiều ăng-ten; phân tích ảnh hưởng của trực giao tới khả năng tách sóng tuyến tính. Nguyên lý mã hóa không gian-thời gian OSTBC, các phương pháp tách sóng truyền thống và mù, cùng những ưu nhược điểm của từng kỹ thuật. Đây là cơ sở lý thuyết quan trọng giúp nghiên cứu và đề xuất giải pháp tách sóng mù cho hệ thống MIMO-OSTBC.

1.1. Mã khối không gian - thời gian STBC và OSTBC

1.1.1 Khái niệm, mô hình

Space–Time Block Coding (STBC) là một kỹ thuật cốt lõi của truyền thông không dây đa ăng-ten, đảm bảo việc phân bố dữ liệu trên nhiều chiều không gian–thời gian nhằm tăng phân tập và cải thiện hiệu quả phổ. Thuộc tính chống pha-đinh mạnh mẽ khiến STBC trở thành giải pháp nền tảng trong hầu hết các cấu trúc MIMO hiện đại.



Hình 1.1: Sơ đồ hệ thống mã hóa STBC

Một cách tổng quát, bộ mã hoá (STE: Space-Time Encoder) của STBC có thể có như một phép ánh xạ của một tập N_s ký hiệu phát phức sang một ma trận phát $\mathbf{X}$ với N_s hàng và N_t cột.

$$\{s_1, s_2, \ldots, s_{N_s}\} \rightarrow \mathbf{X} \tag{1.1}$$

Mã STBC tuyến tính phép ánh xạ (1.1) được trình bày ngắn gọn [8]:

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^{N_s} \left(\tilde{s}_k \mathbf{A}_k + j\, \breve{s}_k \mathbf{B}_k \right) \tag{1.2}$$

Do N_s ký hiệu truyền trong khoảng thời gian N_t khe thời gian nên tốc độ của mã STBC là:

$$R = \frac{N_s}{N_t} \tag{1.3}$$

Hiệu suất phổ tần của mã STBC có thể tính được như sau:

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m_b R}{r_s} = \frac{m_b N_s}{N_t} \tag{1.4}$$

Với r_b và r_s tương ứng là các tốc độ bit và ký hiệu, B là băng tần.

Một ví dụ điển hình của mã STBC là bộ mã do Alamouti [1] đề xuất với ma trận phát

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} \\ x_{2,1} & x_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

Các ma trận ánh xạ $\mathbf{A}_k$ và $\mathbf{B}_k$ của mã Alamouti STBC có thể biểu diễn như sau [8]

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \tag{1.6}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{1.7}$$

Do $N_s = N_t = 2$ nên tốc độ truyền dẫn của mã Alamouti STBC là $R = 1$.

Nhằm đạt được phân tập tối đa từ (full diversity) từ N ăng-ten phát cung cấp, quá trình thiết kế ma trận mã truyền phải tuân theo cấu trúc trực giao. Điều kiện này đã được trình bày trong [21]

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = C\sum_{k=1}^{N_s} |s_k|^2 \, \mathbf{I}_N \tag{1.8}$$

Nếu định nghĩa x_n là các véc-tơ (hàng) phát từ ăng-ten n, tương ứng với hàng thứ n của $\mathbf{X}$, thì STBC được biểu diễn bằng:

$$\mathbf{x}_i \mathbf{x}_j^H = \sum_{t=1}^{N_t} x_{i,t} x_{j,t}^* = 0, \qquad i, j \in \{1, 2, \ldots, N\} \tag{1.9}$$

Tính chất trực giao của mã STBC này cho phép đạt được bậc phân tập toàn phần, đồng thời cho phép máy thu tách riêng các thành phần tín hiệu phát từ các ăng-ten phát, và vì vậy đơn giản hoá bộ tách tín hiệu thông qua tách sóng hợp lẽ tối ưu dựa trên các phép xử lý tuyến tính trên tín hiệu thu.

1.1.2. Phương pháp mã hóa không gian–thời gian dựa trên cấu trúc trực giao

1.1.2.1. Bộ mã O-STBC áp dụng cho tín hiệu đầu vào là tập giá trị thực

Với mục tiêu đạt độ phân tập cực đại, các mã STBC trên tín hiệu thực được thực hiện sao cho đảm bảo quan hệ trực giao.

$$\mathbf{X}_N \mathbf{X}_N^T = C\sum_{k=1}^{N_s} |s_k|^2 \, \mathbf{I}_N \tag{1.10}$$

Các mã này cũng giữ nguyên tính trực giao nhờ cách tạo lập ma trận mã đặc trưng của OSTBC

$$\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^{\mathrm{H}} = \sum_{k=1}^{N_s} |s_k|^2, \tag{1.14}$$

$$\mathbf{x}_i \mathbf{x}_j^{\mathrm{H}} = 0, i \neq j \tag{1.15}$$

1.1.2.2. Bộ mã O-STBC áp dụng cho tín hiệu đầu vào là tập giá trị phức

Các chòm tín hiệu phức, chẳng hạn như M-QAM hay M-PSK, được ứng dụng phổ biến trong các hệ thống thông tin vô tuyến số. Để khai thác tối đa phân tập khi hệ thống có N ăng-ten phát, các mã O-STBC áp dụng cho tín hiệu phức cũng phải tuân thủ điều kiện trực giao.

$$\mathbf{X}_N \mathbf{X}_N^H = C \sum_{k=1}^{N_s} |s_k|^2 \, \mathbf{I}_N. \tag{1.20}$$

Bộ mã Alamouti STBC với ma trận phát

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}. \tag{1.21}$$

Tổng quát, có thể xây dựng các bộ mã O-STBC phức tốc độ $R = 1/2$ bằng cách xây dựng một bộ mã O-STBC phức có cấu trúc tương tự như một bộ mã O-STBC thực có tốc độ toàn phần rồi nối với ma trận liên hợp phức của nó.

1.2. Tách sóng trong hệ thống MIMO-OSTBC

1.2.1. Trường hợp máy thu biết chính xác kênh truyền

1.2.1.1 Tách sóng O-STBC cho tập tín hiệu thực

Khi tín hiệu s_k là tín hiệu thực, các ma trận mã O-STBC được trình bày:

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^{N_s} s_k \mathbf{A}_k \tag{1.28}$$

$\mathbf{A}_k$ là các ma trận phân tán thỏa mãn các điều kiện sau:

$$\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^T = \mathbf{I}_{N,} \tag{1.29}$$

$$\mathbf{A}_k \mathbf{A}_n^T = -\mathbf{A}_n \mathbf{A}_k^T, k \neq n \tag{1.30}$$

Với $k = 1, 2, \ldots, N_s, n = 1, 2, \ldots, N_s,$

Giả thiết kênh pha đinh chậm, tức là hệ số kênh truyền $h_{m,n}$ không thay đổi trong khoảng N_t khe thời gian phát ma trận (mỗi ma trận một mã), ta có

$$h_{m,n}(t) = h_{m,n}, \quad t = 1, 2, \ldots, N_t \tag{1.31}$$

và khối tín hiệu thu được ứng với từ mã đã truyền có thể được biểu diễn theo công thức:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{Z}, \tag{1.32}$$

Do X chỉ bao gồm các giá trị thực, ta có thể biểu diễn lại (1.32) bằng:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HX} + \mathbf{Z} \tag{1.33}$$

Với $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{Y}\} \\ \Im\{\mathbf{Y}\} \end{bmatrix}$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{H}\} \\ \Im\{\mathbf{H}\} \end{bmatrix}$, $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{Z}\} \\ \Im\{\mathbf{Z}\} \end{bmatrix}$.

Khi máy thu biết chính xác kênh truyền $\mathbf{H}$ hay $\mathbf{H}$, nó thực hiện giải mã tối ưu véc-tơ thông tin s như sau:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg\min_{\mathbf{s}\in\mathcal{A}} \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{HX} \right\|_F^2 \tag{1.34}$$

Trong đó $\| \mathbf{A} \|_F$ ký hiệu độ lớn Frobenius (Frobenius norm) của ma trận A.

Dựa vào tính chất trực giao của ma trận X, ta có

$$\left\| \mathbf{Y} - \mathbf{HX} \right\|_F^2 = \| \mathbf{H} \|_F^2 \sum_{k=1}^{N_s} (s_k - \tilde{s}_k)^2 + \text{const.} \tag{1.35}$$

Trong đó

$$\tilde{s}_k = \frac{\text{trace}\left(\tilde{\mathbf{Y}}^T \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{A}_k \right)}{\| \tilde{\mathbf{H}} \|_F^2}. \tag{1.36}$$

Từ (1.35), ta biểu diễn lại luật quyết định tối ưu (1.34) như sau:

$$\bar{s} = \arg\min_{s\in\mathcal{A}} \sum_{k=1}^{N_s} (s_k - \tilde{s}_k)^2. \tag{1.37}$$

Biểu thức (1.37) chứng tỏ rằng metric tối ưu được tách thành tổng của N_s thành phần, trong đó mỗi thành phần phụ thuộc duy nhất vào một ký hiệu thực s_k. Do đó, việc giải mã ký hiệu s_k không phụ thuộc vào ký hiệu $s_n, k \neq n,$, theo luật sau:

$$\bar{s} = \arg\min_{s_k\in\mathcal{A}} (s_k - \tilde{s}_k)^2. \tag{1.38}$$

1.2.1.2 Tách sóng O-STBC cho tập tín hiệu phức

Khi tín hiệu s_k là tín hiệu phức, các ma trận mã O-STBC có thể được biểu thị như trong công thức (1.2), với các ma trận phân tán thỏa mãn các điều kiện sau [8]:

$$\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k = C\mathbf{I}_N, \qquad \mathbf{B}_k^H \mathbf{B}_k = C\mathbf{I}_N, \text{với } C \text{ là hằng số bất kỳ} \tag{1.39}$$

$$\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_n = -\mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_k, \qquad \mathbf{B}_k^H \mathbf{B}_n = -\mathbf{B}_n^H \mathbf{B}_k, \qquad k \neq n, \tag{1.40}$$

$$\mathbf{A}_n^H \mathbf{B}_k = \mathbf{B}_k^H \mathbf{A}_n. \tag{1.41}$$

trong đó $k = 1, 2, \ldots, K, \qquad n = 1, 2, \ldots, K.$

Khi máy thu biết chính xác kênh truyền **H**, nó thực hiện giải mã tối ưu véctơ thông tin ***s*** như sau:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg\min_{\mathbf{s}\in\mathcal{A}} \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{HX} \right\|_F^2 \tag{1.42}$$

biến đổi đối số trong vế phải của (1.42) như trong biểu thức sau:

$$\| \mathbf{Y} - \mathbf{HX} \|_F^2 = C \| \mathbf{H} \|_F^2 \sum_{k=1}^{N_s} |s_k - \tilde{s}_k|^2 + \text{const}. \tag{1.43}$$

Trong đó

$$\tilde{s}_k = \frac{\Re\{trace(\mathbf{Y}^H \mathbf{HA}_k)\} - j\Im\{trace(\mathbf{Y}^H \mathbf{HB}_k)\}}{C \| \mathbf{H} \|_F^2}. \tag{1.44}$$

là biến ngẫu nhiên quyết định (decision statistic) tương ứng với ký hiệu s_k.

Từ công thức (1.43), ta có thể viết lại luật quyết định tối ưu (1.42) như sau:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg\min_{\mathbf{s}\in\mathcal{A}} \sum_{k=1}^{N_s} |s_k - \tilde{s}_k|^2 . \tag{1.45}$$

Từ biểu thức (1.45) ta thấy rằng chỉ số đo (metric) tối ưu được tách thành tổng của N_s thành phần, trong đó mỗi thành phần phụ thuộc duy nhất vào một ký hiệu phức s_k. Do đó, ký hiệu s_k được giải mã độc lập với ký hiệu s_n, k ≠ n, theo luật sau:

$$\bar{s}_k = \arg\min_{s_k\in\mathcal{A}} | s_k - \tilde{s}_k |^2 . \tag{1.46}$$

đối với tín hiệu QAM, chúng ta có thể thực hiện tách một cách độc lập phần thực và phần ảo của mỗi ký hiệu phức s_k như sau:

$$\bar{s}_k^I = \arg\min_{s_k^I\in\mathcal{N}} | s_k^I - \tilde{s}_k^I |^2 . \tag{1.47}$$

$$\bar{s}_k^Q = \arg\min_{s_k^Q\in\mathcal{N}} | s_k^Q - \tilde{s}_k^Q |^2 . \tag{1.48}$$

trong đó, $\mathcal{N}$ là tập các số nguyên để xây dựng nên tín hiệu *M*-QAM,

$$\tilde{\mathrm{s}}_\mathrm{k}^\mathrm{I} = \frac{\Re\left\{\mathrm{trace}\left(\mathbf{Y}^\mathrm{H}\mathbf{HA}_\mathrm{k}\right)\right\}}{\mathrm{C}\| \mathbf{H} \|_\mathrm{F}^2}, \tag{1.49}$$

$$\tilde{s}_k^Q = \frac{-\Im\{\mathrm{trace}(\mathbf{Y}^H \mathbf{HB}_k)\}}{C \| \mathbf{H} \|_F^2}. \tag{1.50}$$

Thành phần mẫu số trong (1.44) có thể được bỏ qua và ký hiệu PSK s_k được giải mã tối ưu dựa trên công thức:

$$\bar{\mathrm{s}}_\mathrm{k} = \mathrm{argmin}_{\mathrm{s_k}\in\mathcal{A}} \left|\mathrm{s_k} - \tilde{\mathrm{s}}_\mathrm{k}^\mathrm{p}\right|^2 \tag{1.51}$$

Với

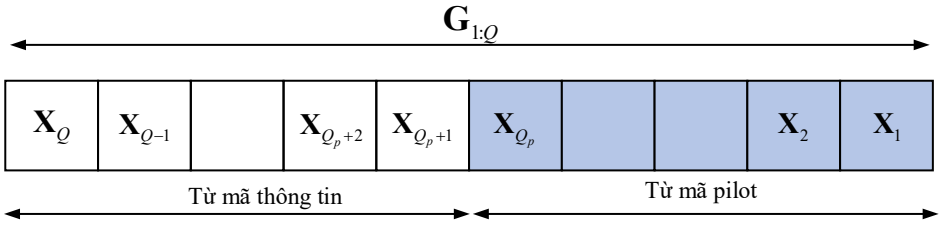
$$\tilde{s}_k^p = \Re\left\{\mathrm{trace}(\mathbf{Y}^H \mathbf{HA}_k^T)\right\} - \mathrm{j}\Im\left\{\mathrm{trace}(\mathbf{Y}^H \mathbf{HB}_k^T)\right\} \tag{1.52}$$

là biến thống kê quyết định tương ứng với ký hiệu s_k.

