

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN

AUTHOR NAME

<TÊN LUẬN VĂN THẠC SĨ>

LUẬN VĂN THẠC SĨ

Thành phố Hồ Chí Minh, tháng 4, năm 2024

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN

AUTHOR NAME

<TÊN LUẬN VĂN THẠC SĨ>

Ngành: Kỹ thuật điện tử

Chuyên ngành: Điện tử – Viễn thông và máy tính

Mã số ngành: xxxxxxxxx

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

TS. Supervisor

Thành phố Hồ Chí Minh, tháng 4, năm 2024

Lời cam đoan

Tôi cam đoan Luận văn thạc sĩ ngành Kỹ thuật điện tử, hướng Điện tử-Viễn thông và Máy tính, với đề tài “<TÊN LUẬN VĂN THẠC SĨ>” là công trình khoa học do tôi thực hiện dưới sự hướng dẫn của TS. Trần Thị Thảo Nguyên.

Những kết quả nghiên cứu của đề tài là hoàn toàn trung thực và chính xác.

TP. HCM, Ngày 19 tháng 4 năm 2024

Học viên cao học

Author name

Lời cảm ơn

Content

TP. HCM, Ngày 19 tháng 4 năm 2024

Học viên cao học

Author name

Tóm tắt

Content

Abstract

Content

Trang thông tin luận văn

Tên đề tài: Cải tiến phương pháp đánh giá chất lượng tín hiệu điện tim cho các thiết bị đeo.

Ngành: Kỹ thuật điện tử, hướng Điện tử-Viễn thông và Máy tính.

Mã số ngành: 852020301.

Họ và tên học viên cao học: Tạ Viết Tài.

Khóa đào tạo: 32 (12/2022–12/2024).

Người hướng dẫn khoa học: TS. Trần Thị Thảo Nguyên.

Cơ sở đào tạo: Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, ĐHQG.HCM.

1. TÓM TẮT NỘI DUNG LUẬN VĂN:

Content1

2. NHỮNG KẾT QUẢ MỚI CỦA LUẬN VĂN:

Content2

3. CÁC ỨNG DỤNG/ KHẢ NĂNG ỨNG DỤNG TRONG THỰC TIỄN HAY NHỮNG VẤN ĐỀ CÒN BỎ NGỎ CẦN TIẾP TỤC NGHIÊN CỨU.

Content3

TẬP THỂ CÁN BỘ HƯỚNG DẪN

HỌC VIÊN CAO HỌC

TS. Giảng viên

Tên học viên

XÁC NHẬN CỦA CƠ SỞ ĐÀO TẠO
HIỆU TRƯỞNG

Ta Viet Tai-FETEL-HCMUS

Thesis information

Thesis title: Enhancing Signal Quality Assessment Method in Electrocardiogram Signals for Wearable Devices.

Specialization: Electronics Engineering–Speciality of Electronics, Computer and Telecommunications.

Code: 852020301.

Name of Master Student: Tạ Viết Tài.

Academic year: 32 (12/2022–12/2024).

Supervisor: Tran Thi Thao Nguyen Ph.D.

At: VNUHCM–University of Science.

1. SUMMARY:

Content1

2. NOVELTY OF THESIS:

Content2

3. APPLICATIONS/ APPLICABILITY/ PERSPECTIVE.

Content3

SUPERVISOR

MASTER STUDENT

Supervisor name Ph.D.

Author name

CERTIFICATION
UNIVERSITY OF SCIENCE
PRESIDENT

Ta Viet Tai-FETEL-HCMUS

Mục lục

Lời cam đoan	i
Lời cảm ơn	ii
Tóm tắt	iii
Abstract	iv
Trang thông tin luận văn	v
Thesis information	vii
Danh sách hình vẽ	xi
Danh sách bảng	xii
Danh sách chữ viết tắt	xiii
1 TỔNG QUAN	1
2 TỔNG QUAN HỆ THỐNG IDMA	5
2.1 Kiến trúc bộ phát	5
2.2 Kiến trúc bộ thu	5
2.2.1 Elementary Signal Estimator	6
2.2.2 Khối DEC	10

2.2.3	Cập nhật giá trị trung bình và phương sai	10
3	ĐỀ XUẤT OFDMA-IDMA DỰA TRÊN CHUẨN 802.11AX	11
3.1	Mô hình phía phát	11
3.2	Mô hình phía thu	12
4	KẾT QUẢ HIỆU NĂNG MÔ PHỎNG	14
5	KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN	19
	Tài liệu tham khảo	20
	Các công trình công bố	22

Danh sách hình vẽ

Hình 1.1	Cấu trúc báo cáo.	4
Hình 2.1	Hệ thống IDMA với đa ăng-ten nhận.	6
Hình 2.2	Giải điều biến 16-QAM đơn giản.	9
Hình 3.1	Kiến trúc đường lên với mã hóa LDPC.	12
Hình 3.2	Proposed receiver architecture.	13
Hình 4.1	Ảnh hưởng của số lần lặp với $STA = 20$, $NRx = 8$	15
Hình 4.2	Hiệu suất BER trung bình giữa các kỹ thuật.	18

Danh sách bảng

Bảng 4.1	Thông số mô phỏng	14
----------	-----------------------------	----

Danh sách chữ viết tắt

APP	A Posteriori Probability
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
ESE	Elementary Signal Estimator
IDMA	Interleave Division Multiple Access
ISI	Inter Symbol Interference
LLR	Log-Likelihood Ratio
MAC	Media Access Control
MAI	Multiple Access Interference
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MRC	Maximal Ratio Combining
MU	Multi User
MU-MIMO	Multipleuser-Multiple Input Multiple Output

NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
RU	Resource Unit
SF	Spreading Factor
SIC	Successive Interference Cancellation
SIFS	Short Interframe Space
SNR	Signal to Noise Ratio
STA	Station
UL	Uplink

Chương 1

TỔNG QUAN

Ngày nay, không thể phủ nhận tỷ lệ các thiết bị điện tử ngày càng tăng lên đáng kể. Theo báo cáo mới nhất của Ericsson Mobility [1], vào năm 2023, số lượng đăng ký điện thoại thông minh, PC di động, máy tính bảng và bộ định tuyến di động đã đạt khoảng 7 tỷ thiết bị và được dự đoán sẽ đạt hơn 8,5 tỷ thiết bị vào năm 2030. Bằng chứng này chứng minh rằng việc sử dụng đồng thời nhiều thiết bị với thông lượng cao và đường truyền đáng tin cậy là một yêu cầu rất lớn trong tương lai. Để đáp ứng những yêu cầu đó trong bối cảnh tài nguyên tần số hạn chế, Ủy ban Tiêu chuẩn LAN/MAN của Hiệp hội Máy tính IEEE đã nỗ lực phát hành các tiêu chuẩn 802.11ax (Wi-Fi 6) [2], tiêu chuẩn này giới thiệu kỹ thuật đa truy cập phân chia theo tần số trực giao OFDMA để giải quyết mối liên quan của các vấn đề điều khiển truyền dẫn, đặc biệt là trong truyền dẫn đa người dùng MU đường lên UL.

