

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**



**ĐỖ HẢI SƠN**

**NGHIÊN CỨU NHẬN DẠNG HỆ THỐNG  
VỚI TRI THỨC MỚI CHO HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG  
MIMO KÍCH THƯỚC LỚN**

**LUẬN VĂN THẠC SĨ  
NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG**

**Hà Nội - 2023**

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

ĐỒ HẢI SƠN

NGHIÊN CỨU NHẬN DẠNG HỆ THỐNG  
VỚI TRI THỨC MỚI CHO HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG  
MIMO KÍCH THƯỚC LỚN

Ngành: Công nghệ Kỹ thuật Điện tử - Viễn thông

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 8510302

LUẬN VĂN THẠC SĨ  
NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: TS. Trần Thị Thúy Quỳnh

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

ĐỖ HẢI SƠN

NGHIÊN CỨU NHẬN DẠNG HỆ THỐNG  
VỚI TRI THỨC MỚI CHO HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG  
MIMO KÍCH THƯỚC LỚN

Ngành: Công nghệ Kỹ thuật Điện tử - Viễn thông

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 8510302

TÓM TẮT LUẬN VĂN THẠC SĨ  
NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG

## LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan luận văn thạc sĩ **Nghiên cứu nhận dạng hệ thống với tri thức mới cho hệ thống truyền thông MIMO kích thước lớn** là công trình nghiên cứu thực sự của tôi, được thực hiện dựa trên cơ sở lý thuyết, kiến thức chuyên ngành dưới sự hướng dẫn khoa học của TS. Trần Thị Thúy Quỳnh.

Tôi xin cam đoan những công việc trong luận văn thực hiện chưa từng được các tác giả khác đề xuất. Với sự hiểu biết của mình, tôi chắc chắn các số liệu, kết quả trong luận văn là trung thực và chưa được công bố ở đâu và trong bất cứ công trình nào trừ công trình của tác giả và tài liệu tham khảo.

Nếu có gì sai trái, tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm.

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2023*

**Học viên**

**Đỗ Hải Sơn**

## LỜI CẢM ƠN

*Tôi xin chân thành cảm ơn TS. Trần Thị Thúy Quỳnh, người đã dẫn dắt, định hướng cho nghiên cứu nhận dạng hệ thống với tri thức mới cho hệ thống truyền thông MIMO kích thước lớn. Tôi cũng xin cảm ơn các thầy, cô Khoa Điện tử - Viễn thông, các thành viên của Viện Tiên tiến về Kỹ thuật và Công nghệ, cùng các thầy, cô phản biện đã cho nhiều góp ý giúp tôi khắc phục những điểm còn hạn chế trong luận văn.*

*Nghiên cứu này nhận được sự tài trợ từ đề tài: “Kỹ thuật nhận dạng hệ thống: Từ xử lý mù truyền thống sang xử lý có tri thức mới” mã số 01/2019/TN của Quỹ phát triển khoa học và công nghệ Quốc gia (NAFOSTED).*

*Xin gửi lời cảm ơn đến Giáo sư Karim Abed-Meraim, và các thành viên thuộc phòng thí nghiệm PRISME, Đại học Orleans, Cộng hòa Pháp đã giúp đỡ, hướng dẫn tôi trong quá trình tôi là thực tập sinh tại phòng thí nghiệm PRISME từ tháng 09/2022 đến 12/2022.*

*Cuối cùng, tôi xin được gửi lời cảm ơn đến gia đình, bạn bè đã luôn bên cạnh động viên, khích lệ, và giúp đỡ tôi trong suốt thời gian qua.*

*Trong quá trình thực hiện luận văn, do thời gian, kiến thức, và điều kiện nghiên cứu còn một số hạn chế nên không tránh khỏi thiếu sót, rất mong nhận được ý kiến đóng góp từ người đọc để tôi có thể tiếp tục phát triển hướng nghiên cứu này.*