Ta có thể thấy tính chất trực giao của các mã O-STBC đã biến bài toán giải mã tối ưu phức tạp trong (1.34) và (1.42) thành các bài toán giải mã tối ưu cho từng ký hiệu riêng biệt như biểu thị trong các công thức (1.38). (1.46) và (1.51), do đó đơn giản hóa một cách đáng kể quá trình giải mã.

1.2.2. Ước lượng kênh truyền bằng thuật toán LSE

Giả thiết máy thu biết chính xác kênh truyền là một giả thiết lý tưởng. Trong thực tế để có được thông tin về kênh truyền, máy thu sẽ phải thực hiện việc ước lượng kênh (channel estimation). Tuy nhiên, do tác động của tạp âm, kênh thu được do ước lượng không phải là kênh truyền chính xác, dẫn tới sự suy giảm phẩm chất BER của hệ thống.



Hình 1.2: Cấu trúc của khung truyền dẫn được hình thành từ các mã O-STBC

Với giả thiết kênh truyền là cận tĩnh, tức là nó không thay đổi trên toàn bộ một khung tín hiệu $\mathbf{G}_{1:Q}$ bao gồm Q ma trận mã liên tiếp, để thực hiện việc ước lượng kênh, ta sử dụng Q_p ma trận mã đầu tiên khung. Q_p ma trận mã này được cả máy phát và máy thu biết rõ và được gọi là các ma trận mã pilot (Hình 1.2). Từ các mã pilot, ta có thể ước lượng được kênh truyền một cách khá dễ dàng. Tuy nhiên phương pháp MMSE đòi hỏi phải biết trước công suất tạp âm tại máy thu và do đó có độ phức tạp lớn hơn so với phương pháp LSE.

Theo bố cục khung tín hiệu được thể hiện trên Hình 1.2, ta có thể viết tín hiệu thu được ứng với toàn bộ khung tín hiệu $\mathbf{G}_{1:Q}$ như sau:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{G}_{1:Q} + \mathbf{Z} \tag{1.53}$$

Theo phương pháp LSE, kênh truyền $\mathbf{H}$ được ước lượng dựa trên biểu thức sau:

$$\mathbf{H}_{LSE} = \arg\min_{\mathbf{H}\in\mathbb{C}^{M\times N}} \left\| \mathbf{Y}_p - \mathbf{H}\mathbf{G}_{1:Q_p} \right\|_F^2 \tag{1.54}$$

Nghiệm của phương trình trên chính là ước lượng LSE của kênh truyền $\mathbf{H}$ được cho bởi biểu thức sau [5], [9]:

$$\mathbf{H}_{LSE} = \mathbf{Y}_p \mathbf{G}_{1:Q_p}^H \left(\mathbf{G}_{1:Q_p} \mathbf{G}_{1:Q_p}^H \right)^{-1}$$

$$= \left[\sum_{n=1}^{Q_p} \mathbf{Y}_n \mathbf{X}_n^H \right] \left[\sum_{n=1}^{Q_p} \mathbf{X}_n \mathbf{X}_n^H \right]^{-1} \tag{1.55}$$

Do các ma trận $\mathbf{X}_n$ thỏa mãn điều kiện (1.8), ta có:

$$\mathbf{H}_{LSE} = \frac{\sum_{n=1}^{Q_p} \mathbf{Y}_n \mathbf{X}_n^H}{C \sum_{n=1}^{Q_p} \| \mathbf{s} \|_2^2} \tag{1.56}$$

Nếu các ký hiệu phát đi được chọn từ biểu đồ phân phối điểm tín hiệu (chòm sao tín hiệu) M-PSK, biểu thức (1.56) được rút gọn thành:

$$\mathbf{H}_{LSE} = \frac{1}{CN_s Q_p} \sum_{n=1}^{Q_p} \mathbf{Y}_n \mathbf{X}_n^H \tag{1.57}$$

Nếu ta coi $\mathbf{H}_{LSE}$ là chính xác, ta có thể áp dụng chúng vào các biểu thức (1.46) và (1.51) để khôi phục lại các tín hiệu đã được phát đi.

1.3. Tổng quan các phương pháp tách sóng mù

Một phương pháp để phát hiện mù các mã OSTBC là trước hết phải ước lượng mù các ma trận kênh. Sau đó, các ma trận kênh đã được ước lượng này được sử dụng trong một bộ phát hiện, có thể là bộ phát hiện ML kết hợp (coherent ML detector) hoặc một phương pháp thay thế không tối ưu, để hồi phục các ký hiệu dữ liệu đã truyền [24], [2]. Trong [24]và [4], các ước lượng kênh mù được lấy từ không gian nhiễu thông qua phân tích giá trị riêng (SVD) của ma trận tín hiệu thu.

Một hướng tiếp cận khác trong phát hiện mù là đồng thời cân bằng kênh và khôi phục các ký hiệu dữ liệu mà không cần ước lượng tường minh ma trận kênh. Trong [18] và [9], các thuật toán phát hiện mù và bán mù được triển khai bằng cách cực tiểu hóa metric ML theo ma trận kênh và các ký hiệu truyền trong một quy trình lặp, dẫn đến phương pháp gọi là ML tuần hoàn (cyclic ML). Trong [12], [3] các bộ dò mù và bán mù khác dựa trên nới lỏng bán xác định (SDR) và bộ giải hình cầu (SD) đã được đề xuất cho các mã OSTBC. Kết quả cho thấy các bộ giải này vượt trội đáng kể so với cyclic ML về tỷ lệ lỗi bit (BER). Trong [16], một phương pháp phát hiện mù cho các mã STBC có tốc độ đầy đủ (full-rate STBCs) dựa trên lập trình tuyến tính (LP) đã được trình bày. Bằng cách khai thác cấu trúc ngầm định của các mã STBC với các chòm sao điều chế QAM. Trong [22], các thuật toán mù khác, được gọi là bình phương tối thiểu lặp (ILS) và ILS cải tiến (E-ILS), đã được giới thiệu mà không yêu cầu bất kỳ ký hiệu pilot nào.

Một vấn đề cơ bản mà tất cả các bộ dò mù phải đối mặt là khả năng định danh (identifiability) của OSTBC - một đặc tính cố hữu trong phát hiện mù các mã OSTBC. Các nghiên cứu [12] ,[14] chỉ ra rằng các OSTBC có thể được phân thành ba nhóm chính: OSTBC có thể quay được (rotatable OSTBCs), OSTBC không quay được (non-rotatable OSTBCs), và OSTBC hoàn toàn không quay được (strictly non-rotatable OSTBCs).

Các OSTBC không quay được cho phép đạt được định danh duy nhất (U2S) một cách chắc chắn khi độ dài khung đủ lớn. Ngược lại, các OSTBC strictly non-rotatable cho phép bộ thu mù chắc chắn đạt được khả năng nhận dạng ký hiệu một cách duy nhất mà không cần bất kỳ giả định nào về dữ liệu.

1.4. Tách sóng mù và bán mù trong OSTBC

1.4.1. Mô hình OSTBC cho nhiều khối

Xét hệ thống OSTBC với n_T ăng-ten phát và n_R ăng-ten thu. Một từ mã OSTBC có dạng:

$$\mathbf{X}_q = \sum_{k=1}^{N_s} s_{k,q}\mathbf{A}_k, \qquad q = 1,...,M \tag{1.58}$$

trong đó:

$s_{k,q}$ là ký hiệu thứ k trong khối thứ q,

$\mathbf{A}_k$ là ma trận phân tán OSTBC thỏa mãn tính chất trực giao:

$$\boldsymbol{A}_k \boldsymbol{A}_k^H = \boldsymbol{I}_N, \boldsymbol{A}_k \boldsymbol{A}_n^H = -\boldsymbol{A}_n \boldsymbol{A}_k^H, k \neq n \tag{1.59}$$

M là số khối liên tiếp mà kênh truyền được giả sử không thay đổi.

Tín hiệu thu tại khối q được mô tả:

$$\mathbf{Y}_q = \mathbf{H}\mathbf{X}_q + \mathbf{Z}_q \tag{1.60}$$

trong đó $\boldsymbol{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ là ma trận kênh và $\mathbf{Z}_q$ là nhiễu AWGN.

1.4.2. Tách sóng ML khi biết kênh truyền

Khi ma trận kênh $\mathbf{H}$ được biết chính xác, luật quyết định ML cho từng ký hiệu $s_{k,q}$ được suy ra từ các tính chất trực giao của OSTBC:

$$\hat{s}_{k,q} = \arg\min_{s\in\Omega}(\tilde{s}_{k,q} - s)^2, \tag{1.62}$$

với statistic:

$$\tilde{s}_{k,q} = \frac{\mathrm{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{Y}_q \mathbf{A}_k)}{\| \mathbf{H} \|_F^2}. \tag{1.63}$$

Đây là bộ tách sóng ML "Clairvoyant", được xem như chuẩn tham chiếu trong toàn bộ

các phương pháp giải mã.

1.4.3. Tiêu chuẩn ML cho tách sóng mù

Khi kênh $\mathbf{H}$ không biết, bài toán tách sóng trở thành bài toán ML kết hợp giữa ước lượng $\mathbf{H}$ và ước lượng các ký hiệu $s_{k,q}$. Với giả thiết nhiễu Gaussian độc lập theo thời gian và không gian, tiêu chuẩn ML cho toàn bộ M khối là:

$$J(\mathbf{H},\{s_{k,q}\}) = \sum_{q=1}^{M} \| \mathbf{Y}_q - \mathbf{H}\mathbf{X}_q \|_F^2. \tag{1.64}$$

Đây là một bài toán tối ưu song tuyến (bilinear) phi lồi do $\mathbf{H}$ và $s_{k,q}$ cùng xuất hiện trong tích $\mathbf{H}\mathbf{X}_q$. Vì vậy, không thể tìm được nghiệm đóng trực tiếp.

1.4.4. Vấn đề không nhận dạng và điều kiện chuẩn hóa

Một điểm quan trọng trong tách sóng mù là bài toán không nhận dạng duy nhất. Quan sát rằng nếu tồn tại $\alpha \neq 0$ sao cho:

$$s_{k,q} \to \alpha s_{k,q}, \qquad \mathbf{H} \to \frac{\mathbf{H}}{\alpha}, \tag{1.65}$$

thì mọi biểu thức trong tiêu chuẩn ML không thay đổi. Do đó, cặp nghiệm $(\mathbf{H},\{s_{k,q}\})$ và $\left(\frac{\mathbf{H}}{\alpha},\{\alpha s_{k,q}\}\right)$ là tương đương.

Để loại bỏ mơ hồ này, một điều kiện chuẩn hóa được áp dụng: $s_{\{1,1\}} = 1$

Giả thiết này không làm mất tính tổng quát nhưng đảm bảo nghiệm của bài toán là duy nhất về mặt vô hướng.

1.4.5. Thuật toán tách sóng mù tuần hoàn (Blind Cyclic ML)

Do bài toán ML mù không thể giải trực tiếp, một phương pháp hiệu quả là áp dụng thuật toán tối ưu hóa lặp xen kẽ gồm hai bước:

- Tách ký hiệu khi biết kênh tạm thời;
- Cập nhật kênh khi biết ký hiệu tạm thời.

1.4.5.1. Khởi tạo kênh

Đề án đề xuất sử dụng phân tích SVD trên ma trận dữ liệu ghép $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1,\ldots,\mathbf{Y}_M]$, để thu được ước lượng ban đầu $\mathbf{H}^{(0)}$, thường dựa trên singular vector ứng với giá trị kỳ dị lớn nhất. Mặc dù chưa chính xác, bước này giúp thuật toán hội tụ nhanh hơn.