OFDMA là một cơ chế quan trọng để sử dụng kênh, chia các kênh có sẵn thành Resource Unit (RU) được phân bổ cho STA riêng lẻ, trong đó mỗi RU tương ứng với một STA. OFDMA giảm thiểu một cách hiệu quả các vấn đề về kênh chọn lọc tần số, tập trung vào việc nâng cao chất lượng tín hiệu. Tuy nhiên, tính hiệu quả của nó phải đối mặt với những thách thức trong việc mở rộng quy mô để hỗ trợ nhiều STA, vì việc cung cấp nhiều STA hơn đòi hỏi phải giảm kích thước RU hoặc tăng băng thông. Để cải thiện số lượng STA mà không thay đổi kích thước hoặc băng thông RU, 802.11ax đã phát hành

một tùy chọn kết hợp OFDMA là Multipleuser-Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO), trong đó mỗi RU sử dụng MU-MIMO. Sử dụng nhiều ăng-ten ở cả phía phát và phía thu sẽ cải thiện hiệu suất phổ và chất lượng truyền mà không cần bổ sung băng thông cũng như tăng công suất nhưng phương pháp này có một số nhược điểm. Hiệu suất MU-MIMO bị ảnh hưởng mạnh mẽ bởi nhiễu đa truy cập Multiple Access Interference (MAI), khi tăng số lượng STA trong RU, hiệu suất MU-MIMO sẽ giảm đáng kể. Ngoài ra, việc đánh giá, phân vùng và đồng bộ hóa tín hiệu đòi hỏi các thuật toán xử lý tín hiệu số phức tạp và độ phức tạp triển khai phần cứng cao [3].

Một bổ sung gần đây cho kho cơ chế Wi-Fi trong tương lai là đa truy cập phi trực giao NOMA, cho phép truyền đồng thời nhiều tín hiệu trong cùng một tài nguyên tần số thời gian. Mặc dù NOMA không được tích hợp vào tiêu chuẩn 802.11ax nhưng nhiều nghiên cứu khác nhau cho thấy khả năng tương thích ngược của nó với các tiêu chuẩn IEEE 802.11 hiện có. Đáng chú ý, Evgeny Khorov và các cộng sự đã trình bày nguyên mẫu thiết bị Wi-Fi đầu tiên hỗ trợ NOMA [4]. Công trình của họ đã chứng minh việc giảm tỷ lệ lỗi bit BER bằng cách kết hợp NOMA với Wi-Fi, như được nêu bật trong [5]. Nhiều nghiên cứu của NOMA tập trung vào miền công suất, cung cấp cho STA các hệ số công suất khác nhau và sử dụng Successive Interference Cancellation (SIC) để phát hiện tín hiệu. Tuy nhiên, NOMA miền quyền lực gặp phải thách thức về khả năng mở rộng, vì việc đáp ứng các điều kiện SIC cho nhiều STA trở nên phức tạp. Ngoài ra, tính chất tuần tự của SIC, tiến triển từ STA yếu đến mạnh, có thể dẫn đến thời gian xử lý tăng lên, có khả năng vi phạm yêu cầu Short Interframe Space (SIFS) trong hệ thống 802.11. Để giải quyết những hạn chế này, bài viết này sử dụng NOMA trong miền mã Interleave Division Multiple Access (IDMA). IDMA, một biến thể Code Division Multiple Access (CDMA), sử dụng mã xen kẽ để phân biệt các STA, dẫn đến bộ thu có độ phức tạp thấp có khả năng phát hiện tín hiệu song song [6]. Ngược lại với Đa truy cập phân chia theo tần số trực giao (OFDMA), IDMA cho phép tất cả STA sử dụng đồng thời tất cả các sóng mang con, loại bỏ chi phí dư thừa, độ phức tạp tính toán và các mối lo ngại về độ trễ [7].

Bài viết này đề xuất sự kết hợp các hệ thống OFDMA-IDMA dựa trên kiến trúc 802.11ax. Sự kết hợp này có thể tăng đáng kể số lượng STA mà không làm giảm kích thước RU hoặc tăng băng thông như OFDMA, do đó cải thiện hiệu quả băng thông. Ngoài ra, OFDMA-IDMA còn cho phép có nhiều STA hơn mà không cần nhiều mã xen kẽ như IDMA truyền thống. Bằng cách sử dụng lại các mã xen kẽ ở các RU khác nhau, có thể tăng tính ngẫu nhiên của mã được sử dụng trong một RU, nhờ đó tăng hiệu quả giải mã ở máy thu. Hơn nữa, bằng cách chia số lượng STA thành RU, kỹ thuật OFDMA-IDMA có thể làm giảm ảnh hưởng của nhiễu liên ký tự Inter Symbol Interference (ISI) và đặc biệt là MAI. Hơn nữa, hệ thống được đề xuất tăng số lượng STA được truyền đồng thời trên đường lên và giảm BER so với OFDMA-MU-MIMO. Bài viết này cũng sử dụng phương pháp điều chế bậc cao đơn giản hóa [8] từ nghiên cứu trước đây của chúng tôi, giúp việc giải mã IDMA đơn giản hơn MU-MIMO. Ngoài ra, bài viết này sử dụng Kết hợp tỷ lệ tối đa MRC tại AP để đảm bảo chất lượng tín hiệu và sử dụng kênh MIMO pha định đa đường mô hình B TGax [9] để đảm bảo độ bền và tính thực tế. Kết quả mô phỏng dựa trên hệ thống 802.11ax cho thấy hiệu suất BER được cải thiện so với các kỹ thuật hiện có như MU-MIMO, OFDMA và OFDMA-MU-MIMO.

Cấu trúc của bài báo cáo bao gồm 5 chương như Hình 1.1:

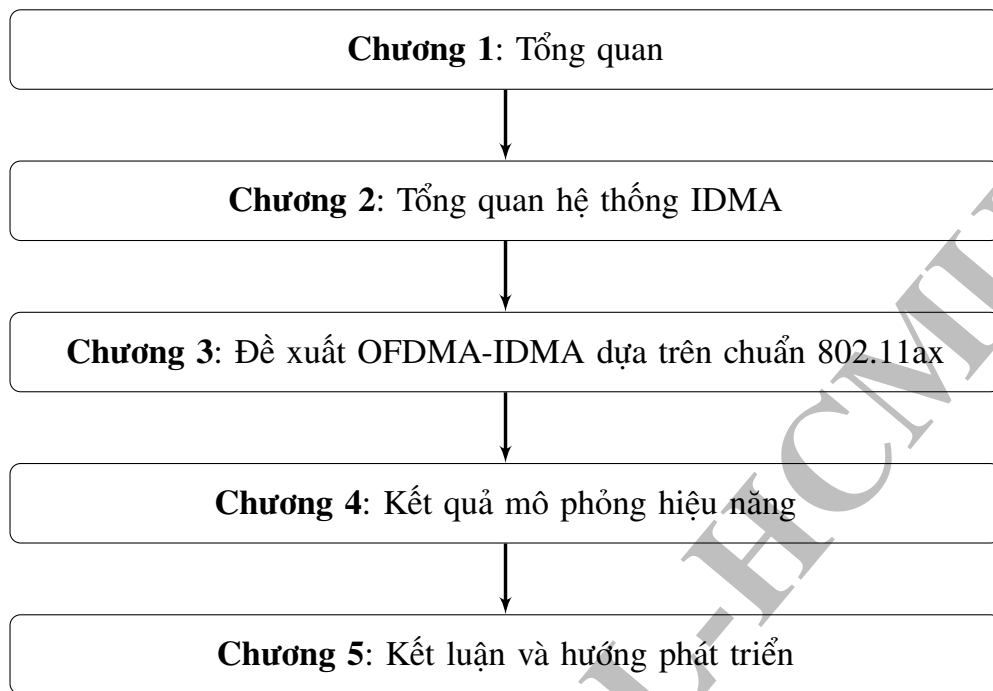
Chương 1: Giới thiệu tổng quan về các kỹ thuật đa truy cập đường lên hiện có trong 802.11ax. Các ưu khuyết điểm và lý do đề xuất kỹ thuật OFDMA-IDMA.

Chương 2: Giới thiệu cơ sở lý thuyết của IDMA và cấu trúc bộ thu IDMA với nhiều ăng-ten.

Chương 3: Đề xuất kiến trúc mô hình bộ phát và thu OFDMA-IDMA dựa trên chuẩn 802.11ax.