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2023*

**Học viên**

**Đỗ Hải Sơn**

## TÓM TẮT

**Tóm tắt:**

***Từ khóa:***

# MỤC LỤC

Lời cam đoan . . . . .	
Lời cảm ơn . . . . .	
Tóm tắt . . . . .	
Mục lục . . . . .	i
Danh mục ký hiệu và chữ viết tắt . . . . .	ii
Danh mục hình vẽ . . . . .	iv
Danh mục bảng biểu . . . . .	v
MỞ ĐẦU . . . . .	1
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ CÁC PHƯƠNG PHÁP NHẬN DẠNG HỆ THỐNG TRONG TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY . . . . .	5
1.1. Mô hình hệ thống MIMO/mMIMO . . . . .	5
1.2. Các thuật toán nhận dạng kênh tuyến tính . . . . .	7
1.3. Các thuật toán nhận dạng kênh mù . . . . .	7
1.4. Các thuật toán nhận dạng kênh bán mù . . . . .	7
1.5. Các thuật toán nhận dạng kênh sử dụng học máy . . . . .	7
CHƯƠNG 2. NHẬN DẠNG KÊNH TRUYỀN SỬ DỤNG THUẬT TOÁN BÁN MÙ MRE . . . . .	8
2.1. Sơ lược về thuật toán B-MRE . . . . .	8
2.2. Đề xuất phương pháp nhận dạng hệ thống SB-MRE cho MIMO . . . . .	9
2.3. Đề xuất giảm thiểu chi phí của thuật toán SB-MRE . . . . .	10
2.3.1. Giảm thiểu độ phức tạp của thành phần B-MRE . . . . .	10
2.3.2. Giảm thiểu độ dài chuỗi pilot . . . . .	11
2.4. Mô phỏng và đánh giá . . . . .	11
CHƯƠNG 3. NHẬN DẠNG HỆ THỐNG SỬ DỤNG MẠNG HỌC SÂU . . . . .	14
3.1. Giới thiệu về mạng học sâu DetNet . . . . .	14
3.2. Đề xuất mạng học sâu ISD cho ước lượng kênh truyền . . . . .	14
3.3. Mô phỏng và đánh giá . . . . .	14
KẾT LUẬN . . . . .	15
Danh sách các công bố liên quan . . . . .	16

## DANH MỤC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Danh mục ký hiệu		
STT	Ký hiệu	Giải thích
1	in thường	Vô hướng
2	in thường, đậm	Vector
3	in hoa, đậm	Ma trận



<b>Danh mục chữ viết tắt</b>			
<b>STT</b>	<b>Chữ viết tắt</b>	<b>Giải thích tiếng Anh</b>	<b>Giải thích tiếng Việt</b>
1	ADC	Analog Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự sang số
2	AM	Amplitude Modulation	Điều chế biên độ

## DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1	Phân loại các thuật toán ước lượng kênh truyền. . . . .	5
Hình 1.2	Mô hình minh hoạ hệ thống truyền thông MIMO. . . . .	6
Hình 2.1	Proposed SB-MRE for channel estimation. . . . .	12
Hình 2.2	Performance of proposed SB-MRE with differs $N_p$ and SNR. . . . .	13
Hình 2.3	Performance of proposed SB-MRE with differs $\lambda$ and SNR. . . . .	13

## DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 2.1	Simulation parameters . . . . .	11
----------	---------------------------------	----

# MỞ ĐẦU

## Lý do chọn đề tài

Theo [2], trong năm 2021, chỉ riêng các thiết bị di động đã đòi hỏi tổng lưu lượng truy cập internet đạt 48,27 Petabytes/tháng, và tăng trưởng 46% hàng năm. Tốc độ truy cập của các thế hệ mạng di động phổ biến ở Việt Nam như 4G là trung bình trên 28,2 Megabits/giây và tăng lên từ 29 đến 47% hàng năm. Với sự ra trường nhanh chóng của số lượng các thiết bị di động và đòi hỏi về chất lượng nội dung của người dùng khiến yêu cầu về truyền tải nhanh và hiệu quả trong các hệ thống truyền thông không dây luôn là chủ đề nghiên cứu được quan tâm.