1.4.5.2. Bước 1 – Tách ký hiệu với kênh $\mathbf{H}^{(i)}$

Với ước lượng kênh hiện tại $\mathbf{H}^{(i)}$, statistic ML được tính:

$$\tilde{s}_{k,q}^{(i)} = \frac{\mathrm{tr}\left((\mathbf{H}^{(i)})^H \mathbf{Y}_q \mathbf{A}_k\right)}{\| \mathbf{H}^{(i)} \|_F^2}, \tag{1.66}$$

và việc tách ký hiệu thực hiện bởi:

$$\hat{s}_{k,q}^{(i)} = arg\,min_{s\in\Omega} \left(\tilde{s}_{k,q}^{(i)} - s\right)^2. \tag{1.67}$$

1.4.3.3. Bước 2 – Cập nhật kênh từ các ký hiệu đã tách

Với $\hat{s}_{k,q}^{(i)}$, ma trận mã ước lượng:

$$\mathbf{X}_q^{(i)} = \sum_{k=1}^{N_s} \hat{s}_{k,q}^{(i)} \mathbf{A}_k. \tag{1.68}$$

Bài toán LSE theo kênh được viết:

$$\mathbf{H}^{(i+1)} = \left(\sum_{q=1}^{M} \mathbf{Y}_q (\mathbf{X}_q^{(i)})^H\right)\left(\sum_{q=1}^{M} \mathbf{X}_q^{(i)} (\mathbf{X}_q^{(i)})^H\right)^{-1}. \tag{1.69}$$

Nhờ tính trực giao OSTBC, ma trận nghịch đảo có dạng tỉ lệ với đơn vị, qua đó giảm đáng kể khối lượng tính toán.

Thuật toán dừng khi tập các ký hiệu ước lượng không thay đổi trong hai vòng lặp liên tiếp. Thông thường chỉ cần 2–5 vòng lặp để hội tụ trong điều kiện SNR trung bình trở lên.

1.4.6. Tách sóng bán mù (Semi-Blind ML Detection)

Tách sóng bán mù cải thiện hiệu năng của tách sóng mù bằng cách sử dụng **một khối pilot duy nhất** để khởi tạo kênh chính xác hơn, sau đó áp dụng các bước lặp giống thuật toán mù.

1.4.6.1 Ước lượng kênh từ khối pilot

Với khối pilot $\mathbf{X}_1$ đã biết:

$$\mathbf{H}^{(0)} = \mathbf{Y}_1 \mathbf{X}_1^H \left(\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^H\right)^{-1}, \tag{1.70}$$

và do tính trực giao của OSTBC:

$$\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^H = \left(\sum_{k=1}^{N_s} |s_{k,1}|^2\right)\mathbf{I}, \tag{1.71}$$

nên:

$$\mathbf{H}^{(0)} = \frac{\mathbf{Y}_1 \mathbf{X}_1^H}{\sum_k |s_{k,1}|^2}. \tag{1.72}$$

1.4.6.2 Vòng lặp bán mù

Sau khi thu được ước lượng kênh ban đầu $\mathbf{H}^{(0)}$ từ khối pilot, các khối dữ liệu còn lại $q = 2,...,M$ sẽ được giải mã theo vòng lặp tối ưu hóa xen kẽ (alternating optimization). Vòng lặp này gồm hai bước chính: Bước 1: Tách ký hiệu với kênh hiện thời; Bước 2: Cập nhật kênh từ các ký hiệu đã giải mã. Hai bước này được lặp lại cho tới khi hội tụ.

* Bước 1 – Tách ký hiệu của các khối dữ liệu

Với ước lượng kênh tại vòng lặp thứ i là $\mathbf{H}^{(i)}$ statistic ML cho khối q và ký hiệu thứ k được tính theo:

$$\tilde{s}_{k,q}^{(i)} = \frac{\mathrm{tr}\left(\left(\mathbf{H}^{(i)}\right)^H \mathbf{Y}_q \mathbf{A}_k\right)}{\left\|\mathbf{H}^{(i)}\right\|_F^2}. \tag{1.73}$$

Statistic này có dạng tương tự bộ giải ML clairvoyant nhưng sử dụng kênh ước lượng thay cho kênh thật. Sau đó, ký hiệu được ước lượng bằng cách chiếu statistic lên tập chòm sao:

$$\hat{s}_{k,q}^{(i)} = \arg\min_{s\in\Omega}\left(\tilde{s}_{k,q}^{(i)} - s\right)^2. \tag{1.74}$$

Nhờ tính trực giao của OSTBC, mỗi ký hiệu $s_{k,q}$ được giải mã độc lập với các ký hiệu khác, do đó độ phức tạp giải mã thấp và tốc độ hội tụ thường nhanh hơn so với hệ STBC tổng quát.

Bước 2 – Cập nhật ma trận kênh theo LSE

Khi các ký hiệu của toàn bộ các khối dữ liệu (trừ khối pilot) đã được ước lượng, ta xây dựng lại ma trận mã của từng khối:

$$\mathbf{X}_q^{(i)} = \sum_{k=1}^{N_s} \hat{s}_{k,q}^{(i)} \mathbf{A}_k. \quad q = 2,...,M \tag{1.75}$$

Kênh mới được cập nhật bằng cách giải bài toán bình phương tối thiểu:

$$\mathbf{H}^{(i+1)} = \arg\min_{\mathbf{H}} \sum_{q=1}^{M} \left\|\mathbf{Y}_q - \mathbf{H}\mathbf{X}_q^{(i)}\right\|_F^2. \tag{1.76}$$

Giải theo LSE:

$$\mathbf{H}^{(i+1)} = \left(\sum_{q=1}^{M} \mathbf{Y}_q \left(\mathbf{X}_q^{(i)}\right)^H\right)\left(\sum_{q=1}^{M} \mathbf{X}_q^{(i)} \left(\mathbf{X}_q^{(i)}\right)^H\right)^{-1}. \tag{1.77}$$

Trong đó, khối pilot $\mathbf{X}_1$ dùng để tăng độ ổn định khi cập nhật kênh. Nhờ cấu trúc trực giao của OSTBC, ma trận $\mathbf{X}_q^{(i)}$, $\left(\mathbf{X}_q^{(i)}\right)^H$ gần như là bội của đơn vị, giúp việc tính nghịch đảo đơn giản và tốc độ cập nhật kênh nhanh.

* Bước 3 – Lặp đến khi hội tụ

Hai bước trên được thực hiện lặp lại theo chỉ số i= 0, 1, 2… Quá trình lặp dừng khi thỏa mãn một trong các tiêu chí:

Các ký hiệu tách được của hai vòng lặp liên tiếp không thay đổi:

$\hat{s}_{k,q}^{(i+1)} = \hat{s}_{k,q}^{(i)}, \qquad \forall k,q.$

Hoặc số vòng lặp đạt ngưỡng tối đa N_{iter} (thường 5–15 vòng).

Trong các kịch bản SNR trung bình và cao, vòng lặp bán mù thường hội tụ rất nhanh nhờ việc khởi tạo kênh chính xác từ khối pilot. Điều này giúp giảm đáng kể sai lệch ước lượng kênh so với bộ tách mù hoàn toàn, đồng thời cải thiện BER rõ rệt.

Như vậy ta có thể thấy thuật toán bán mù là sự kết hợp giữa: Ước lượng kênh dựa trên pilot độ chính xác cao, khai thác cấu trúc trực giao OSTBC (giảm độ phức tạp), Tối ưu hóa xen kẽ giữa tách ký hiệu và cập nhật kênh (tăng độ hội tụ).

1.5 Kết luận chương

Chương 1 đã trình bày cơ sở lý thuyết của STBC/OSTBC và các phương pháp tách sóng trong hệ thống MIMO, làm rõ vai trò của cấu trúc trực giao trong việc đạt phân tập toàn phần và đơn giản hóa giải mã. Các phương pháp tách sóng có CSI, tách sóng mù và bán mù cho OSTBC đã được tổng quan và phân tích. Kết quả cho thấy các phương pháp hiện có vẫn gặp hạn chế về mơ hồ tín hiệu, độ phức tạp tính toán và khả năng áp dụng cho các chòm sao điều chế bậc cao như QAM. Do đó, việc nghiên cứu một phương pháp tách sóng mù hoàn toàn, hiệu quả và ít phụ thuộc vào tín hiệu huấn luyện là cần thiết. Trên cơ sở đó, Chương 2 đề xuất một giải pháp tách sóng mù mới cho hệ thống MIMO–OSTBC.

Chương 2 - ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP TÁCH SÓNG MÙ CHO HỆ THỐNG MIMO-OSTBC

2.1. Một số hạn chế trong các phương pháp tách sóng mù hiện tại

Tách sóng mù, với vai trò là một phương án quan trọng, góp phần cải thiện đáng kể hiệu suất sử dụng phổ trong các hệ thống MIMO. Tuy nhiên, các phương pháp tách sóng mù cũng phải đối mặt với nhiều thách thức như độ phức tạp hoặc khả năng áp dụng với các kiểu điều chế tín hiệu. Một bất cập lớn của các kỹ thuật tách sóng mù và bán mù này đó là sự giới hạn trong việc áp dụng đối với các kiểu điều chế, hay chỉ phù hợp với một số kiểu điều chế nhất định. Ngoài ra, các thuật toán này có cấu trúc xử lí phức tạp khá cao cũng là một hạn chế. Những nhược điểm này khiến các kỹ thuật tách sóng mù hoặc bán mù đã đề xuất khó đáp ứng được với các hệ thống có thể áp dụng nhiều kiểu điều chế khác nhau, hoặc yêu cầu độ phức tạp thấp.

2.2. Ý tưởng đề xuất giải pháp mới

Trong đề án này tác giả đề xuất việc sửa đổi các chòm sao tín hiệu điều chế biên độ vuông góc (QAM) được truyền đi để giảm thiểu sự mơ hồ về ký hiệu. Bên cạnh đó, chúng tôi phát triển bộ tách sóng A-CML để khôi phục các các từ mã OSTBC với các ký hiệu được lấy ra từ các chòm sao đã sửa đổi. Bằng cách tận dụng các chòm sao đã sửa đổi này và lấy trung bình các ma trận tín hiệu thu được, có thể thu được một ước tính kênh ban đầu mới, cho phép bộ tách sóng được đề xuất đồng thời ước lượng trạng thái kênh và khôi phục các tín hiệu phát mà không cần bất kỳ tín lái dẫn nào. Điều này cho phép bộ tách sóng đề xuất cải thiện đáng kể hiệu suất sử dụng phổ.

Bộ tách sóng mù A-CML đề xuất hoạt động theo hai pha: Trong pha đầu tiên, bộ tách sóng A-CML tạo ra một ước lượng kênh ban đầu bằng cách lấy trung bình các ma trận tín hiệu thu được trên một khung các từ mã Q. Trong pha thứ hai, sử dụng các kết quả ước lượng kênh ban đầu để khôi phục các ký hiệu đã truyền và ước lượng lại ma trận kênh theo kiểu tuần hoàn, tương tự như phương pháp tách song ML tuần hoàn được đề xuất trong [18].

2.3. Mô hình hệ thống và thuật toán đề xuất

2.3.1. Mô hình OSTBC với các chòm sao phức

Xem xét tập ký hiệu phức $\{s_1, s_2, \ldots, s_{N_a}\}$ được truyền đi trong hệ thống MIMO với n_T ăng-ten phát và n_R ăng-ten thu. $s_k, k = 1, \ldots, N_s$ có thể được lấy ra từ chòm sao QAM với M

điểm tín hiệu, hay $s_k \in \Omega$. Chòm sao Ω được chuẩn hoá với năng lượng ký hiệu trung bình bằng $E_s = 1$. Phía phát tạo ra một mã OSTBC $\mathbf{S} = \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k \Re s_k + 2\mathbf{B}_k \Im s_k$ từ các ma trận $\{\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k\}$ có kích thước $n_T \times N_t$

Đối với các bộ mã OSTBCs phức, các ma trận phân tán $\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k$ phải đáp ứng các điều kiện sau [20]:

$$\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H = C\mathbf{I}_{n_T}, \mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H = C\mathbf{I}_{n_T},$$
$$\mathbf{A}_l \mathbf{A}_k^H = -\mathbf{A}_k \mathbf{A}_l^H, \mathbf{B}_l \mathbf{B}_k^H = -\boldsymbol{B}_k \mathbf{B}_l^H \quad (2.1)$$

$$\mathbf{A}_l \mathbf{B}_k^H = \mathbf{B}_k \mathbf{A}_l^H, \text{ với } k \neq l \quad (2.2)$$

trong đó, C là hằng số.

Theo các tính chất trên, ma trận:

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^{N_s} \left(\mathbf{A}_k \Re(s_k) + j\mathbf{B}_k \Im(s_k) \right) \in \mathbb{C}^{n_T \times N_t} \quad (2.3)$$

có giá trị phức và thỏa mãn điều kiện:

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H = C \| \mathrm{s} \|^2 \mathbf{I}_{n_T} \quad (2.4)$$

Giả sử ma trận kênh $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ không đổi trong quá trình truyền một từ mã. Khi đó, ma trận tín hiệu thu được có thể được viết dưới dạng:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{V} = \mathbf{H}\left(\sum_{k=1}^{N_s} \left(\mathbf{A}_k \Re(s_k) + j\mathbf{B}_k \Im(s_k) \right) \right) + \mathbf{V}, \quad (2.5)$$

trong đó **V** biểu thị ma trận nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN), các phần tử của ma trận này có giá trị trung bình bằng 0 và phương sai bằng σ_n^2.