Chương 4: So sánh tỉ lệ lỗi của hệ thống OFDMA-IDMA với các kỹ thuật đa truy cập hiện có của chuẩn 802.11ax.

Chương 5: Bàn luận ưu và nhược điểm của OFDMA-IDMA và hướng phát triển.



Hình 1.1: Cấu trúc báo cáo.

Chương 2

TỔNG QUAN HỆ THỐNG IDMA

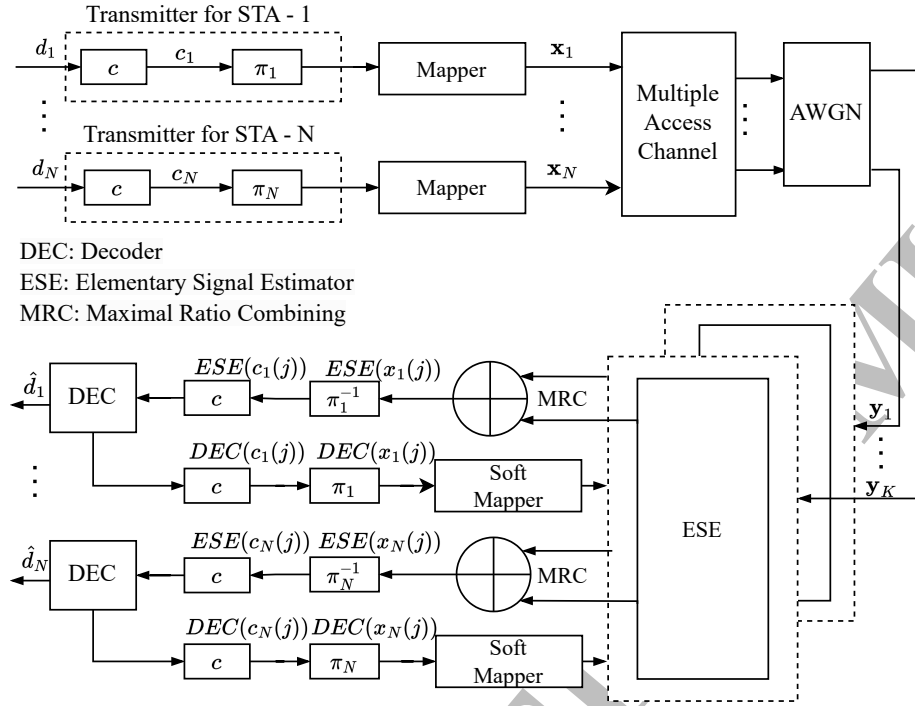
2.1 Kiến trúc bộ phát

Quá trình thực hiện mã hóa và giả mã IDMA của N STAs được diễn tả ở Hình 2.1, trong đó khôi trải tín hiệu và đan xen là hai quá trình quan trọng khi thực hiện IDMA [10]. Dữ liệu d_n của mỗi STA được trải ra bởi chuỗi chip $c = [-1 \ 1 \ \dots \ -1 \ 1]$, với SF là hệ số trải với giá trị bằng chiều dài của chuỗi chip. Điều kiện tiên quyết để IDMA hoạt động là mỗi STA thứ n sẽ được trộn bởi một mã đan xen riêng biệt π_n , giả sử chuỗi π_n là ngẫu nhiên độc lập với nhau.

2.2 Kiến trúc bộ thu

Tín hiệu nhận được ở phía thu có thể được công thức hóa bởi (2.1), với tín hiệu phát và thu tương ứng với $[\mathbf{x}_1 \cdots \mathbf{x}_N]^T$ và $[\mathbf{y}_1 \cdots \mathbf{y}_K]^T$. \mathbf{x}_n là vector tín hiệu của STA thứ n , \mathbf{y}_k là vector tín hiệu nhận tại ăng-ten thứ k của AP và nhiễu phía thu tại ăng-ten theo phân phối Gauss phức với $\mathbf{N} \sim \mathcal{N}_C(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_K)$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1} & \cdots & \mathbf{h}_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{K,1} & \cdots & \mathbf{h}_{K,N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_N \end{bmatrix} + \mathbf{N}. \quad (2.1)$$



Hình 2.1: Hệ thống IDMA với đa ăng-ten nhận.

Thành phần chính yếu trong bộ giải mã IDMA chính là Elementary Signal Estimator (ESE) được dùng để tính toán tỉ số Log-Likelihood Ratio (LLR) cho vector tín hiệu $\mathbf{x}_n = [x_n(1), \dots, x_n(j), \dots, x_n(J)]$ của STA thứ n STA và bộ giải mã dựa trên xác suất hậu nghiệm A Posteriori Probability (APP).

2.2.1 Elementary Signal Estimator

Vector tín hiệu tại ăng-ten thứ k có thể được viết lại như (2.2)

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_{k,n} \times \mathbf{x}_n + \sum_{n' \neq n} \overbrace{\mathbf{h}_{k,n'} \times \mathbf{x}_{n'}}^{\zeta_{k,n}} + \mathbf{N}, \quad (2.2)$$

trong đó $\zeta_{k,n}$ là thành phần nhiễu cộng can nhiễu tại ăng-ten k . Từ định lý giới hạn trung tâm, ta có thể xấp xỉ $\zeta_{k,n}$ như một biến ngẫu nhiên có phân bố Gauss, và tín hiệu \mathbf{y}_k có thể ghi như hàm PDF như (2.3)

$$p(y_k(j) | x_n(j) = \pm 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\text{Var}(\zeta_{k,n}(j))} e^{-\frac{(y_k(j) - (\pm h_{k,n}(j) + \mathbb{E}(\zeta_{k,n}(j))))^2}{2\text{Var}(\zeta_{k,n}(j))}}, \quad (2.3)$$

trong đó $\mathbb{E}\{\cdot\}$ và $\text{Var}\{\cdot\}$ tương ứng là giá trị kỳ vọng và phương sai của phân bố. Định lý giới hạn trung tâm đúng khi áp dụng cho một lượng lớn phân bố ngẫu nhiên độc lập với nhau, và nó thích hợp để dùng trong IDMA. Thuật toán 1 với đầu vào là \mathbf{y}_k và $\mathbf{h}_{k,n}$ được dùng để tính toán tỉ số LLR $x_{k,n}(j)$, với $\{\cdot\}^*$ và $\{\cdot\}^\top$ lần lượt là phép chuyển vị phức và phép chuyển vị.

Thuật toán 1 tính toán giá trị ESE cho STA thứ n tại ăng-ten k và các giá trị này sẽ được tính lại sau mỗi lần lặp, phần cập nhập sẽ được nói rõ ở phần 2.2.3. Giá trị bit $b_{I,v}$ được quyết định cứng là β (tương tự cho $b_{Q,v}$) được cho bởi

$$p(b_{I,v} = \beta \mid y_{k,n}(j)) > p(b_{I,v} = (1 - \beta) \mid y_{k,n}(j)). \quad (2.4)$$