Tuy nhiên, việc truyền tải không dây luôn gặp phải một hạn chế cố hữu đó là ảnh hưởng bởi kênh truyền vô tuyến. Để khắc phục nhược điểm này, ngay từ các thế hệ mạng di động đầu tiên như 2G [12], các chuỗi tín hiệu hoa tiêu (pilot sequence) được biết trước ở cả bên phát và thu đã được sử dụng để ước lượng sự ảnh hưởng của kênh truyền và khôi phục dạng tín hiệu ở bên thu (NB - Non-blind) [8]. Đến thế hệ mạng di động 4G, 5G, và cao hơn, việc truyền tải đơn ăng-ten (antenna) đã được thay thế bằng các hệ thống đa đầu vào đa đầu ra (MIMO - Multi-input multi-output) hay lớn hơn nữa là MIMO kích thước lớn (mMIMO - massive MIMO). Điều này khiến việc ước lượng kênh truyền trong các hệ thống MIMO, mMIMO trở nên phức tạp, yêu cầu các chuỗi pilot dài hơn [9], dẫn đến hiệu quả về mặt phổ thời gian tần số của việc truyền tải bị giảm đi.

Nhiều phương pháp nghiên cứu đã được đề xuất để giảm thiểu số lượng pilot cần thiết cho việc ước lượng kênh truyền. Mà tiêu biểu trong số đó là ba hướng tiếp cận:

1. Các thuật toán nhận dạng “mù” (B - blind) ở đây được hiểu là khi xử lý (nhận dạng), bộ xử lý “không nhìn thấy” (không có thông tin) của đầu vào. Các thuật toán xử lý tín hiệu mù phát triển mạnh trong thập kỷ 90 [1], tuy nhiên các phương pháp xử lý mù thường yêu cầu các thông số thống kê của tín hiệu mà thông thường không biết trước trong các hệ thống truyền thông thực, hơn nữa, độ chính xác mà các thuật toán này đưa ra cũng thấp hơn đáng kể khi so sánh với các phương pháp sử dụng pilot truyền thống. Do vậy, các thuật toán mù cũng ít được quan tâm trong những thế hệ mạng viễn thông di động trước 5G.
2. Các thuật toán nhận dạng “bán mù” (SB - Semi-blind) là phương pháp cải tiến của B và được quan tâm trong các năm gần đây [6, 7, 11]. Đây là kỹ thuật kết hợp

các thông tin từ hướng tiếp cận mù truyền thống và các dạng thông tin khác, ví dụ [10]: số lượng nhỏ pilot, hướng sóng đến (DoA - Direction of Arrival), tọa độ người dùng, ... Điều này giúp giảm đi số lượng pilot cần thiết cho việc nhận dạng hệ thống nhằm tăng hiệu quả phổ nhưng vẫn giữ được độ chính xác cần thiết, giảm độ phức tạp, và cho khả năng ứng dụng rộng rãi hơn.

3. Các thuật toán nhận dạng sử dụng học máy, học sâu (ML - Machine learning; DL - Deep learning) cũng là lĩnh vực nghiên cứu dành được nhiều sự quan tâm [14] trong các năm gần đây. Ưu điểm của các kỹ thuật sử dụng ML, DL là tính đa dạng, khi hướng tiếp cận ML, DL sử dụng cho mục đích xử lý các loại tín hiệu như hình ảnh, âm thanh đã đạt được các bước tiến rõ rệt. Đầu vào của các mạng DL được sử dụng để nhận dạng hệ thống rất linh hoạt, có thể tương ứng với cả ba hướng tiếp cận: pilot, mù, và bán mù kể trên. Sau quá trình huấn luyện, các mô hình (model) học máy có thể hoạt động độc lập như một bộ cân bằng mù/bán mù, khi chỉ cần đưa các tín hiệu thu được đi qua model, và các tín hiệu được khôi phục sẽ được trả về mà không cần đến các chuỗi pilot, hay thông tin về trạng thái kênh truyền (CSI - Channel state information).

Có thể thấy, với SB và DL, thông tin về kênh truyền cần thiết phải được biết trước đó. Thay vào đó, các phương pháp này có thể sử dụng các tín hiệu mẫu được thu thập để đưa ra ước lượng chính xác của thông tin kênh truyền, giảm thiểu sự phụ thuộc vào kiến thức chính xác về kênh truyền. Vì vậy, SB và DL là các phương pháp tiên tiến và hứa hẹn trong việc ước lượng kênh truyền trong các hệ thống truyền thông hiện đại.