Giả sử **H** được được biết tại phía máy thu, bộ tách sóng ML sẽ giải mã $\{s_k\}, k = 1, 2, \ldots, N_s$, (trên các chòm sao) để tối thiểu theo biểu thức sau:

$$\left\| \mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{S} \right\|^2 = \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{H}\left(\sum_{k=1}^{N_s} \left(\mathbf{A}_k \Re(s_k) + j\mathbf{B}_k \Im(s_k) \right) \right) \right\|^2. \quad (2.6)$$

Nhờ các tính chất của $\{\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k\}$ trong biểu thức (2.1), chúng ta thu được các chòm sao tín hiệu QAM/PSK như sau [18]:

$$\hat{s}_k = \arg\min_{s_k \in \Omega} \left| \tilde{s}_k - s_k \right|^2, \quad (2.7)$$

trong đó: $\tilde{s}_k = \dfrac{\Re\left(\mathrm{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{H}\mathbf{A}_k)\right) - j\Im\left(\mathrm{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{H}\mathbf{B}_k)\right)}{C \| \mathbf{H} \|^2}, \quad k = 1, \ldots, N_s.$

2.3.2. Tách sóng mù với chòm sao phức

Theo (2.5), biểu thức hệ thống phức cho từ mã thứ *q*, *q=1 ,..,Q* được cho bởi:

$$\mathbf{Y}_q = \mathbf{H}\mathbf{S}_q + \mathbf{V}_q \tag{2.8}$$

Giả sử $\mathbf{V}_k$ và $\mathbf{V}_q$ (với $q \neq p$) độc lập với nhau, thì tách sóng mù ML cho hệ thống phức hợp được đưa ra bởi [20]:

$$\{\mathbf{H}, \hat{s}_{k,q}\} = \arg\min_{\mathbf{H}, s_{k,q} \in \Omega} \sum_{q=1}^{Q} \left\| \mathbf{Y}_q - \mathbf{H}\mathbf{S}_q \right\|^2, \tag{2.9}$$

trong đó $\mathbf{H}$ chưa biết và $s_{k,q}$ được ước lượng $s_{k,p}$ biểu thị ký hiệu thứ $k = 1,\ldots,N_s$, trong từ mã thứ q $(q = 1,\ldots,Q)$; và:

$$\mathbf{S}_q = \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k \Re(s_{k,q}) + j\mathbf{B}_k \Im(s_{k,q}). \tag{2.10}$$

Sử dụng (7) với $\mathbf{H} = \mathbf{H}$, sau đó, các ký hiệu truyền đã khôi phục $\{\hat{s}_{k,q}\}$ được sử dụng để ước lượng lại kênh như sau [18]:

$$\mathbf{H} = \frac{\sum_{q=1}^{Q} \mathbf{Y}_q \mathbf{S}_q^H}{C \sum_{q=1}^{Q} \left\| \hat{s}_q \right\|^2}, \tag{2.11}$$

trong đó $\mathbf{S}_q = \left[\hat{s}_{1,q} \;\; \hat{s}_{2,q} \;\; \cdots \;\; \hat{s}_{N_s,q}\right]^T$, và $\mathbf{S}_q$ được tạo ra dựa trên (2.3) với $s_{k,q} = \tilde{s}_{k,q}$. Quá trình tách tín hiệu và ước tính kênh luân phiên được lặp lại cho đến khi tiêu chí dừng được thỏa mãn.

2.3.3. Sửa đổi chòm sao cho tách sóng mù

Kết quả nghiên cứu trong [12] đã chỉ ra rằng việc xoay ma trận Q phải thoả mãn các điều kiện sau:

$$\left\{\pm\mathbf{A}_2\mathbf{A}_1^H, \pm\mathbf{A}_3\mathbf{A}_1^H, \ldots, \pm\mathbf{A}_{N_s}\mathbf{A}_1^H, \pm j\mathbf{B}_1\mathbf{A}_1^H, \pm j\mathbf{B}_2\mathbf{A}_1^H, \ldots, \pm j\mathbf{B}_{N_s}\mathbf{A}_1^H\right\}$$

Chúng ta định nghĩa $\mathbf{Q} = j\mathbf{B}_2\mathbf{A}_1^H = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix}$, do đó:

$$\mathbf{Q}\frac{1}{\sqrt{10}}\begin{bmatrix} -3-j & 1-j \\ -1-j & -3+j \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{10}}\begin{bmatrix} 1-j & -1-j^3 \\ 1-j^3 & 1+j \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Biểu thức (2.12) đã chỉ ra rằng, cả hai véc tơ tín hiệu $\mathbf{s} = \frac{1}{\sqrt{10}}[-3-j, -1-j]^T$ và $\tilde{\mathbf{s}} = \frac{1}{\sqrt{10}}[1-j, 1-j^3]^T, \tilde{\mathbf{s}} \neq \pm\mathbf{s}$ đều có thể là nghiệm của bài toán tách sóng mù (2.9).

Thay vì sử dụng các chòm sao thông thường để truyền tín hiệu, đề án đề xuất sử dụng các chòm sao M-QAM đã được cải tiến, được xây dựng dựa trên các chòm sao thông thường, như sau:

$$\Omega_m = \left\{ \frac{s_k + \alpha}{\gamma_m} : s_k \in \Omega, k = 1, \ldots, M \right\}, \tag{2.13}$$

2.3.3.1. Đường bao trên theo $|\alpha|$

Mệnh đề 1: Giả sử Ω là một chòm sao QAM thông thường với năng lượng ký hiệu trung bình và Ω_m là chòm sao biến đổi tương ứng được định nghĩa trong (2.13). Một mã OSTBC với các ký hiệu được rút ra từ Ω_m sẽ bị suy hao trong phạm vi 3dB về SNR so với chính nó với các ký hiệu được rút ra từ Ω cho cùng một bậc điều chế nếu α được chọn là $|\alpha| \leq 1$.

Chứng minh: Xét hai điểm tín hiệu lân cận $s_k, s_l \in \Omega$. Khoảng cách Euclidean giữa hai điểm này bằng $d(s_k, s_l) = |s_k - s_l|$. Sử dụng (2.13), ta có:

$$\begin{aligned} \breve{s}_k &= \frac{s_k + \alpha}{\gamma_m} = \frac{s_k + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + 1}}, \\ \breve{s}_l &= \frac{s_l + \alpha}{\gamma_m} = \frac{s_l + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + 1}}. \end{aligned} \tag{2.14}$$

Dễ nhận thấy rằng $\breve{s}_k$ và $\breve{s}_l$ cũng là hai điểm tín hiệu lân cận trong Ω_m có khoảng cách Euclid được định nghĩa là $d(\breve{s}_k, \breve{s}_l) = |\breve{s}_k - \breve{s}_l|$.

Từ (2.14), ta suy ra:

$$d(\breve{s}_k, \breve{s}_l) = \frac{|s_k - s_l|}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} = \frac{d(s_k, s_l)}{\sqrt{\alpha^2 + 1}}. \tag{2.15}$$

Để đảm bảo suy hao trong phạm vi 3dB, chúng ta phải có:

$$d(\breve{s}_k, \breve{s}_l) \leq \frac{d(s_k, s_l)}{\sqrt{2}} \text{ hoặc } \alpha^2 + 1 \leq 2, \tag{2.16}$$

tương đương với:

$$|\alpha| \leq 1. \tag{2.17}$$

2.3.3.2. Đường dưới theo $|\alpha|$

Giả sử hệ thống sử dụng các chòm sao đã sửa đổi để tạo ra một khung gồm Q từ mã OSTBC phức, $\mathbf{S}_q, q = 1, \ldots, Q,$ và truyền tín hiệu đến máy thu. Tại máy thu, ma trận tín hiệu thu được lại được cho bởi (2.8). Lấy trung bình của Q ma trận tín hiệu thu được, ta có:

$$\mathbf{E}_Y = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^{Q} \mathbf{Y}_q \tag{2.18}$$

$$= \mathbf{H}\left(\frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q}\mathbf{S}_q\right) + \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q}\mathbf{V}_q. \tag{2.19}$$

Chúng ta định nghĩa:

$$\mathbf{E}_S = \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q}\mathbf{S}_q, \tag{2.20}$$

$$\mathbf{E}_V = \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q}\mathbf{V}_q. \tag{2.21}$$

Biểu thứ (2.19) có thể được viết lại như sau:

$$\mathbf{E}_Y = \mathbf{H}\mathbf{E}_S + \mathbf{E}_V. \tag{2.22}$$

Thay (2.10) vào (2.20), và xét đến cấu trúc của các điểm tín hiệu trong các chòm sao đã sửa đổi, ta có:

$$\mathbf{E}_S = \sum_{k=1}^{N_s}\mathbf{A}_k\zeta_{R,k} + j\mathbf{B}_k\zeta_{I,k}, \tag{2.23}$$

Ở đây $s_{k,q} \in \Omega$ và:

$$\zeta_{R,k} = \frac{\alpha}{\gamma_m} + \frac{1}{\gamma_m Q}\sum_{q=1}^{Q}\Re(s_{k,q}), \tag{2.24}$$

$$\zeta_{I,k} = \frac{1}{\gamma_m Q}\sum_{q=1}^{Q}\Im(s_{k,q}). \tag{2.25}$$

Với giả định rằng $\Re(s_{k,q})$ và $\Im(s_{k,q})$ là các biến ngẫu nhiên độc lập và có phân phối như nhau, có độ dài khung Q đủ lớn, $\zeta_{R,k}$ có thể được chứng minh tuân theo phân phối chuẩn với trung bình $\mu_\zeta = \frac{\alpha}{\gamma_m}$ và phương sai $\sigma_\zeta^2 = \frac{1}{2Q\gamma_m^2}$, tức là $\zeta_{R,k} \sim \mathcal{N}(\mu_\zeta, \sigma_\zeta^2)$ (trong Phụ lục A).

Từ biểu thức (2.22), ma trận kênh **H** và ma trận tín hiệu $\mathbf{E}_s$ có thể được phục hồi hoàn toàn mù như sau:

$$\{\mathbf{H}, \mathbf{E}_S\} = \arg\min_{\mathbf{H},\mathbf{E}_S} \left\|\mathbf{E}_Y - \mathbf{H}\mathbf{E}_S\right\|^2. \tag{2.26}$$

Với $\zeta_{R,k} \sim \mathcal{N}(\mu_\zeta, \sigma_\zeta^2)$, do đó, điều kiện $|\zeta_{R,k}| > 0$ với xác suất bằng 1 có thể được thỏa mãn khi và chỉ khi $|\alpha| = \infty$. Điều này mâu thuẫn với *Mệnh đề 1*, trong đó $|\alpha| \le 1$. Để giải quyết mâu thuẫn này, điều kiện $|\zeta_{R,k}| > 0$ với xác suất bằng 1 phải được nới lỏng, từ đó dẫn đến giới hạn dưới của $|\alpha|$ như được định nghĩa trong *Mệnh đề 2*.

Mệnh đề 2: Giả sử κ_p là điểm cắt cho mức độ tin cậy *p*, trong đó $0 \le p \le 1$, α cần được chọn sao cho $|\alpha| > \alpha_L$ và $\alpha_L = \frac{\kappa_p}{\sqrt{2Q}}$ là giới hạn dưới của $|\alpha|$, để tạo ra $|\zeta_{R,k}| > 0$ với với mức độ tin cậy *p*, được chứng minh tại Phụ lục B.

2.3.4. Thuật toán tách sóng mù đề xuất A-CML

Trong tiểu mục này, chúng tôi đề xuất một bộ tách sóng mới, được gọi là bộ tách sóng ML tuần hoàn trung bình (A-CML), sử dụng các chòm sao đã sửa đổi, một phương pháp ước lượng kênh không sử dụng bất kỳ tín hiệu lái nào.

2.3.4.1. Kỹ thuật ước lượng kênh mới

Từ (2.23) và (2.24) ta có thể viết:

$$\mathbf{E}_S = \mathbf{\Gamma} + \overline{\mathbf{E}}_S, \tag{2.27}$$

trong đó:

$$\mathbf{\Gamma} = \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k \frac{\alpha}{\gamma_m} = \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}}, \tag{2.28}$$

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{E}}_S &= \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k \left(\zeta_{R,k} - \frac{\alpha}{\gamma_m} \right) + j\mathbf{B}_k \zeta_{I,k} \\ &= \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{A}_k z_{R,k} + j\mathbf{B}_k z_{I,k}, \end{aligned} \tag{2.29}$$

$z_{R,k}$ và $z_{I,k}$ được chứng minh trong Phụ lục A.

Từ (2.28) và (2.29) có thể thấy rằng Γ là một OSTBC thực được xây dựng dựa trên tập hợp các ma trận phân tán $\{\mathbf{A}_k\}$ và $N_s \times 1$ véc tơ tín hiệu $\boldsymbol{\alpha} = \frac{1}{\gamma_m}[\alpha\ \alpha \ldots \alpha]^T$, trong khi $\overline{\mathbf{E}}_S$ là một OSTBC phức được xây dựng bằng cách sử dụng $\{\mathbf{A}_k\}$, $\{\mathbf{B}_k\}$ $z_{R,k}$ và $z_{I,k}$, với $k = 1,\ldots,N_s,$.