Algorithm 1 ESE Detection Algorithm.

```

1: procedure ESE( $\mathbf{y}_k, \mathbf{h}_{k,n}$ )
2:    $\mathbb{E}(x_{k,n}(j)) = 0$  ▷ Khởi tạo ban đầu
3:    $\mathbb{E}(y_{k,n}(j)) = 0$ 
4:    $\mathbf{Cov}(x_{k,n}(j)) = \mathbf{I}_2$ 
5:    $\mathbf{Cov}(y_{k,n}(j)) = \sigma^2 \mathbf{I}_2$ 
6:    $\mathbf{R}_{k,n}(j) = \begin{bmatrix} \text{Re}(h_{k,n}(j)) & -\text{Im}(h_{k,n}(j)) \\ \text{Im}(h_{k,n}(j)) & \text{Re}(h_{k,n}(j)) \end{bmatrix}$ 
7:    $\mathbf{Cov}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j)) = \mathbf{Cov}(y_{k,n}(j)) - \mathbf{R}_{k,n}(j)\mathbf{Cov}(x_{k,n}(j))\mathbf{R}_{k,n}(j)^\top$ 
8:    $\text{Var}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j)) = \mathbf{R}_{k,n}(j)^\top \mathbf{Cov}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j))\mathbf{R}_{k,n}(j)$ 
9:    $\mathbb{E}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j)) = h_{k,n}^*(j)(\mathbb{E}(y_{k,n}(j)) - h_{k,n}(j)\mathbb{E}(x_{k,n}(j)))$ 
10:   $ESE(x_{k,n}(j)) = \frac{2|h_{k,n}|^2 \overbrace{(h_{k,n}^*(j)y_{k,n}(j) - \mathbb{E}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j)))}^{LLR}}{\text{Var}(\tilde{\zeta}_{k,n}(j))}$  ▷ Tính toán ESE
11: end procedure

```

Tỉ số LLR được tính bởi

$$LLR(b_{I,v}) \triangleq \log \left(\frac{p(b_{I,v}=1 \mid y_{k,n}(j))}{p(b_{I,v}=0 \mid y_{k,n}(j))} \right) = \log \left(\frac{\sum_{\alpha \in S_{I,v}^{(1)}} p(x_{k,n}(j)=\alpha \mid y_{k,n}(j))}{\sum_{\alpha \in S_{I,v}^{(0)}} p(x_{k,n}(j)=\alpha \mid y_{k,n}(j))} \right), \quad (2.5)$$

sử dụng lý thuyết Baye và giả sử các symbol có phân phối như nhau, (2.5) được viết lại

$$LLR(b_{I,v}) = \log \left(\frac{\sum_{\alpha \in S_{I,v}^{(1)}} p(y_{k,n}(j) | x_{k,n}(j) = \alpha)}{\sum_{\alpha \in S_{I,v}^{(0)}} p(y_{k,n}(j) | x_{k,n}(j) = \alpha)} \right). \quad (2.6)$$

một bài toán tối ưu để tính tỉ số LLR một cách đơn giản hơn khi dùng khai triển Taylor cho biểu thức $\log(1+z)$ khi $z \ll 1$, dễ dàng thấy được: $\log \sum_j z_j \approx \max_j \log z_j$, khi đó (2.6) được viết gần đúng bởi (2.7)

$$LLR(b_{I,v}) \approx \log \left(\frac{\max_{\alpha \in S_{I,v}^{(1)}} p(y_{k,n}(j) | x_{k,n}(j) = \alpha)}{\max_{\alpha \in S_{I,v}^{(0)}} p(y_{k,n}(j) | x_{k,n}(j) = \alpha)} \right), \quad (2.7)$$

với α là một điểm trên chòm sao. Hình 2.2 cho thấy vùng quyết định $S_{I,v}^{(s)}$ cho thành phần thực $b_{I,v}$ và $S_{Q,v}^{(s)}$ cho thành phần ảo $b_{Q,v}$ với $s = [0, 1]$ trong trường hợp 16-QAM. Dễ dàng nhận thấy chúng được phân định bởi ranh giới ngang hoặc dọc. Do đó, hai ký hiệu trong hai tập con gần tín hiệu cân bằng nhận được nhất luôn nằm trên cùng một hàng nếu ranh giới phân vùng là dọc (bit $b_{I,1}$ và $b_{I,2}$ trong Hình 2.2) hoặc trong cùng một cột nếu ranh giới nằm ngang (bit $b_{Q,1}$ và $b_{Q,2}$ trong Hình 2.2). Kết quả là, khi sử dụng (2.3) trong (2.7), các giá trị bit mềm cuối cùng có thể được biểu thị bằng khoảng cách Euclide tối thiểu như sau

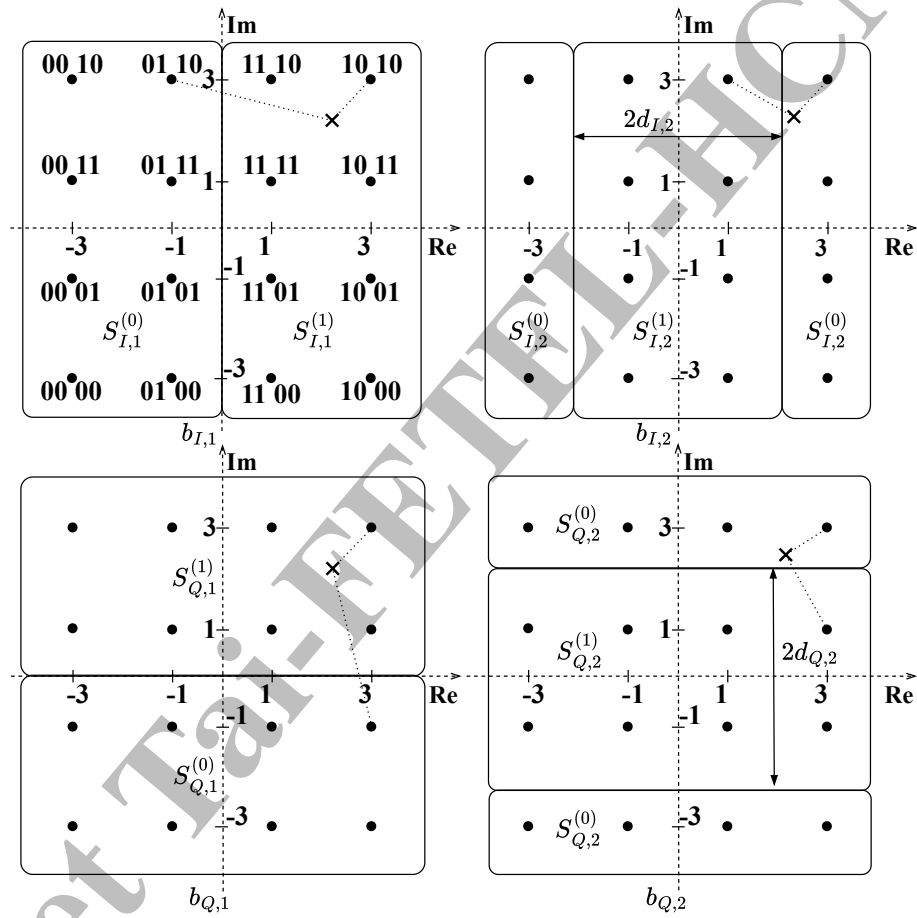
$$LLR(b_{I,v}) = \frac{|h_{k,n}(j)|^2}{4} \left\{ \min_{\alpha_I \in S_{I,v}^{(0)}} (\text{Re}(y_{k,n}(j)) - \alpha_I)^2 - \min_{\alpha_I \in S_{I,v}^{(1)}} (\text{Re}(y_{k,n}(j)) - \alpha_I)^2 \right\} \quad (2.8)$$

$$\triangleq |h_{k,n}(j)|^2 \times D_{I,v},$$

trong đó $S_{I,v}'^{(s)} \triangleq \text{Re}(S_{I,v}^{(s)})$.