Từ thực tế và những phân tích nêu trên, luận văn tập trung nghiên cứu hai mục tiêu sau phương pháp nhận dạng hệ thống bán mù, học máy, học sâu và đề xuất các giải thuật mới để cải thiện các phương pháp nhận dạng này, bao gồm:

1. Phát triển thuật toán bán mù dựa trên một phương pháp nhận dạng mù truyền thống cho các hệ thống MIMO và mMIMO.
2. Phát triển một phương pháp nhận dạng sử dụng DL cho các hệ thống mMIMO.

## **Phương pháp nghiên cứu**

Trong luận văn, để đạt được mục tiêu nghiên cứu học viên đã tìm hiểu các tài liệu, bài báo, tạp chí quốc tế, ... có uy tín, thực hiện việc tính toán mô hình dữ liệu, phân tích số học để đưa ra các hướng giải quyết hợp lý, và sau đó kiểm nghiệm lại kết quả bằng hình thức mô phỏng trên Matlab, Python.

Cụ thể để phát triển các thuật toán mới như mục tiêu đề ra các bước nghiên cứu sau đã được thực hiện trong luận văn:

1. Tìm hiểu về tổng quan các thuật toán nhận dạng hệ thống trong truyền thông không dây với các hướng tiếp cận khác nhau.
2. Xác định bài toán cụ thể và mục tiêu của nghiên cứu.
3. Lựa chọn thuật toán bán truyền thống phù hợp để phát triển lên SB và một phương pháp sử dụng học sâu để nhận dạng kênh truyền có thể cải tiến.
4. Xây dựng mô hình toán học, huấn luyện mô hình, và tối ưu hóa các thuật toán đề xuất.
5. Đánh giá và phân tích kết quả ở nhiều kịch bản khác nhau, so sánh với các nghiên cứu đi trước.

## **Nội dung nghiên cứu**

- Tìm hiểu về các thuật toán ước lượng kênh truyền trong những năm gần đây.
- Xây dựng mô hình toán học hệ thống MIMO/mMIMO để mô tả quá trình truyền tải tín hiệu qua kênh truyền.
- Phát triển thuật toán SB dựa trên phương pháp bộ cân bằng kênh tham chiếu (MRE - Mutually referenced equalizers).
- Phát triển mạng học sâu phát hiện tuần tự lặp lại (ISD - Iterative Sequential Detection) để ước lượng kênh truyền viễn thông.
- Đánh giá, kiểm tra các thuật toán được đề xuất trên các công cụ mô phỏng Matlab, Python.

## **Đóng góp của đề tài**

Với sự hiểu biết của học viên, những kết quả nghiên cứu trong luận văn đã đạt được mục đích nghiên cứu đề ra. Những kết quả này bao gồm:

- 
-

—

—

—

## **Bố cục của luận văn**

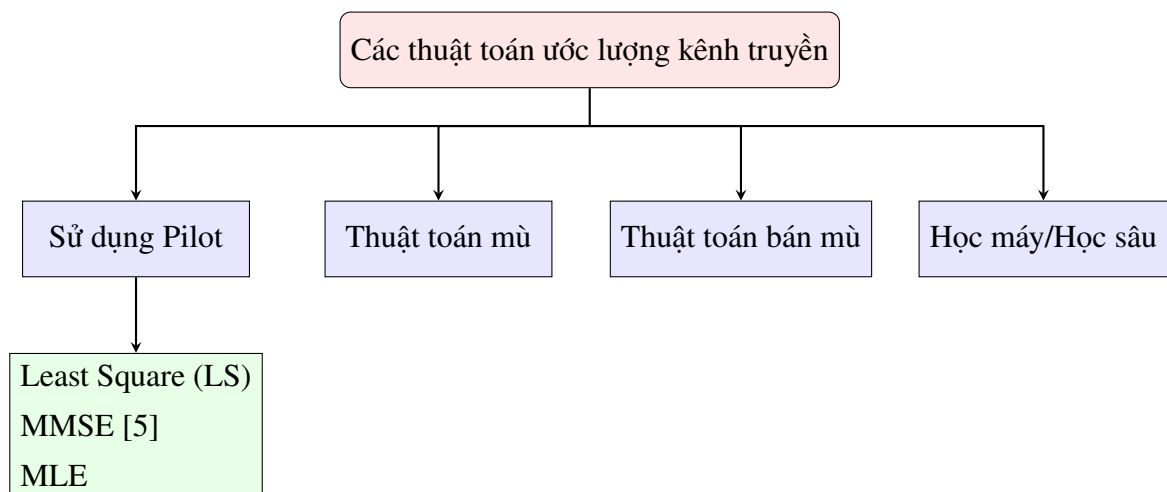
Nội dung chính của luận văn được trình bày như sau:

- Mở đầu: Trình bày mục đích, phương pháp nghiên cứu, nội dung, đóng góp và bố cục của luận văn.
- Chương 1: Trình bày mô hình hệ thống viễn thông MIMO/mMIMO và tổng quan về các phương pháp nhận dạng hệ thống trong truyền thông không dây.
- Chương 2: Trình bày sơ lược về thuật toán B-MRE gốc, sau đó đề xuất phương pháp SB-MRE cho MIMO/mMIMO. Kiểm nghiệm và đánh giá kết quả thông qua mô phỏng Matlab.
- Chương 3: Trình bày sơ lược về mạng DetNet (Detection Network) phục vụ cho ước lượng kênh truyền viễn thông. Đề xuất mạng ISD nhằm giảm độ phức tạp cho mô hình đầu ra. Tạo bộ dữ liệu, đào tạo và đánh giá kết quả thông qua mô phỏng Python.
- Kết luận: Đưa ra kết luận về hai thuật toán được đề xuất và đề xuất các giải pháp để cải thiện hệ thống.

# CHƯƠNG 1

## TỔNG QUAN VỀ CÁC PHƯƠNG PHÁP NHẬN DẠNG HỆ THỐNG TRONG TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY

Việc nhận dạng hệ thống trong truyền thông không dây đã luôn được phát triển ngay từ những thế hệ mạng không dây đầu tiên [12]. Ngày nay, các thuật toán ước lượng kênh truyền không dây đã đạt được các bước tiến đáng kể về độ chính xác và có thể chia thành bốn hướng tiếp cận chính như trên hình 1.1. Bao gồm sử dụng pilot (Non-blind), mù (B), bán mù (SB), và dựa trên học máy, học sâu (AI-based) [13].

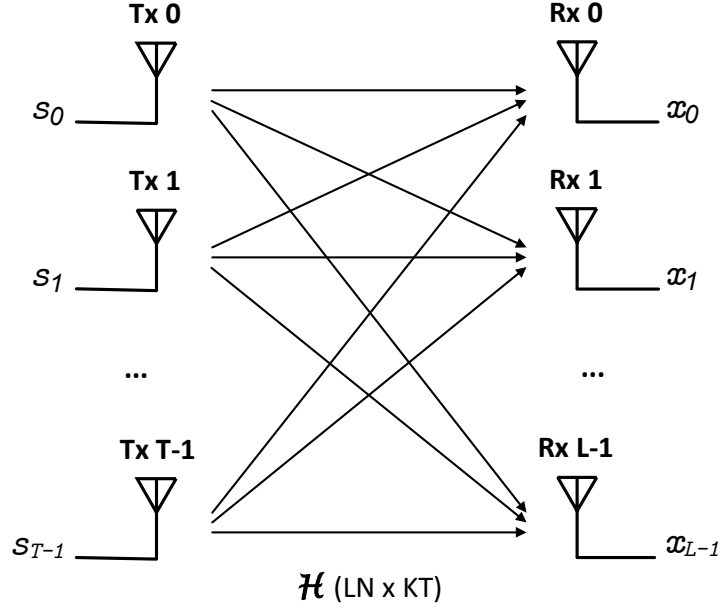


Hình 1.1. Phân loại các thuật toán ước lượng kênh truyền.

### 1.1. Mô hình hệ thống MIMO/mMIMO

This section introduces the mathematical model of MIMO wireless communications used in this work. After that, the MRE algorithm for the MIMO model is briefly reviewed.