Từ (2.22) và (2.27), suy ra rằng:

$$\mathbf{E}_Y = \mathbf{H}\mathbf{\Gamma} + \mathbf{H}\overline{\mathbf{E}}_S + \mathbf{E}_V. \tag{2.30}$$

Nhân cả hai vế của (2.30) với $\mathbf{E}_S^H = (\mathbf{\Gamma} + \overline{\mathbf{E}}_S)^H.$, ta được:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_Y \mathbf{E}_S^H &= (\mathbf{H}\mathbf{\Gamma} + \mathbf{H}\overline{\mathbf{E}}_S + \mathbf{E}_V)(\mathbf{\Gamma} + \overline{\mathbf{E}}_S)^H \\ &= \mathbf{H}\left(\mathbf{\Gamma}\mathbf{\Gamma}^H + \overline{\mathbf{E}}_S \overline{\mathbf{E}}_S^H \right) + \mathbf{N}_{ES}, \end{aligned} \tag{2.31}$$

Trong đó, $\mathbf{N}_{ES} = \mathbf{H}\left(\mathbf{\Gamma}\overline{\mathbf{E}}_S^H + \overline{\mathbf{E}}_S\mathbf{\Gamma}^H\right) + \mathbf{E}_V(\mathbf{\Gamma} + \overline{\mathbf{E}}_S)^H$. được coi là ma trận nhiễu. Có thể dễ dàng xác minh rằng:

$$\mathbf{\Gamma}\mathbf{\Gamma}^H = CN_s\left(\frac{\alpha}{\gamma_m}\right)^2\mathbf{I}_{n_T}, \tag{2.32}$$

Và:

$$\overline{\mathbf{E}}_S\overline{\mathbf{E}}_S^H = C\left(\sum_{k=1}^{N_s}(z_{R,k}^2 + z_{I,k}^2)\right)\mathbf{I}_{n_T}. \tag{2.33}$$

Đối với OSTBC có N_s lớn, ví dụ $N_s \geq 4$, biểu thức (2.33) có thể được tính gần đúng như sau:

$$\begin{aligned}\overline{\mathbf{E}}_S\overline{\mathbf{E}}_S^H &\approx 2CN_s\left[\frac{1}{2N_s}\sum_{k=1}^{2N_s}z_{R,k}^2\right]\mathbf{I}_{n_T}. \\ &\approx 2CN_sE\{z_{R,k}^2\}\mathbf{I}_{n_T} = \frac{CN_s}{Q\gamma_m^2}\mathbf{I}_{n_T}.\end{aligned} \tag{2.34}$$

Do $\overline{\mathbf{E}}_S$ chưa biết, nên máy thu cũng chưa biết $\mathbf{E_S}$. Mặt khác, dựa trên (1.28), (1.32) và (1.34), máy thu ban đầu có thể tính $\overline{\mathbf{E}}_S$ như sau:

$$\overline{\mathbf{E}}_S = \left(\sum_{k=1}^{N_s}\mathbf{A}_k\right)\frac{1}{\gamma_m\sqrt{Q}}. \tag{2.35}$$

Với giả định rằng SNR là đáng kể và độ dài khung Q đủ lớn, $\mathbf{N}_{ES}$ trong (2.31) có thể được bỏ qua. Do đó, ước tính kênh mới có thể được thu được như sau:

$$\mathbf{H} = \frac{Q\gamma_m^2}{CN_s(\alpha\sqrt{Q}+1)^2}\mathbf{E}_Y\mathbf{E}_S^H. \tag{2.36}$$

Trong đó:

$$\mathbf{E}_S = \mathbf{\Gamma} + \overline{\mathbf{E}}_S = \sum_{k=1}^{N_s}\mathbf{A}_k\left(\frac{\alpha}{\gamma_m} + \frac{1}{\gamma_m\sqrt{Q}}\right). \tag{2.37}$$

Biểu thức (2.36) chứng minh rõ ràng rằng, bằng cách sửa đổi các chòm sao truyền như trong (2.13), máy thu có thể dễ dàng thu được ước lượng kênh mà không cần bất kỳ tín hiệu lái nào.

2.3.4.2. Thuật toán tách sóng A-CML

Do hệ thống sử dụng chòm sao Ω_m đã được sửa đổi, nên bộ tách sóng A-CML được đề xuất hoạt động như sau:

Trước hết, thuật toán tính toán giá trị trung bình của Q ma trận tín hiệu thu được như trong (2.18). Thứ hai, thuật toán sử dụng ma trận $\mathbf{E}_S$ trong (2.37) để tạo ra ước tính kênh ban đầu như trong (2.36). Thứ ba, bằng cách giả định $\mathbf{H}$ là ma trận kênh chính xác, thuật toán thực hiện tách các ký hiệu được truyền đi của các từ mã thứ q như sau:

$$\hat{s}_{k,q} = \arg\min_{s_k \in \Omega_m} \left| \breve{s}_{k,q} - s_k \right|^2 . \tag{2.38}$$

Thuật toán này có thể khái lược như sau:

Tạo các tham số đầu vào $\alpha, N_i, \{\mathbf{Y}_q\}_{q=1}^{Q}, \{\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k\}_{k=1}^{N_s}$, chòm tín hiệu truyền được điều chỉnh Ω_m với M điểm tín hiệu, số vòng lặp tối đa N_i.

Đảm bảo: Các ký hiệu đã truyền được phát hiện $\hat{s}_{k,q}$ với $k = 1,\ldots,N_s$ và $q = 1,\ldots,Q$.

1: Tạo vòng lặp
2: Tạo ma trận $\mathbf{E}_S$ theo (2.37).
3: Tính ma trận tín hiệu trung bình $\mathbf{E}_Y$ theo (2.18).
4: Tính kênh ban đầu $\mathbf{H}$ theo (2.36).
5: Gán $\breve{s}_{k,q} := 0$ với $k = 1,\ldots,N_s$ và $q = 1,\ldots,Q$
6: Khởi tạo vòng lặp đầu tiên $(i := 1)$.
7. **while** $i \le N_i$ **do**
8. Sử dụng $\hat{\mathbf{H}}$ để tách $\hat{S}_{k,q}$ theo (2.38).
9. **if** $\hat{s}_{k,q} = \breve{s}_{k,q}$ với mọi (*k, q*) **then**
10. break.
11. else
12. Gán $\breve{s}_{k,q} := \hat{s}_{k,q}$.
13. Cập nhật việc ước lượng $\hat{\mathbf{H}}$ như biểu thức (2.11).
14. Vòng lặp tiếp theo $(i := i + 1)$.
15. end if
16: end while
17: **Output**: $\hat{s}_{k,q}$ với $k = 1,\ldots,N_s$ và $q = 1,\ldots,Q$.

2.3.5. Phân tích độ phức tạp tính toán bộ tách sóng A-CML

Độ phức tạp tính toán của các thuật toán được tính bằng số lượng dấu phẩy động (FLOP: Floating Point Operation).

2.3.5.1. Phân tích độ phức tạp tính toán bộ tách sóng A-CML

Dựa trên các giả định trên, độ phức tạp của A-CML có thể được đánh giá như sau:

$$\begin{aligned} C_A &= C_{1,A} + C_{2,A} \\ &= \left[2n_R N_s Q + 4n_R n_T N_s\right] + 8N_s N_t Q(N_s n_R + N_t^2 + n_t^2 n_T) \\ &\quad - N_t\left[N_s Q\left(2(N_t^2 + N_t n_T + n_t^2)\right) + 4N_t + 2n_R + 5M + 2\right] \\ &\quad + Q\left(8n_R n_T N_t + 4N_s - 1\right) + 2 \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.39}$$

Bằng cách loại bỏ các số hạng bậc thấp, độ phức tạp của A-CML xấp xỉ bằng:

$$C_A \approx 2N_t N_s Q\left[N_t n_T (4n_R - 1) + (N_t^2 + n_R^2)(4n_T - 1)\right] \text{ flops} \tag{2.40}$$

Độ phức tạp trên mỗi bit thông tin của bộ tách sóng A-CML được cho bởi:

$$\begin{aligned} C_{A,b} &= \frac{C_A}{QN_s \log_2(M)} \\ &\approx \frac{2N_t\left[N_t n_T (4n_R - 1) + (N_t^2 + n_R^2)(4n_T - 1)\right]}{\log_2(M)} \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.41}$$

2.3.5.2. Phân tích độ phức tạp tính toán bộ tách sóng huấn luyện

Độ phức tạp trên mỗi bit của bộ tách sóng huấn luyện được cho bởi:

$$\begin{aligned} C_{Tr,b} &= \frac{C_{Tr}}{(Q-1)N_s \log_2(M)} \\ &\approx \frac{8Qn_T\left(N_t n_R + N_t^2 + n_R^2\right)}{(Q-1)\log_2(M)} \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.42}$$

2.3.5.3. Phân tích độ phức tạp tính toán bộ tách sóng bán mù

Độ phức tạp trên mỗi bit của bộ tách bán mù được cho bởi:

$$\begin{aligned} C_{\text{Semi},b} &= \frac{C_{\text{Semi}}}{(Q-1)N_s \log_2(M)} \\ &\approx \frac{2N_i Q\left[N_t n_T (4n_R - 1) + (N_t^2 + n_R^2)(4n_T - 1)\right]}{(Q-1)\log_2(M)} \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.43}$$

2.3.5.4. Phân tích độ phức tạp tính toán bộ tách sóng SD

Giả sử rằng, bộ tách SD hoạt động trong điều kiện tốt nhất, độ phức tạp tổng thể của nó bao gồm độ phức tạp của giai đoạn tiền xử lý C_1 và độ phức tạp của giai đoạn tìm kiếm trường hợp tốt nhất $(C_{SD,\text{best}})$, được biểu thị bằng:

$$\begin{aligned} C_{SD} &= C_1 + C_{SD,\text{best}} \\ &\approx \left(\frac{8}{3}Q^3 N_s^3 + 4Q^2 N_s^2 (4n_R N_t^2 + 8n_R^2 N_t + 1) + 8N_s^2 N_t^2 n_T\right) + (2QN_s - 2L_p + 2)^2. \\ &\approx \left(\frac{8}{3}Q^3 N_s^3 + 4Q^2 N_s^2 (4n_R N_t^2 + 8n_R^2 N_t + 2) + 8N_s^2 N_t^2 n_T\right) \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.44}$$

Độ phức tạp trên mỗi bit thông tin của bộ dò dựa trên SD được biểu thị bằng:

$$\begin{aligned} C_{SD,b} &= \frac{C_{SD}}{QN_s \log_2(M)} \\ &\approx \frac{\left(\frac{8}{3}Q^3 N_s^3 + 4Q^2 N_s^2 (4n_R N_t^2 + 8n_R^2 N_t + 2) + 8N_s^2 N_t^2 n_T\right)}{QN_s \log_2(M)} \text{ flops.} \end{aligned} \tag{2.45}$$

2.4. Kết luận chương

Trong chương 2, chúng tôi đã trình bày quá trình phân tích, đánh giá và đề xuất giải pháp tách sóng mù mới cho hệ thống MIMO–OSTBC. Mặt khác, ở chương này, đồ án đã phân tích rõ những điểm còn tồn tại của các phương pháp tách sóng mù tiêu chuẩn trước đây, bao gồm: tính phi lồi và đa nghiệm của bài toán tối ưu song tuyến, hiện tượng mơ hồ pha, tỷ lệ trong ước lượng dữ liệu và kênh; độ phức tạp lớn khi mở rộng sang các kiểu điều chế bậc cao hoặc số lượng ăng-ten thu/phát tăng lên. Những yếu tố này khiến hiệu năng BER của các thuật toán hiện tại khó tiệm cận giới hạn của bộ thu có CSI, đặc biệt trong môi trường pha-đinh nhanh và khi không thể sử dụng tín hiệu huấn luyện cho việc ước lượng kênh truyền.

Trên nền tảng đó, Chương 2 đã đề xuất thuật toán tách sóng mù hoàn toàn dựa trên tiêu chuẩn Averaged Cyclic Maximum Likelihood (A-CML) - một hướng tiếp cận mới kết hợp giữa cấu trúc trực giao của OSTBC và tính chu kỳ của chòm sao điều chế QAM. Các kết quả phân tích về lý thuyết trên đây là nền tảng cốt lõi cho quá trình thực hiện các mô phỏng và đánh giá trong Chương 3.

Chương 3- MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA PHƯƠNG PHÁP ĐỀ XUẤT

Chương 3 Trình bày quá trình xây dựng mô phỏng và đánh giá thực nghiệm cho phương án đề xuất. Chương mô tả việc thiết kế mô phỏng hệ thống trên Matlab, các kịch bản thử nghiệm với nhiều cấu hình khác nhau, và so sánh hiệu năng bộ tách sóng mù với các phương pháp truyền thống. Tiếp theo, chương phân tích lý thuyết hiệu năng, đánh giá ngưỡng BER, khoảng cách chòm tín hiệu và đối chiếu với các kết quả trước đây. Phần kết quả mô phỏng sẽ thảo luận về hiệu quả, độ phức tạp, ưu nhược điểm của phương pháp, đồng thời đưa ra khả năng ứng dụng và mở rộng trong thực tế.