Việc tính toán chính xác $D_{I,v}$, $D_{Q,v}$ trong (2.8) yêu cầu nhiều phép tính của hàm logarit và việc thực hiện phức tạp hơn. Bài viết này triển khai [11] để tính giá trị LLR gần đúng. Các giá trị $D_{I,v}$ và $D_{Q,v}$ cho 16-QAM được tính bởi

$$D_{I,1} = \begin{cases} 2 \text{Re}(y_{I,k,n}(j)) + 2 & \text{Re}(y_{k,n}(j)) < -2, \\ \text{Re}(y_{I,k,n}(j)) & -2 \leq \text{Re}(y_{k,n}(j)) \leq 2, \\ 2 \text{Re}(y_{I,k,n}(j)) - 2 & \text{Re}(y_{k,n}(j)) > 2, \end{cases} \quad (2.9)$$



Hình 2.2: Giải điều biến 16-QAM đơn giản.

$$D_{I,2} = -|\text{Re}(y_{I,k,n})| \quad \text{for all } \text{Re}(y_{I,k,n}). \quad (2.10)$$

Thay thế phần LLR ở dòng 10 trong thuật toán 1 bằng (2.8), công thức $ES E$ có thể được biểu diễn dưới dạng

$$ES E(\text{Re}(x_{k,n}(j))) = \frac{2|h_{k,n}|^4 D_{I,v}}{\text{Var}(\tilde{z}_{k,n}(j))}, \quad (2.11)$$

và $ES E(\text{Im}(x_{k,n}(j)))$ được tính theo cách tương tự.

2.2.2 Khối DEC

Sau khi tính toán giá trị LLR, báo cáo này sử dụng kỹ thuật MRC để đạt tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR cao nhất có thể đạt được tại AP. Sau đó, quá trình loại bỏ xen kẽ sẽ được thực hiện với cùng mã bộ xen π_n , được sử dụng cho STA thứ n tại máy phát. Tiếp theo, giá trị chip LLR được so sánh với ngưỡng. Nếu các giá trị này lớn hơn ngưỡng, chúng sẽ bị cắt bớt thành giá trị ngưỡng.

2.2.3 Cập nhật giá trị trung bình và phương sai

Sau khi tính toán DEC, IDMA cần cập nhật giá trị trung bình và phương sai cho lần lặp tiếp theo. Phần cập nhật bao gồm bộ trải mã, bộ xen kẽ và bộ ánh xạ mềm. Đầu ra của quá trình khử trải phổ là các LLR bên ngoài cho $y_{k,n}(j)$ Sau đó, các LLR này được sử dụng để tạo số liệu thống kê trong (2.12a), (2.12b)

$$\mathbb{E}(x_{k,n}(j)) = \sum_{v=0}^{2^{N_{bpsc}}-1} (p+iq)_v \times \left(\frac{e^{DEC(\hat{a}_n(j))}}{1+e^{DEC(\hat{a}_n(j))}} \right)_v, \quad (2.12a)$$

$$\begin{aligned} \text{Cov}(x_{k,n}(j)) = & \text{diag} \left(\text{Re}(\text{Var}(x_{k,n}(j))) - \text{Re}(\mathbb{E}(x_{k,n}(j)))^2, \right. \\ & \left. \text{Im}(\text{Var}(x_{k,n}(j))) - \text{Im}(\mathbb{E}(x_{k,n}(j)))^2 \right), \end{aligned} \quad (2.12b)$$

trong đó N_{bpsc} là số bit trên mỗi ký hiệu, p và q là các giá trị được lấy bởi trục Re và Im (ví dụ: các giá trị là $\{-3, -1, +1, +3\}$ cho 16-QAM).

Chương 3

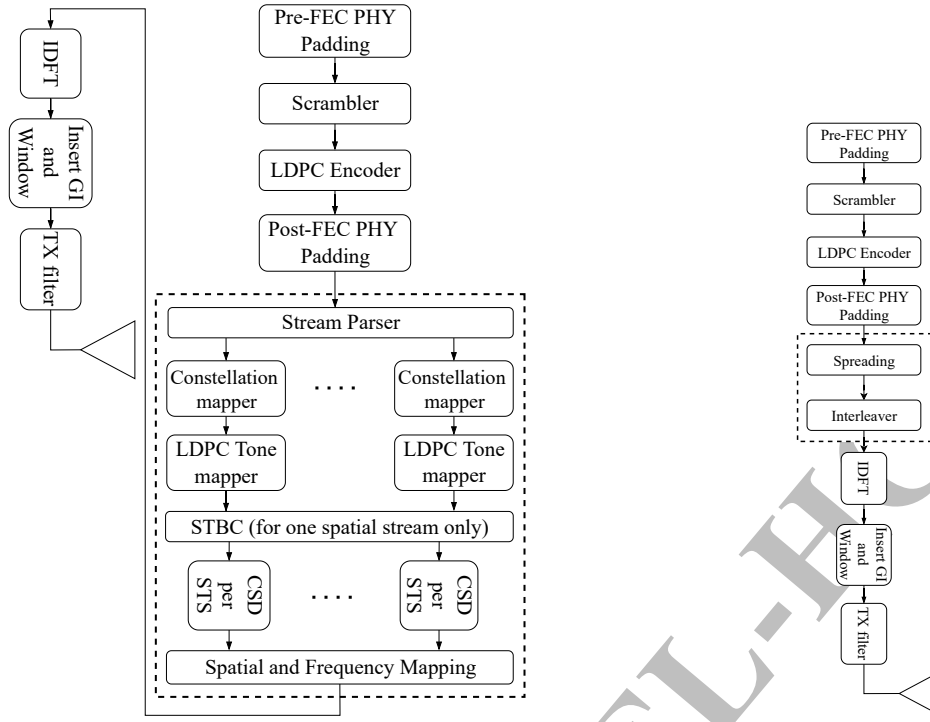
ĐỀ XUẤT OFDMA-IDMA DỰA TRÊN CHUẨN 802.11AX

3.1 Mô hình phía phát

Hình 3.1 biểu diễn OFDMA-MU-MIMO trong tiêu chuẩn 802.11ax và hệ thống OFDMA-IDMA được đề xuất. Có thể thấy rằng mô hình đề xuất trong Hình 3.1b có khối tương tự như OFDMA-MU-MIMO trong Hình 3.1a. Tuy nhiên, trong mô hình đề xuất, thay vì thực hiện quá trình phân luồng không gian, các STA chỉ thực hiện quá trình trải và xen kẽ. Trong báo cáo này, mã xen kẽ được sử dụng hiệu quả hơn IDMA thông thường bằng cách kết hợp với OFDMA; các mã này được sử dụng lại trong các RU khác nhau, nhằm tăng số lượng STA trong khi vẫn không làm tăng số lượng mã bộ chèn. Ngoài ra, để tương thích với LDPC trong chuẩn 802.11ax khi thêm khối bộ mã hóa IDMA vào quy trình, các tham số $N_{pld,u}$ và $N_{avbits,u}$ trong phương trình (27-29) và phương trình (27-80) trong [2] được thay thế bằng (3.1) và (3.2)

$$N_{pld,u} = SF^{-1}((N_{SYM,init} - m_{STBC} \times SF) \times N_{DBPS,u} + m_{STBC} \times N_{DBPS,last,init,u}), \quad (3.1)$$

$$N_{avbits,u} = SF^{-1}((N_{SYM,init} - m_{STBC} \times SF) \times N_{CBPS,u} + m_{STBC} \times N_{CBPS,last,init,u}), \quad (3.2)$$



(a) OFDMA-MU-MIMO 802.11ax.

(b) OFDMA-IDMA đề xuất dựa trên 802.11ax.