Hình 1.2. Mô hình minh hoạ hệ thống truyền thông MIMO.

The MIMO model, illustrated in Fig. 1.2, is composed of  $T$  transmitters and  $L$  receivers. Each channel between  $t$ -th transmitter and  $l$ -th receiver is formulated as a  $M + 1$  coefficients vector. At a time,  $N$  received symbols are simultaneously captured on each receiver. The following equation expresses the system model

$$X(i) = \sum_{t=0}^{T-1} \mathcal{H}_t S_t(i) + W_t \quad (1.1)$$

where  $S_t(i) \in \mathbb{C}^{M+N \times 1}$  is the transmit symbols from the  $t$ -th transmitter.  $\mathcal{H}_t$  is the channel convolution matrix between  $t$ -th transmitter and  $L$  receivers.  $\mathcal{H}_t \in \mathbb{C}^{LN \times K}$  is assumed to be a full column rank ( $K = M + N$ ) matrix.  $X(i) \in \mathbb{C}^{LN \times 1}$  denotes the observed signals and  $W_t \in \mathbb{C}^{LN \times 1}$  stands for additive white Gaussian noise matrix. Assume that channel and additive noise between each channel are i.i.d and have distributed  $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\mathcal{H}_t}^2 I)$  and  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 I)$ , respectively.

$$S_t(i) = [s(i), s(i-1), \dots, s(i-K+1)]^\top$$

$$\mathcal{H}_t = \begin{pmatrix} h_0^{(0)} & \cdots & h_M^{(0)} & \overset{K}{\longleftrightarrow} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0^{(0)} & \cdots & h_M^{(0)} \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ h_0^{(L-1)} & \cdots & h_M^{(L-1)} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0^{(L-1)} & \cdots & h_M^{(L-1)} \end{pmatrix} \quad \updownarrow LN$$

$$X(i) = [x^{(0)}(i), \cdots, x^{(0)}(i - N + 1), \cdots, \\ x^{(L-1)}(i), \cdots, x^{(L-1)}(i - N + 1)]^\top$$

**1.2. Các thuật toán nhận dạng kênh tuyến tính**

**1.3. Các thuật toán nhận dạng kênh mù**

**1.4. Các thuật toán nhận dạng kênh bán mù**

**1.5. Các thuật toán nhận dạng kênh sử dụng học máy**

## CHƯƠNG 2

### NHẬN DẠNG KÊNH TRUYỀN SỬ DỤNG THUẬT TOÁN BÁN MÙ MRE

#### 2.1. Sơ lược về thuật toán B-MRE

Generally, MRE uses an  $N$ -taps linear equalizer to filter each channel. Let  $g_{t,i} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}$  be an  $i$ -delay equalizer and  $t$ -th transmitter. For  $i = 0, \dots, K-1$ , at time  $n$ , we have

$$g_{t,i}^H * x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} g_{t,i}^H(k) x^{(l)}(n-k) \approx s_t(n-i) \quad (2.1)$$

$$g_{t,i} = [g_{t,i}^{(0)}(0), \dots, g_{t,i}^{(0)}(N-1), \dots, g_{t,i}^{(L-1)}(0), \dots, g_{t,i}^{(L-1)}(N-1)]^\top \quad (2.2)$$

The equalizers matrix for  $t$ -th transmitter is  $G_t \in \mathbb{C}^{LN \times K}$  as follows

$$G_t = [g_{t,0}, \dots, g_{t,K-1}] \quad (2.3)$$

In the noise-free case, the transmitted symbols can be perfectly recovered with  $\bar{G}$  is any left inverse of  $\mathcal{H}$  since

$$\begin{aligned} [G_0, \dots, G_{T-1}]^H X(i) &= [S_0^\top(i), \dots, S_{T-1}^\top(i)]^\top \\ \bar{G}^H X(i) &= \bar{S}(i) \end{aligned} \quad (2.4)$$