3.1. Xây dựng mô phỏng và đánh giá thực nghiệm

3.1.1. Mục tiêu và phạm vi mô phỏng

Mục tiêu chính của phần mô phỏng là kiểm chứng tính đúng đắn và hiệu quả của bộ tách sóng mù thích nghi A-CML được đề xuất, thông qua việc so sánh với các bộ tách sóng truyền thống như tách sóng huấn luyện, bán mù và SD trong các kịch bản hệ thống MIMO sử dụng mã khối không gian – thời gian trực giao (OSTBC). Các chỉ tiêu đánh giá chính bao gồm: độ phức tạp tính toán, phẩm chất BER, hiệu quả sử dụng phổ và khả năng mở rộng khi số anten và bậc điều chế tăng lên.

Phạm vi mô phỏng tập trung vào các hệ thống MIMO cỡ trung bình và lớn, cụ thể là các cấu hình (6,2) và (8,4), vốn có ý nghĩa thực tiễn trong các hệ thống thông tin không dây thế hệ mới như LTE-A và 5G. Việc lựa chọn các cấu hình này cho phép đánh giá rõ ràng ưu thế của phương pháp mù trong bối cảnh số lượng anten phát lớn hơn anten thu.

3.1.2. Mô hình hệ thống và giả thiết

Hệ thống MIMO được xét gồm Nt anten phát và Nr anten thu, hoạt động trên kênh fading Rayleigh phẳng, bất biến trong suốt một khung truyền và thay đổi độc lập giữa các khung. Nhiễu tại đầu thu được giả thiết là nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) với phương sai σ^2.

Tín hiệu phát được mã hóa bằng OSTBC tỷ lệ 1/2, cho phép khai thác độ lợi phân tập không gian – thời gian trong khi vẫn đảm bảo cấu trúc trực giao, thuận lợi cho việc tách sóng. Các ký hiệu điều chế được lấy từ chòm sao 16-QAM và 64-QAM, trong đó đối với bộ tách sóng A-CML, chòm sao được cải tiến thông qua tham số điều chỉnh α nhằm phá vỡ tính đối xứng và hỗ trợ quá trình tách sóng mù.

3.1.3. Thiết kế mô phỏng trên Matlab

Toàn bộ quá trình mô phỏng được thực hiện trên môi trường Matlab với các bước chính sau:

1. Sinh chuỗi bit ngẫu nhiên và ánh xạ sang các ký hiệu QAM.

2. Áp dụng mã hóa OSTBC tương ứng với số anten phát.

3. Truyền tín hiệu qua kênh fading Rayleigh và cộng nhiễu AWGN.

4. Thực hiện tách sóng tại đầu thu bằng các thuật toán khác nhau: A-CML, huấn luyện, bán mù và SD.

5. Giải mã OSTBC, giải điều chế và tính toán BER.

6. Lặp lại quá trình trên với số lượng khung lớn để đảm bảo độ tin cậy thống kê.

Các tham số mô phỏng như SNR, độ dài khung Q, số lần lặp thuật toán và bậc điều chế được thay đổi linh hoạt để khảo sát ảnh hưởng của từng yếu tố đến hiệu năng hệ thống.

3.1.4. Kịch bản đánh giá độ phức tạp tính toán

Độ phức tạp tính toán được đo bằng số phép toán dấu phẩy động (flops) trung bình trên mỗi bit thông tin. Kịch bản mô phỏng xem xét sự phụ thuộc của độ phức tạp vào độ dài khung Q, trong khi các tham số khác được giữ cố định. Điều này phản ánh khả năng mở rộng của thuật toán khi hệ thống yêu cầu độ trễ thấp và khung truyền dài.

Tại kịch bản mô phỏng độ phức tạp tính toán, đề án tiến hành mô phỏng độ phức tạp trên mỗi bit thông tin so với độ dài khung Q của các bộ tách sóng A-CML đề xuất, các bộ tách sóng huấn luyện, bán mù và SD với các bộ m OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống (8, 4) cụ thể $n_T = 6$, $n_T = 8$, ký hiệu phức và $N_T = 16$ chu kỳ ký hiệu [20].

Với kịch bản mô phỏng đánh giá tỉ lệ lỗi bít (BER), đề án mô phỏng phẩm chất BER của bộ tách sóng A-CML đã đề xuất trong chương trước và so sánh với các bộ tách sóng như: Bộ tách sóng ML trong điều kiện trạng thái kênh truyền hoàn hảo, cũng như các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù [18]. Do không có khả năng tách sóng các ký hiệu điều chế QAM và độ phức tạp cao, phẩm chất BER của bộ tách sóng SD không được đánh giá trong phần tiếp theo. Kỹ thuật điều chế được vận dụng trong các kịch bản mô phỏng là 16-QAM và 64-QAM. Bộ tách sóng A-CML đề xuất sử dụng các chòm sao đã sửa đổi mà không sử dụng bất kỳ ký hiệu huấn luyện nào, trong khi các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù đều sử dụng các chòm sao QAM thông thường với một từ mã OSTBC huấn luyện trên mỗi khung. Mã OSTBC tỷ lệ 1/2 cho $n_T = 6$ và $n_T = 8$, bao gồm $N_s = 8$ ký hiệu phức và $N_t = 16$ chu kỳ ký hiệu, như được trình bày trong [19], được xem xét. Năng lượng ký hiệu trung bình của các chòm sao phát

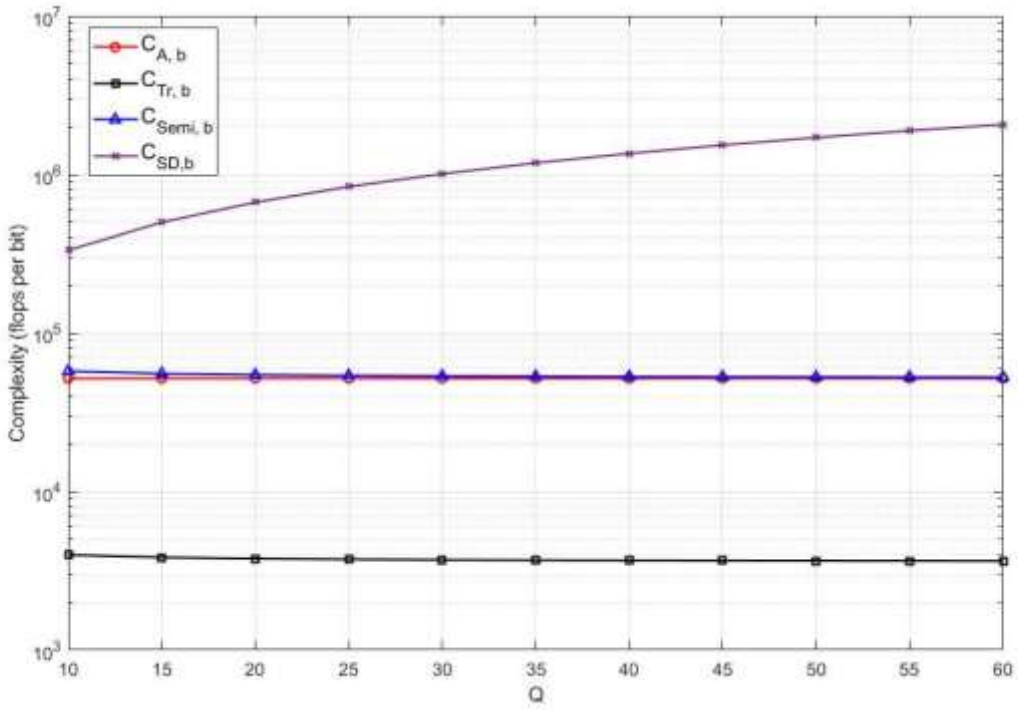
được chuẩn hóa bằng một. Đối với cả bộ tách sóng A-CML đề xuất và bộ tách sóng bán mù, $N_i = 15$ lần lặp được áp dụng. Tuy nhiên, thuật toán sẽ kết thúc khi hoàn thành 15 lần lặp hoặc khi hai khung được khôi phục liên tiếp giống hệt nhau. Tất cả các so sánh phẩm chất BER được thực hiện tại $\mathrm{BER} = 10^{-5}$.

3.2. Kết quả mô phỏng và thảo luận

3.2.1. Mô phỏng và đánh giá độ phức tạp tính toán

Kết quả mô phỏng độ phức tạp tính toán được trình bày trong Hình 3.1 cho thấy sự khác biệt rõ rệt giữa các bộ tách sóng. Bộ tách sóng huấn luyện có độ phức tạp thấp nhất do cấu trúc đơn giản và dựa trên thông tin CSI ước lượng từ tín hiệu huấn luyện. Tuy nhiên, ưu điểm này phải đánh đổi bằng chi phí huấn luyện và suy giảm hiệu quả phổ.

Ngược lại, bộ tách sóng SD đạt hiệu năng gần ML nhưng có độ phức tạp tăng nhanh theo Q và bậc điều chế, khiến nó không khả thi cho các hệ thống MIMO lớn. Bộ tách sóng A-CML đạt được sự cân bằng tốt giữa độ phức tạp và hiệu năng, phù hợp với mục tiêu thiết kế của luận văn.



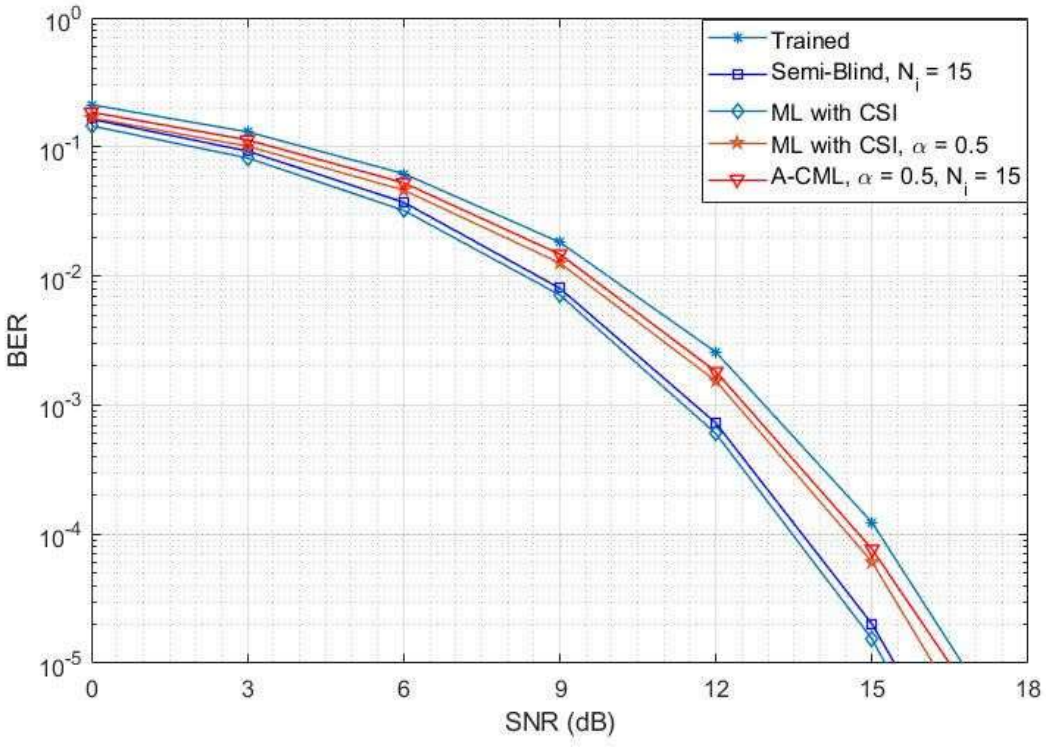
Hình 3.1. Độ phức tạp của các bộ dò A-CML, huấn luyện, bán mù và SD được đề xuất như các hàm của Q khi tách sóng OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống (8, 4). Bộ

tách A-CML được đề xuất áp dụng với chòm sao 64-QAM đã được sửa đổi, các bộ tách sóng khác sử dụng chòm sao 64-QAM thông thường.

Hình 3.1 thể hiện kết quả mô phỏng độ phức tạp tính toán cho các thuật toán đã mô tả trong kịch bản Mục 3.1. Kết quả mô phỏng trong hình Hình 3.1 cho thấy rằng, bộ tách sóng huấn luyện thể hiện độ phức tạp thấp nhất, bộ tách sóng A-CML đề xuất có độ phức tạp tính toán tương tự bộ tách sóng bán mù. Độ phức tạp của bộ tách sóng SD có độ phức tạp lớn nhất và tăng đáng kể khi Q tăng. Điều này hoàn toàn trái ngược với ba bộ dò còn lại, với độ phức tạp gần như không đổi. Ví dụ, tại $Q = 20$, $C_{SD,b} \approx 6.68\times10^5$ flops, $C_{\text{Semi},b} \approx 5.45\times10^4$ flops, $C_{A,b} \approx 5.18\times10^4$ flops và $C_{Tr,b} \approx 3.77\times10^3$ flops; trong khi tại $Q = 40$, $C_{SD,b} \approx 1.36\times10^6$ flops, $C_{\text{Semi},b} \approx 5.31\times10^4$ flops, $C_{A,b} \approx 5.18\times10^4$ flops và $C_{Tr,b} \approx 3.68\times10^3$ flops.

3.2.2. Phân tích phẩm chất BER trong hệ thống (6,2)

Trường hợp 1: Thực hiện mô phỏng và tính toán phẩm chất BER của OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống MIMO 6 anten phát 2 anten thu, được tách sóng bởi A-CML đề xuất và các bộ tách sóng mù và bán mù hiện có. Các ký hiệu được truyền được lấy từ các chòm sao 16-QAM thông thường và các chòm sao 16-QAM cải tiến với α = 0,5 và độ dài khung: Q = 12.