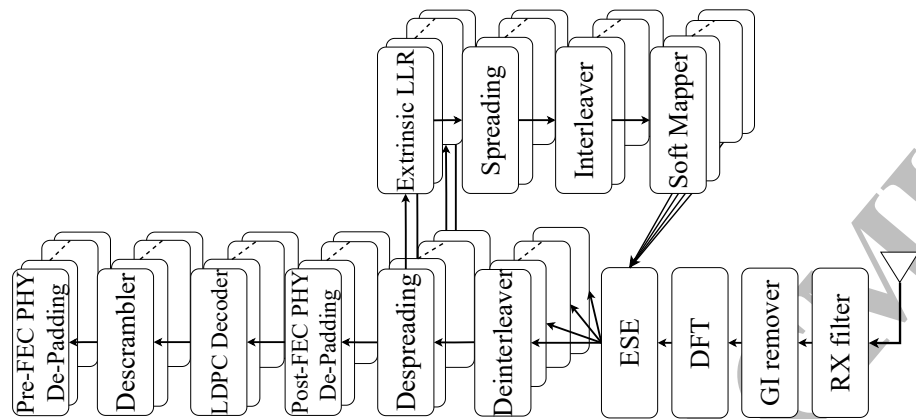
Hình 3.1: Kiến trúc đường lên với mã hóa LDPC.

với $N_{\text{DBPS,last,init},u}$, $N_{\text{SYM,init}}$, m_{STBC} , $N_{\text{DBPS},u}$, $N_{\text{CBPS},u}$, $N_{\text{CBPS,last,init},u}$ có cùng định nghĩa trong [2] và SF là hệ số trải phổ sử dụng trong IDMA.

3.2 Mô hình phía thu

Để xác thực tính khả thi của hệ thống được đề xuất trong môi trường WLAN, chúng tôi trình bày cách triển khai bộ thu được mô tả trong Hình 3.2. Kiến trúc bộ thu phản chiếu bộ thu 802.11 tiêu chuẩn cho đến giai đoạn ESE, nơi quá trình xử lý IDMA bắt đầu. Bài viết này sử dụng giải mã IDMA kết hợp với MRC như trong Hình 2.1. Việc lựa chọn số lần lặp trong giải mã IDMA là rất quan trọng, ảnh hưởng đến cả hiệu suất và độ trễ. Sau mỗi lần lặp, các giá trị thống kê về nhiễu và nhiễu được cập nhật cho các phép tính tiếp theo, cải thiện độ chính xác với số lần lặp tăng lên. Tuy nhiên, số lần lặp nhiều hơn cũng có nghĩa là độ trễ tính toán cao hơn. Để đáp ứng mục tiêu độ trễ $10 \mu\text{s}$ phù hợp với tiêu chuẩn 802.11, chúng tôi áp dụng bốn lần lặp, như được xác định trong [12] với

SF là 2 trong thiết lập của chúng tôi.



Hình 3.2: Proposed receiver architecture.

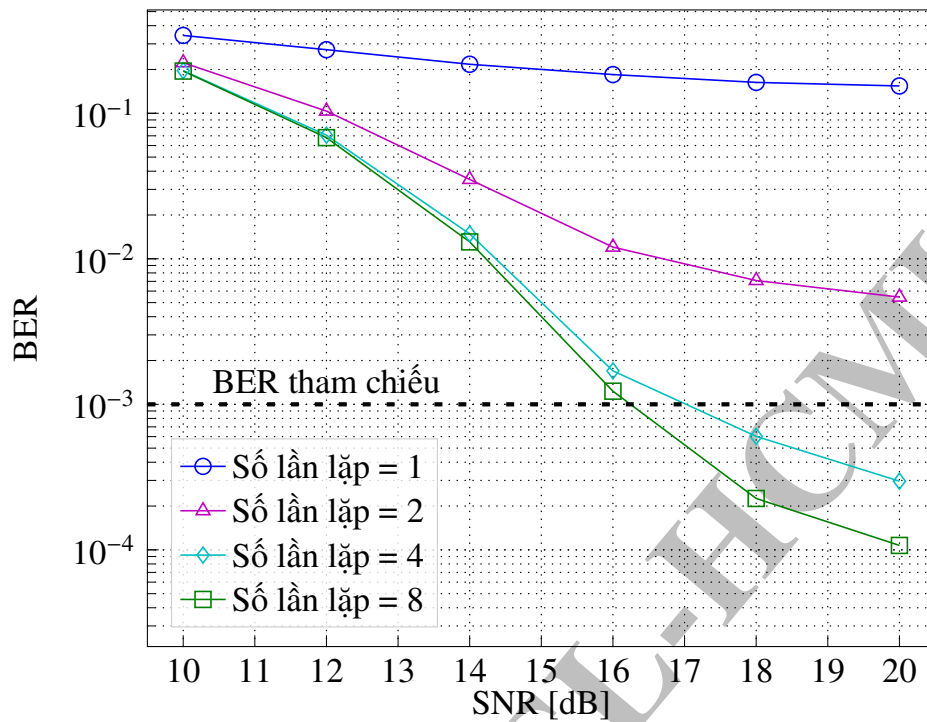
Chương 4

KẾT QUẢ HIỆU NĂNG MÔ PHỎNG

Các kết quả của mô hình OFDMA-IDMA đề xuất được mô phỏng và đánh giá để đánh giá hiệu suất so với các kỹ thuật hiện có trong 802.11ax. Các tham số mô hình OFDMA-IDMA chi tiết được nêu trong Bảng 4.1. Bội số SF sẽ giảm số bit dữ liệu để điều chỉnh kích thước gói của hệ thống OFDMA-IDMA theo tiêu chuẩn 802.11.

Bảng 4.1: Thông số mô phỏng

Parameters	Value
Mô hình kênh	TGax Channel Model B
Băng thông	20 MHz
Số lượng RU cho IDMA	4
Số lượng STA	8, 12, 16, 20, 24
Hệ số trải (SF)	2
Kiểu điều chế	16-QAM
Số lượng ăng-ten thu	4, 8
Số vòng lặp	4
Mã hóa kênh	LDPC
Packet length	1000 Bytes
Số lượng lặp mô phỏng	1000



Hình 4.1: Ảnh hưởng của số lần lặp với STA = 20, NRx = 8.

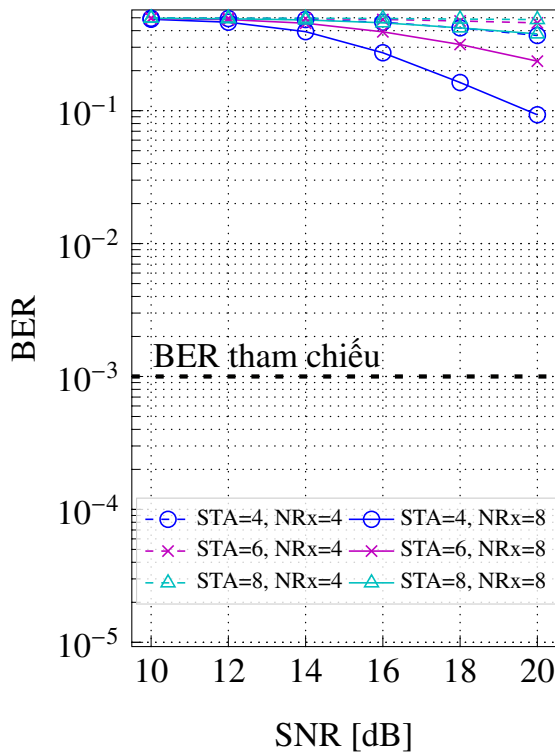
Hình 4.1 cho thấy sự tác động của số lần lặp đến hiệu suất BER của OFDMA-IDMA. Khi số lần lặp tăng lên, BER được cải thiện rõ rệt. Tuy nhiên, điều cần thiết là phải xem xét sự đánh đổi với độ trễ, độ trễ có xu hướng tăng tuyến tính theo số lần lặp, để tạo sự cân bằng giữa độ trễ và chất lượng tín hiệu là rất quan trọng. Đối với 802.11 OFDM PHY, lý tưởng nhất là quá trình nhận phải được hoàn thành trong vòng $16 \mu s$. Xem xét các yếu tố thực tế, bao gồm độ trễ xử lý đường truyền và MAC, độ trễ xử lý mục tiêu nhận khoảng $10 \mu s$ được khuyến nghị trong [12]. Các tác giả này đã nghiên cứu mối quan hệ giữa số lần lặp và độ trễ trong các kịch bản OFDM-IDMA. Đối với SF bằng 2, độ trễ của hệ thống là khoảng $6 \mu s$ cho 4 lần lặp, trong khi nó vượt quá $10 \mu s$ cho 8 lần lặp. Do đó, báo cáo này đã chọn ra 4 lần lặp lại là một sự thỏa hiệp phù hợp để đáp ứng các yêu cầu về chất lượng và độ trễ.