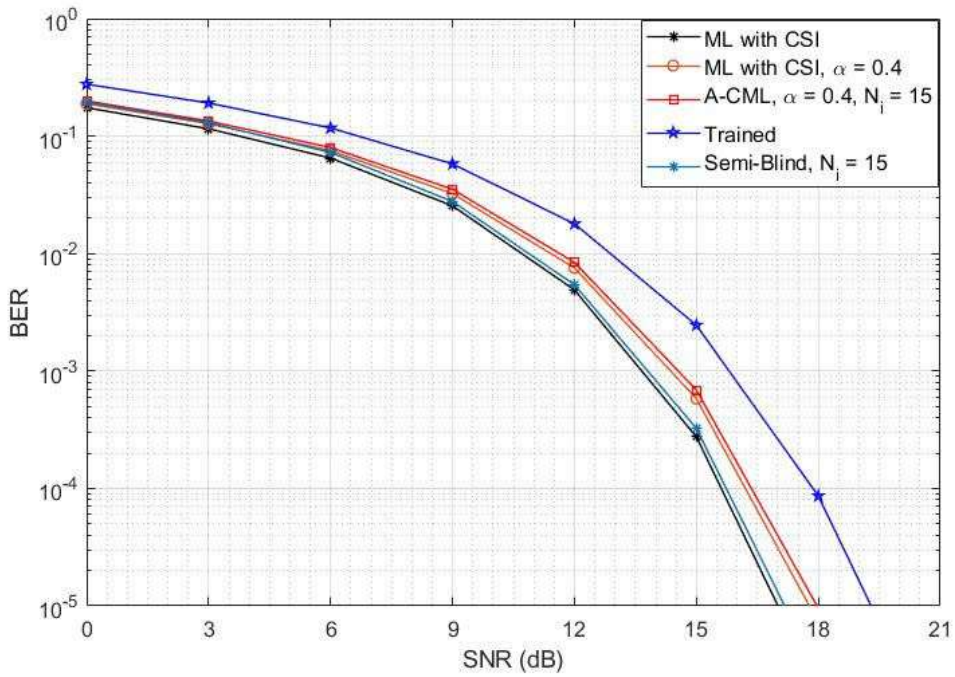
Hình 3.2. Phẩm chất BER của OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống (6, 2), được tách sóng bởi A-CML đề xuất và các bộ tách sóng mù và bán mù hiện có. Các ký hiệu được

truyền được lấy từ các chòm sao 16-QAM thông thường và các chòm sao 16-QAM cải tiến với α = 0,5, độ dài khung: Q = 12.

Ta có thể thấy rõ ràng rằng, bộ tách sóng A-CML cho phép hệ thống có thể cải thiện khoảng 9% về tốc độ dữ liệu so với cả bộ tách sóng huấn luyện và bán mù.

3.2.3. Phân tích phẩm chất BER trong hệ thống (8,4)

Trường hợp 2: Thực hiện mô phỏng và tính toán phẩm chất BER của OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống MIMO 8 anten phát 4 anten thu, được tách sóng bởi A-CML đề xuất và các bộ tách sóng mù và bán mù hiện có. Các ký hiệu được truyền được lấy từ các chòm sao 64-QAM thông thường và các chòm sao 64-QAM cải tiến với α = 0,4 và độ dài khung: Q = 12.



Hình 3.3. Phẩm chất BER của OSTBC tỷ lệ 1/2 trong hệ thống (8, 4), được phát hiện bởi A-CML đề xuất và các bộ tách sóng mù và bán bù hiện có. Các ký hiệu truyền được lấy từ các chòm sao 64-QAM thông thường và các chòm sao 64-QAM cải tiến với α = 0,4, độ dài khung: Q = 20.

Kết quả mô phỏng trong Hình 3.3, biểu diễn phẩm chất BER của OSTBC tỷ lệ 1/2 với các ký hiệu được lấy từ 64-QAM. Trong trường hợp này, độ dài khung hình Q được đặt bằng 20. Do đó, chi phí huấn luyện cho các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù là $\frac{1}{20} = 5\%$. Điều này ngụ ý rằng, bộ tách sóng A-CML cho phép hệ thống đạt được sự cải thiện đáng kể về tốc độ dữ liệu khoảng 1,05 lần so với các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù.

Hơn nữa, hiệu suất của bộ tách sóng A-CML gần bằng hiệu suất của của bộ tách sóng ML với CSI hoàn hảo với α = 0,4. Khoảng cách SNR giữa A-CML và bộ tách sóng huấn luyện tăng lên gần 1,25 dB, trong khi khoảng cách giữa A-CML và bộ tách sóng bán mù giảm xuống còn khoảng 0,8 dB.

Kết quả mô phỏng từ Hình 3.1 đến Hình 3.3 cho thấy rằng, bộ tách sóng huấn luyện có độ phức tạp thấp nhất nhưng bị suy giảm phẩm chất BER và tốc độ dữ liệu.

3.2.4. Thảo luận tổng quát

Từ các kết quả mô phỏng, có thể rút ra một số nhận xét quan trọng:

- Bộ tách sóng A-CML đạt được sự cân bằng tối ưu giữa độ phức tạp và hiệu năng BER.
- Việc không sử dụng ký hiệu lái giúp cải thiện đáng kể hiệu quả sử dụng phổ.
- Phương pháp đề xuất đặc biệt phù hợp cho các hệ thống MIMO lớn và bậc điều chế cao.

Những ưu điểm này mở ra khả năng ứng dụng A-CML trong các hệ thống thông tin không dây thế hệ mới, đồng thời là nền tảng cho các nghiên cứu mở rộng trong tương lai, chẳng hạn như kênh fading chọn lọc tần số hoặc hệ thống MIMO phân tán.

3.2.5. Ảnh hưởng của độ dài khung Q đến hiệu năng hệ thống

Độ dài khung Q là một tham số quan trọng ảnh hưởng trực tiếp đến cả độ phức tạp tính toán lẫn phẩm chất BER của hệ thống. Khi Q tăng, số lượng ký hiệu dữ liệu trong mỗi khung lớn hơn, giúp cải thiện hiệu quả thống kê cho các thuật toán tách sóng mù như A-CML. Điều này dẫn đến khả năng hội tụ ổn định hơn và giảm xác suất rơi vào nghiệm cục bộ.

Tuy nhiên, đối với các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù, việc tăng Q đồng thời làm tăng chi phí huấn luyện tuyệt đối, do số ký hiệu lái thường tỷ lệ thuận với số anten phát. Kết quả là hiệu quả sử dụng phổ bị suy giảm rõ rệt khi Q không đủ lớn. Ngược lại, bộ tách sóng A-CML không yêu cầu ký hiệu lái, nên tận dụng được toàn bộ khung truyền cho dữ liệu, đặc biệt hiệu quả trong các kịch bản Q trung bình và lớn.

3.2.6. Ảnh hưởng của tham số α trong chòm sao cải tiến

Tham số α đóng vai trò điều chỉnh mức độ bất đối xứng của chòm sao cải tiến được sử dụng trong bộ tách sóng A-CML. Khi α quá nhỏ, chòm sao tiệm cận chòm sao QAM thông thường, dẫn đến hiện tượng mơ hồ pha và suy giảm khả năng tách sóng mù. Ngược lại, nếu α quá lớn, khoảng cách Euclid tối thiểu giữa các điểm chòm sao giảm, làm BER tăng trong vùng SNR thấp.

Các kết quả mô phỏng cho thấy tồn tại một giá trị α tối ưu phụ thuộc vào bậc điều chế và cấu hình anten. Ví dụ, với 16-QAM trong hệ thống (6,2), giá trị α = 0,5 cho hiệu năng BER tốt nhất, trong khi với 64-QAM và hệ thống (8,4), giá trị α = 0,4 mang lại sự cân bằng tối ưu giữa khả năng hội tụ và khoảng cách chòm sao.

3.2.7. So sánh hiệu quả sử dụng phổ

Hiệu quả sử dụng phổ được đánh giá thông qua tốc độ dữ liệu hữu hiệu, có xét đến chi phí huấn luyện. Do bộ tách sóng A-CML không sử dụng ký hiệu lái, tốc độ dữ liệu đạt được cao hơn đáng kể so với các bộ tách sóng huấn luyện và bán mù, đặc biệt trong các hệ thống có số anten phát lớn.

Trong các kịch bản mô phỏng, A-CML cho phép cải thiện tốc độ dữ liệu từ 5% đến hơn 10% so với các phương pháp truyền thống. Lợi thế này càng trở nên rõ rệt khi bậc điều chế tăng cao, do chi phí huấn luyện chiếm tỷ lệ lớn hơn trong tổng tài nguyên truyền dẫn.

3.2.8. Đánh giá tính ổn định và khả năng hội tụ

Một yếu tố quan trọng khác của bộ tách sóng mù là tính ổn định và khả năng hội tụ của thuật toán. Các kết quả mô phỏng cho thấy thuật toán A-CML hội tụ ổn định sau số lần lặp hữu hạn (tối đa 15 lần lặp), và tiêu chí dừng dựa trên sự trùng khớp khung liên tiếp giúp giảm đáng kể độ trễ xử lý.

So với các thuật toán mù cổ điển, A-CML ít nhạy cảm hơn với điều kiện khởi tạo ban đầu, nhờ việc khai thác cấu trúc OSTBC và chòm sao cải tiến. Điều này làm tăng tính khả thi của phương pháp trong các hệ thống thực tế.

3.3. Kết luận chương

Trong chương này, luận văn đã trình bày chi tiết quá trình xây dựng mô phỏng và đánh giá thực nghiệm cho bộ tách sóng mù thích nghi A-CML. Thông qua các kịch bản mô phỏng đa dạng, phương pháp đề xuất được chứng minh là đạt hiệu năng BER gần với bộ tách sóng ML lý tưởng, trong khi vẫn duy trì độ phức tạp tính toán thấp và hiệu quả sử dụng phổ cao.

Những kết quả đạt được trong chương này là cơ sở quan trọng để khẳng định tính đúng đắn và ưu thế của phương pháp A-CML, đồng thời tạo tiền đề cho việc mở rộng nghiên cứu sang các mô hình kênh phức tạp hơ và các ứng dụng thực tiễn trong các hệ thống thông tin không dây thế hệ mới.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

Trong đồ án này, tác giả đã nghiên cứu bài toán tách sóng mù cho hệ thống MIMO sử dụng mã không gian–thời gian trực giao (OSTBC) trong điều kiện không sử dụng tín hiệu huấn luyện và không biết trước thông tin kênh truyền. Thông qua việc phân tích các đặc tính cấu trúc của OSTBC và những hạn chế của các phương pháp tách sóng mù hiện có, đồ án đã làm rõ nguyên nhân gây mơ hồ ký hiệu và không định danh kênh trong các OSTBC có khả năng xoay, điển hình là mã Alamouti.

Để khắc phục các vấn đề trên, đồ án đã đề xuất một phương pháp tách sóng mù hoàn toàn dựa trên thuật toán Cyclic Maximum Likelihood cải tiến (A-CML), kết hợp với kỹ thuật sửa đổi chòm sao điều chế QAM. Việc dịch chòm sao bằng một hằng số thực giúp phá tính đối xứng của chòm sao, loại bỏ mơ hồ ký hiệu và cho phép ước lượng kênh ban đầu một cách mù, từ đó cải thiện khả năng hội tụ và độ ổn định của thuật toán A-CML.

Các kết quả mô phỏng cho thấy bộ tách sóng A-CML đề xuất đạt được hiệu năng BER tiệm cận với bộ tách sóng biết kênh trong vùng SNR trung bình và cao, đồng thời cải thiện hiệu suất phổ so với các bộ tách sóng dựa trên tín hiệu huấn luyện do không cần sử dụng pilot. Điều này cho thấy phương pháp đề xuất đặc biệt phù hợp với các hệ thống truyền thông không dây yêu cầu tiết kiệm tài nguyên huấn luyện và tốc độ dữ liệu cao.

Về mặt ứng dụng thực tế, phương pháp tách sóng mù đề xuất có thể được áp dụng cho các hệ thống MIMO trong mạng di động thế hệ mới, các hệ thống truyền thông trong môi trường kênh thay đổi chậm hoặc các kịch bản truyền thông có hạn chế về tín hiệu huấn luyện, như mạng cảm biến không dây và các hệ thống truyền thông IoT. Trong các nghiên cứu tiếp theo, phương pháp có thể được mở rộng cho các chòm sao điều chế khác, các mã không gian–thời gian có tốc độ cao hơn, cũng như được tối ưu hóa để giảm độ phức tạp tính toán trong các hệ thống thực tế.