Hình 4.2 mô tả BER trung bình cho các kỹ thuật 802.11ax sử dụng bộ cân bằng Lỗi bình phương trung bình tối thiểu (MMSE) ở bộ thu với số lượng STA và ăng-ten thu (NRx) khác nhau trong băng thông 20 MHz. Hình 4.2a thể hiện BER của kỹ thuật

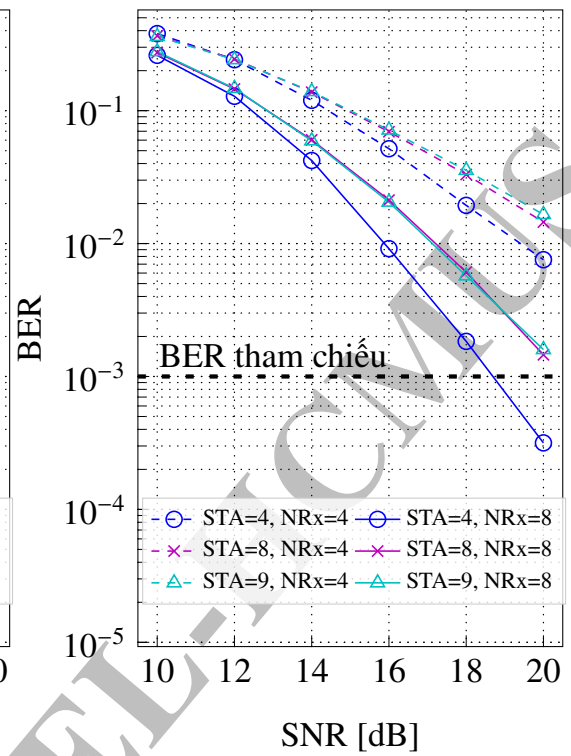
MU-MIMO có thể thấy được MU-MIMO rất nhạy cảm với nhiễu MAI. Ngay cả trong điều kiện tối ưu với 4 STA được truyền tới AP 8 ăng-ten, việc đạt được BER tham chiếu vẫn còn khó khăn. Hình 4.2b minh họa BER của OFDMA, cho thấy ảnh hưởng MAI giảm khi STA truyền trong các RU khác nhau. Đối với 4 STA và NRx là 8, BER giảm xuống dưới 10^{-3} ở mức 20 [dB]. Tuy nhiên, khi số lượng STA tăng lên thì BER của OFDMA cũng tăng do nhiễu tích lũy tăng lên. Lý do là tỷ lệ giữa số điểm FFT với số lượng sóng mang trên mỗi RU sẽ tăng khi số lượng STA tăng, dẫn đến hiệu ứng tích lũy nhiễu sẽ lớn hơn khi số lượng STA tăng. Hình 4.2c hiển thị BER trung bình của OFDMA-MU-MIMO với trường hợp số RU là 2, đây là kích thước RU tối thiểu để triển khai OFDMA-MU-MIMO ở 20 MHz trong 802.11ax [2]. Mặc dù OFDMA-MU-MIMO mang lại hiệu suất phổ cao hơn OFDMA khi số lượng STA tăng lên, nhưng nó phải đối mặt với những thách thức trong việc đạt được BER tham chiếu, nhưng BER của nó vẫn vượt trội hơn so với phương án sử dụng MU-MIMO.

Hình 4.2d minh họa BER trung bình trong OFDMA-IDMA được đề xuất với 4 RU. Có thể thấy tốc độ dữ liệu của OFDMA-IDMA sẽ giảm đi một nửa so với các kỹ thuật khác nêu trên khi chọn SF là 2, tuy nhiên chất lượng và số lượng STA tăng lên đáng kể so với các kỹ thuật đó. Khi đặt cạnh trường hợp chia RU và nhiều STA trong một RU như được mô tả trong Hình 4.2c, kỹ thuật OFDMA-IDMA được đề xuất sẽ vượt trội hơn. Xem xét trường hợp tốt nhất của OFDMA-MU-MIMO với 4 STA và 8 ăng-ten thu (STA = 4, NRx = 8), BER xấp xỉ 10^{-2} tại SNR = 20 [dB]. Tuy nhiên, đối với ba kỹ thuật trong hình a, b, c, giả sử việc đánh đổi việc giảm tốc độ bằng một nửa tốc độ dữ liệu và nhân đôi số lượng STA là hợp lý, vì vậy trường hợp tốt nhất OFDMA-IDMA (STA = 8, NRx = 8) đạt được hầu như không có lỗi ở SNR = 20 [dB]. Tuy nhiên, so với OFDMA thông thường, trong đó trường hợp tốt nhất (STA = 4, NRx = 8) mang lại BER khoảng 3×10^{-4} tại SNR = 20 [dB] đạt được BER tham chiếu thì rõ ràng OFDMA-IDMA vẫn cho kết quả tốt hơn nhiều (STA = 8, NRx = 8). Ngoài ra, kỹ thuật đề xuất còn triển khai MU đường lên trong 4 RU, điều mà MU-MIMO không thể đạt được trong 802.11ax. Về mặt hiệu quả phổ tần, việc triển khai OFDMA-IDMA ở 4 RU sẽ giảm hai lần so với 2

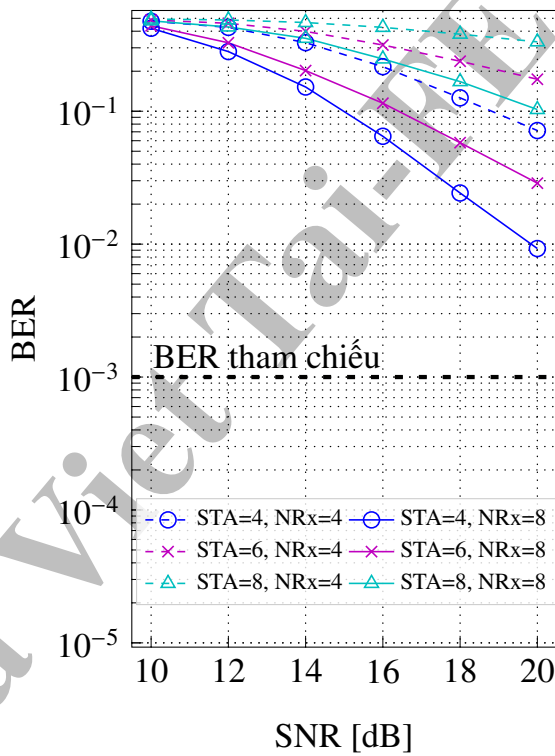
RU như MU-MIMO, nhưng chất lượng truyền dẫn cũng như số lượng STA sẽ tăng lên đáng kể. Sự đánh đổi này đáng được xem xét trong trường hợp OFDMA-MU-MIMO tốt nhất ($STA = 4$, $NRx = 8$); BER của kỹ thuật này vẫn chưa thể đạt tới ngưỡng tham chiếu ở mức 20 dB. Đối với OFDMA-IDMA, khi xem xét tăng số lượng STA lên 20, BER vẫn xấp xỉ 3×10^{-4} , nghĩa là mặc dù tốc độ dữ liệu hoặc hiệu suất phổ giảm đi một nửa, số lượng STA tăng gấp 5 lần so với OFDMA. Ngay cả khi xem xét trường hợp $STA = 24$ và $Nrx = 8$, BER của OFDMA-IDMA vẫn tiếp cận mức tham chiếu, cho thấy số lượng STA tăng gấp sáu lần so với trường hợp tốt nhất của OFDMA-MU-MIMO.



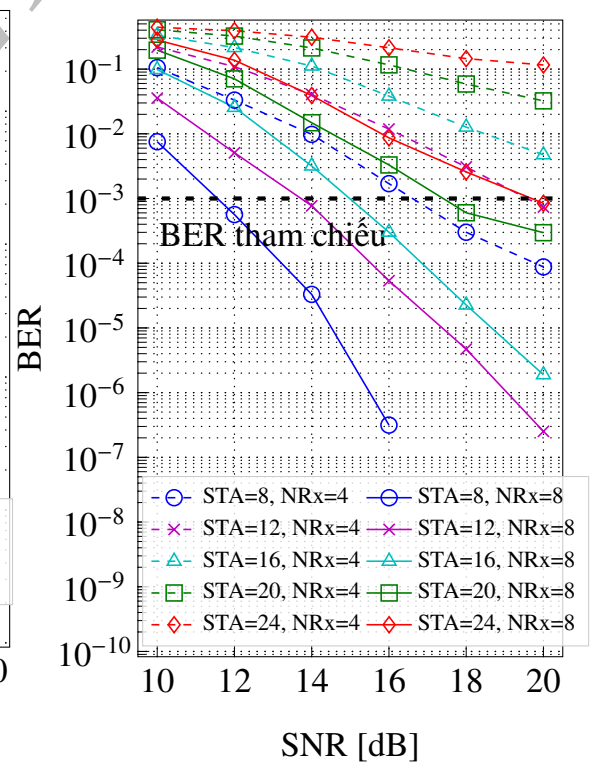
(a) BER của MU-MIMO.



(b) BER của OFDMA.



(c) BER của OFDMA-MU-MIMO.



(d) BER của OFDMA-IDMA.

Hình 4.2: Hiệu suất BER trung bình giữa các kỹ thuật.

Chương 5

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

Bài báo cáo này đã đề xuất sự kết hợp OFDMA-IDMA để tối đa hóa số lượng STA cho UL-MU. Chúng tôi đã đánh giá hiệu suất của hệ thống OFDMA-IDMA được đề xuất dựa trên tiêu chuẩn 802.11ax trong mô phỏng. Chúng tôi đã giới thiệu một cách tiếp cận mới kết hợp OFDMA và IDMA trong truyền dẫn đa người dùng đường lên, phân tích những ưu điểm và nhược điểm của nó so với các kỹ thuật hiện có trong 802.11ax. Nghiên cứu cũng kết hợp một sự đơn giản hóa của điều chế bậc cao và sử dụng MRC để nâng cao hiệu suất BER. Các phát hiện này chứng minh khả năng tương thích của hệ thống với tiêu chuẩn 802.11ax hiện tại, cho thấy ứng dụng tiềm năng của nó trong các công nghệ Wi-Fi trong tương lai. Điều đặc biệt đáng chú ý là OFDMA-IDMA có thể tăng đáng kể số lượng STA lên gấp 5 lần so với OFDMA và 6 lần so với OFDMA-MU-MIMO mà vẫn duy trì chất lượng.

Mặc dù BER trung bình dễ dàng đạt được mức tham chiếu, các vấn đề công bằng giữa các STA vẫn còn chưa được giải quyết khi mà BER riêng lẻ giữa các STA vẫn còn sự khác biệt lớn. Nghiên cứu trong tương lai nhằm mục đích phân tích hệ thống được đề xuất để tăng cường tính hội tụ và công bằng một cách triệt để. Các giải pháp được đề xuất bao gồm phân bổ công suất và RU tối ưu. Ngoài ra, việc khám phá các kỹ thuật tiền mã hóa sẽ tăng cường độ mạnh mẽ của STA trước khi truyền dữ liệu.

Tài liệu tham khảo

- [1] Ericsson, “Ericsson Mobility Report November 2023,” <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/key-figures>, November 2023. 1
- [2] “IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN,” *IEEE Std 802.11ax-2021 (Amendment to IEEE Std 802.11-2020)*, pp. 1–767, 2021. 1, 11, 12, 16
- [3] W. A. Al-Hussaibi and F. H. Ali, “Performance-Complexity Tradeoffs of MIMO-NOMA Receivers Towards Green Wireless Networks,” in *2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2019, pp. 1–6. 2
- [4] E. Khorov, A. Kureev, I. Levitsky, and I. F. Akyildiz, “Prototyping and Experimental Study of Non-Orthogonal Multiple Access in Wi-Fi Networks,” *IEEE Network*, vol. 34, no. 4, pp. 210–217, 2020. 2
- [5] —, “A Phase Noise Resistant Constellation Rotation Method and Its Experimental Validation for NOMA Wi-Fi,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 40, no. 4, pp. 1346–1354, 2022. 2
- [6] L. Ping, “Interleave-division multiple access and chip-by-chip iterative multi-user detection,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 6, pp. S19–S23, 2005. 2

- [7] T. Matsumoto, Y. Hatakawa, and S. Konishi, "Performance analysis of interleaved division multiple access for uplink in multi-cell environment," in *2011 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, 2011, pp. 376–381. 2
- [8] T. T. T. Nguyen, L. Lanante, Y. Nagao, and H. Ochi, "Low complexity higher order QAM modulation for IDMA system," in *2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, 2015, pp. 113–118. 3
- [9] J. Liu, R. Porat, N. Jindal, and *et al*, "IEEE 802.11ax Channel Model Document," September 2014. 3
- [10] L. Ping, L. Liu, K. Wu, and W. Leung, "Interleave Division Multiple-Access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 4, pp. 938–947, 2006. 5
- [11] F. Tosato and P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2," in *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, vol. 2, 2002, pp. 664–668 vol.2. 8
- [12] L. Lanante, T. T. T. Nguyen, Y. Nagao, and H. Ochi, "OFDM-IDMA Uplink Multi-user System with Scalable Latency for Next Generation WLAN," *EPI International Journal of Engineering*, vol. 3, pp. 39–45, 09 2020. 12, 15

Các công trình công bố

- [1] T. V. Tai, M. P. N. Tan, N. M. Tri, N. V. Ha, and T. T. T. Nguyen, “A High Sensitivity SQI with Peak-Amplitude Difference Variance for Wearable ECG Signals”, in *2023 5th International Conference on Bio-engineering for Smart Technologies (BioSMART)*, pp. 1–4, 2023.
- [2] M. P. N. Tan, T. V. Tai, N. M. Tri, N. V. Ha, and T. T. T. Nguyen, “EEG-ECG Extraction for Wearable All-in-One Healthcare Device”, in *2023 6th International Conference on Electrical, Electronics and System Engineering (ICEESE)*, pp. 61–65, 2023.
- [3] T. V. Tai, M. P. N. Tan, D. H. Tien, *et al.*, “Signal Quality Indices based on Skewness of Peak-Peak Interval for Wearable ECG Devices”, in *2023 Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA)*, pp. 42–47, 2023.
- [4] T. V. Tai, M. P. N. Tan, N. M. Tri, N. V. Ha, and T. T. T. Nguyen, “Signal Quality Indices Based on Gain of Amplitude Difference for Wearable ECG Signals”, in *2023 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 19–24, 2023.
- [5] D. H. Tien, M. P. N. Tan, T. H. Nam, T. V. Tai, and T. T. T. Nguyen, “A Low-Complexity R-Peak Detection Based on Exponential Weight Mean-Variance for Wearable ECG Devices”, in *2023 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 415–420, 2023.