PHỤ LỤC

Phụ lục A

Phân bố của $\zeta_{R,k}$ và $\zeta_{I,k}$

Xem xét ký hiệu được truyền thứ *k* trong từ mã thứ *q*, tức là $s_{k,q}$. Nếu các ký hiệu được truyền từ Ω có xác suất như nhau, thì $\Re(s_{k,q})$ và $\Im(s_{k,q})$ cũng có xác suất được truyền như nhau. Giá trị trung bình và phương sai của $\Re(s_{k,q})$ và $\Im(s_{k,q})$ có thể được tính bằng:

$$\mu_{\Re(s_{k,q})} = \mu_{\Im(s_{k,q})} = E\{\Re(s_{k,q})\} = E\{\Im(s_{k,q})\} = 0 \tag{A.1}$$

$$\sigma^2_{\Re(s_{k,q})} = \sigma^2_{\Im(s_{k,q})} = E\{|\Re(s_{k,q})|^2\} = \frac{1}{2} \tag{A.2}$$

Chứng minh cho các biểu thức (A.1) và (A.2) có thể được trình bày như sau. Để đơn giản, ta xét một chòm sao M-QAM Ω, trong đó $M = 2^{2n}$ với một số nguyên $n \geq 1$. Vì $s_{k,q} \in \Omega$, $\Re(s_{k,q})$ và $\Im(s_{k,q})$ có thể được rút ra từ tập hợp $\mathcal{L} = \{\pm\gamma(\sqrt{M}-1), \pm\gamma(\sqrt{M}-3), \ldots, \pm\gamma\}$, trong đó $\gamma = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}$ là hệ số chuẩn hóa, với xác suất phân bố đều $p = \frac{1}{\sqrt{M}}$. Nếu chúng ta định nghĩa $l = 1, 2, \ldots, \sqrt{M}$, thì các giá trị tương ứng của $\Re(s_{k,q})$ hoặc $\Im(s_{k,q})$ có thể được biểu diễn như sau:

$$\Re(s_{k,q}(l)) = \gamma\left(2l - (\sqrt{M}+1)\right). \tag{A.3}$$

Giá trị trung bình của $\Re(s_{k,q})$ được đánh giá là:

$$\begin{aligned} \mu_{\Re(s_{k,q})} &= E\{\Re(s_{k,q})\} = \frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{l=1}^{\sqrt{M}} \Re(s_{k,q}(l)) \\ &= \frac{\gamma}{\sqrt{M}}\sum_{l=1}^{\sqrt{M}} (2l - (\sqrt{M}+1)) \\ &= \frac{\gamma}{\sqrt{M}}\left[\frac{2(\sqrt{M}+1)\sqrt{M}}{2} - (\sqrt{M}+1)\sqrt{M}\right] = 0. \end{aligned} \tag{A.4}$$

Vì $\mu_{\Re(s_{k,q})} = 0,$, phương sai của $\Re(s_{k,q})$ được đánh giá là:

$$\begin{aligned} \sigma^2_{\Re(s_{k,q})} &= E\{(\Re(s_{k,q}))^2\} = \frac{1}{\sqrt{M}}\sum_{l=1}^{\sqrt{M}} (\Re(s_{k,q}(l)))^2 \\ &= \frac{\gamma^2}{\sqrt{M}}\sum_{l=1}^{\sqrt{M}} (2l - (\sqrt{M}+1))^2 \\ &= \frac{4\gamma^2}{\sqrt{M}}\left[\sum_{l=1}^{\sqrt{M}} l^2 - \sum_{l=1}^{\sqrt{M}} l(\sqrt{M}+1) + \sum_{l=1}^{\sqrt{M}} \frac{(\sqrt{M}+1)^2}{4}\right]. \end{aligned} \tag{A.5}$$

Sau một số thao tác phức tạp, chúng ta có được:

$$\sigma^2_{\Re(s_{k,q})} = \frac{4\gamma^2}{\sqrt{M}}\left[\frac{\sqrt{M}\,(M-1)}{12}\right]$$

$$= \frac{3}{2(M-1)} \frac{4}{\sqrt{M}} \left[\frac{\sqrt{M}(M-1)}{12} \right] = \frac{1}{2}. \quad \text{(A.6)}$$

Chúng ta định nghĩa các biến ngẫu nhiên mới $z_{\{R,k\}}$ và $z_{\{I,k\}}$ như sau:

$$z_{R,k} = \frac{1}{\gamma_m Q} \sum_{q=1}^{Q} \Re(s_{k,q}), \quad \text{(A.7)}$$

$$z_{I,k} = \frac{1}{\gamma_m Q} \sum_{q=1}^{Q} \Im(s_{k,q}) \quad \text{(A.8)}$$

trong đó $\Re(s_{k,q})$ và $\Im(s_{k,q})$ là các biến ngẫu nhiên độc lập và có phân phối đồng nhất.

Sử dụng kết quả trong (A.1) và (A.2), ta có thể dễ dàng thu được giá trị trung bình, $\mu_{z_{R,k}} = E\{z_{R,k}\}, \mu_{z_{I,k}} = E\{z_{I,k}\},$, và phương sai, $\sigma^2_{z_{R,k}} = E\{|z_{R,k}|^2\}, \sigma^2_{z_{I,k}} = E\{|z_{I,k}|^2\}$ của $z_{\{R,k\}}$ và $z_{\{I,k\}}$ như sau:

$$\mu_{z_{R,k}} = \mu_{z_{I,k}} = \frac{1}{\gamma_m Q} \sum_{q=1}^{Q} E\{\Re(s_{k,q})\} = 0 \quad \text{(A.9)}$$

$$\sigma^2_{z_{R,k}} = \sigma^2_{z_{I,k}} = \frac{1}{\gamma_m^2 Q^2} \sum_{q=1}^{Q} \sigma^2_{\Re(s_{k,q})} = \frac{1}{2Q\gamma_m^2} \quad \text{(A.10)}$$

Từ (2.24) ta có thể viết lại $\zeta_{R,k}$ như sau:

$$\zeta_{R,k} = \frac{\alpha}{\gamma_m} + z_{R,k}. \quad \text{(A.11)}$$

Do đó, có thể dễ dàng chứng minh rằng $\zeta_{R,k}$ là một biến ngẫu nhiên có giá trị trung bình và phương sai như sau:

$$\mu_\zeta = \frac{\alpha}{\gamma_m} \quad \text{(A.12)}$$

$$\sigma^2_\zeta = \frac{1}{2Q\gamma_m^2} \quad \text{(A.13)}$$

Theo Định lý Giới hạn Trung tâm (CLT), khi độ dài khung Q đủ lớn, $\zeta_{R,k}$ gần như tuân theo phân phối chuẩn với trung bình $\mu_\zeta = \frac{\alpha}{\gamma_m}$, và phương sai $\sigma^2_\zeta = \frac{1}{2Q\gamma_m^2}$, tức là $\zeta_{R,k} \sim \mathcal{N}(\mu_\zeta, \sigma^2_\zeta)$, với hàm mật độ xác suất (pdf) được định nghĩa bởi:

$$p(z) = \frac{1}{\sigma_\zeta \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{z - \mu_\zeta}{\sigma_\zeta} \right)^2 \right) \quad \text{(A.14)}$$

Tương tự, từ (2.25) suy ra $\zeta_{I,k} \sim \mathcal{N}(\mu_\zeta, \sigma^2_\zeta)$.

Phụ lục B

Chúng ta thấy rằng, đối với phân phối chuẩn $\zeta_{R,k} \sim \mathcal{N}(\mu_\zeta, \sigma^2_\zeta).$, khoảng tin cậy (CI) cho giá trị trung bình được định nghĩa là:

$$CI = [\mu_\zeta - \kappa_p \sigma_\zeta, \mu_\zeta + \kappa_p \sigma_\zeta], \quad \text{(B.1)}$$

trong đó κ_p xác định điểm cắt cho mức độ tin cậy p, với $0 \le p \le 1$. Để có $\zeta_{R,k} > 0$ với xác suất p, ta phải tìm α sao cho giới hạn dưới của khoảng tin cậy p trong (B.1) lớn hơn 0, nghĩa là:

$$\mu_\zeta - \kappa_p \sigma_\zeta > 0 \quad \text{(B.2)}$$

Thay μ_ζ trong (A.12) và σ_ζ trong (A.13) vào (B.2), ta được:

$$\frac{\alpha}{\gamma_m} > \frac{\kappa_p}{\gamma_m\sqrt{2Q}} \tag{B.3}$$

Cuối cùng, chúng ta có:

$$\alpha > \frac{\kappa_p}{\sqrt{2Q}} \tag{B.4}$$

Tương tự, để có $\zeta_{R,k} < 0$ với xác suất *p*, ta phải tìm α sao cho giới hạn trên của khoảng tin cậy *p* trong (B.1) nhỏ hơn 0, tức là:

$$\mu_\zeta + \kappa_p\sigma_\zeta < 0 \tag{B.5}$$

Cuối cùng ta có:

$$\alpha < -\frac{\kappa_p}{\sqrt{2Q}} \tag{B.6}$$

Nhìn chung, α nên được chọn sao cho $|\alpha| > \alpha_L$, trong đó $\alpha_L = \frac{\kappa_p}{\sqrt{2Q}}$ là giới hạn dưới của |α|, để tạo ra $|\zeta_{R,k}| > 0$ với mức độ tin cậy *p*.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Alamouti, S. M. (2002), "A simple transmit diversity technique for wireless communications of Article", *IEEE Journal on selected areas in communications Name*, 16(8), 1451-1458.

[2] Ammar, N., & Ding, Z. (2006), "Channel identifiability under orthogonal space-time coded modulations without training of Article", *IEEE Transactions on Wireless Communications Name*, 5(5), 1003-1013.

[3] Cui, T., & Tellambura, C. (2007), "Efficient blind receiver design for orthogonal space-time block codes of Article", *IEEE transactions on wireless communications Name*, 6(5), 1890-1899.

[4] Ding, Z., & Ward, D. B. (2005), "Subspace approach to blind and semi-blind channel estimation for space-time block codes of Article", *IEEE transactions on wireless communications Name*, 4(2), 357-362.

[5] Garg, P., Mallik, R. K., & Gupta, H. M. (2006), "Exact error performance of square orthogonal space-time block coding with channel estimation of Article", *IEEE transactions on communications Name*, 54(3), 430-437.

[6] Golub, G. H., & Van Loan, C. F. (1996), *Matrix computations*, Johns Hopkins Univ Press,

[7] Hochwald, B. M., & Sweldens, W. (2002), "Differential unitary space-time modulation of Article", *IEEE transactions on communications Name*, 48(12), 2041-2052.

[8] Larsson, E. G., & Stoica, P. (2003), "Space-time block coding for wireless communications of Article", *Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, to be published Name*,

[9] Larsson, E. G., Stoica, P., & Li, J. (2003), "Orthogonal space-time block codes: Maximum likelihood detection for unknown channels and unstructured interferences of Article", *IEEE Transactions on Signal Processing Name*, 51(2), 362-372.

[10] Le, M.-T., Pham, V.-S., Mai, L., & Yoon, G. (2007), "Efficient algorithm for blind detection of orthogonal space-time block codes of Article", *IEEE Signal Processing Letters Name*, 14(5), 301-304.

[11] Liang, X.-B. (2003), "Orthogonal designs with maximal rates of Article", *IEEE Transactions on Information theory Name*, 49(10), 2468-2503.

[12] Ma, W.-K. (2007), "Blind ML detection of orthogonal space-time block codes: Identifiability and code construction of Article", *IEEE transactions on signal processing Name*, 55(7), 3312-3324.

[13] Ma, W.-K., Ching, P.-C., Davidson, T. N., & Xia, X.-G. (2003). *Blind maximum-likelihood decoding for orthogonal space-time block codes: A semidefinite relaxation approach.* Paper presented at the GLOBECOM'03. IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE Cat. No. 03CH37489).

[14] Ma, W.-K., Ching, P., Davidson, T. N., & Vo, B.-N. (2004). *Blind symbol identifiability of orthogonal space-time block codes.* Paper presented at the 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing.

[15] Ma, W.-K., Vo, B.-N., Davidson, T. N., & Ching, P.-C. (2006), "Blind ML detection of orthogonal space-time block codes: Efficient high-performance implementations of Article", *IEEE Transactions on Signal Processing Name*, 54(2), 738-751.

[16] Muhammad, M., & Ding, Z. (2010), "A linear programming receiver for blind detection of full rate space-time block codes of Article", *IEEE transactions on signal processing Name*, 58(11), 5819-5834.

[17] Shahbazpanahi, S., Gershman, A. B., & Manton, J. H. (2005), "Closed-form blind MIMO channel estimation for orthogonal space-time block codes of Article", *IEEE Transactions on signal processing Name*, 53(12), 4506-4517.

[18] Stoica, P., & Ganesan, G. (2003), "Space–time block codes: Trained, blind, and semi-blind detection of Article", *Digital Signal Processing Name*, 13(1), 93-105.

[19] Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A. R. (1998), "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction of Article", *IEEE Transactions on Information Theory Name*, 44(2), 744-765.

[20] Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A. R. (1999), "Space-time block coding for wireless communications: Performance results of Article", *IEEE Journal on selected areas in communications Name*, 17(3), 451-460.

[21] Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A. R. (2002), "Space-time block codes from orthogonal designs of Article", *IEEE Transactions on Information theory Name*, 45(5), 1456-1467.

[22] Tian, X., Li, M., Ti, G., & Liu, W. (2016), "Fast detection of orthogonal space-time block codes with unknown channel of Article", *IEEE Communications Letters Name*, 20(9), 1896-1899.

[23] Vucetic, B., & Yuan, J. (2003), *Space-time coding*, John Wiley & Sons,

[24] Zhou, S., Muquet, B., & Giannakis, G. B. (2002), "Subspace-based (semi-) blind channel estimation for block precoded space-time OFDM of Article", *IEEE Transactions on Signal Processing Name*, 50(5), 1215-1228.