In noisy case, to estimate  $\bar{G}$ , the MRE method exploits the delay diversity from multi-channel,  $g_i^H X(i) = g_{i+1}^H X(i+1)$ , to determine the full set of channel inverses. Where  $g$  is the vector form of  $\bar{G}$  equalizers matrix as shown in Eq. 2.11 . The unconstrained MRE cost function of  $\bar{G}$  is given by

$$\mathcal{J}(\bar{G}) = g^H \mathcal{R} g \quad (2.5)$$

where  $\mathcal{R} \in \mathbb{C}^{LNKT \times LNKT}$  is the matrix of  $X(i)$  and  $X(i+1)$  observed signals, which is given by

$$\mathcal{R} \stackrel{\text{def}}{=} E(U^H U) \quad (2.6)$$

with

$$U = (I_{T(K-1)}, \mathbf{0}) \otimes X^H(i) - (\mathbf{0}, I_{T(K-1)}) \otimes X^H(i+1) \quad (2.7)$$

Under the quadratic constraint [4], the unique stable minimum of  $g$  is estimated by selecting the smallest eigenvector of  $\mathcal{R}$ .

## 2.2. Đề xuất phương pháp nhận dạng hệ thống SB-MRE cho MIMO

In each transmitter, a block data  $S_t$  is considered to send, including  $N_p$  pilot symbols and  $N_s - N_p$  data symbols.

$$S_t = [s(0), \dots, s(N_p - 1), s(N_p), \dots, s(N_s - 1)] \quad (2.8)$$

Pilot signals estimate the full set of channel inverse by the least-square method.

$$\hat{G} = \arg \min_{\bar{G} \in \mathbb{C}^{LN \times KT}} \sum_{i=N-1}^{N_p-1} \|\bar{S}(i) - \bar{G}^H X(i)\|_F^2 \quad (2.9)$$

The combining of pilot-based and blind MRE is a constrained optimization that can readily solve by the Lagrange multiplier method [3]. The total cost function of SB-MRE will be

$$\mathcal{J}(\bar{G}) = \sum_{i=N-1}^{N_p-1} \|\bar{S}(i) - \bar{G}^H X(i)\|_F^2 + \lambda g^H \mathcal{R}g \quad (2.10)$$

with  $\lambda$  is a weighting factor,  $\mathcal{R}$  in the quadratic form of the blind MRE criterion as shown in Eq. 2.6, and  $g$  is the vector form of  $\bar{G}$ .

$$g = \text{vec}(\bar{G}) = [\vec{G}_0^\top, \vec{G}_1^\top, \dots, \vec{G}_{K-1}^\top]^\top \quad (2.11)$$

$$\vec{G}_i = [g_{0,i}^\top, g_{1,i}^\top, \dots, g_{T-1,i}^\top]^\top$$

Without loss of generality, the least-square expression of Eq. 2.10 is conjugate transposed and the sum operator is turned into matrix forms of  $\tilde{S}$  and  $\tilde{X}$ . The cost function is expressed as follows

$$\begin{aligned} \mathcal{J}(\bar{G}) &= \sum_{i=N-1}^{N_p-1} \left\| \bar{S}(i)^H - X(i)^H \bar{G} \right\|_F^2 + \lambda g^H \mathcal{R}g \\ &= \left\| \tilde{S}^H - \tilde{X}^H \bar{G} \right\|_F^2 + \lambda g^H \mathcal{R}g \end{aligned} \quad (2.12)$$

where  $\tilde{S}, \tilde{X}$  are the matrices of shape  $\mathbb{C}^{KT \times (N_p - N + 1)}$  and  $\mathbb{C}^{LN \times (N_p - N + 1)}$ , respectively.

$$\begin{aligned} \tilde{S} &= [\bar{S}(N-1), \dots, \bar{S}(N_p-1)] \\ \tilde{X} &= [X(N-1), \dots, X(N_p-1)] \end{aligned}$$

The least-square expression is vectorized and thanks to the property for vector, i.e.,  $\text{vec}(AXB) = (B^\top \otimes A) * \text{vec}(X)$ . The SB-MRE cost function turned into

$$\begin{aligned}\mathcal{J}(g) &= \left\| \text{vec}(\tilde{S}^H) - (I_{KT} \otimes \tilde{X}^H) \text{vec}(\bar{G}) \right\|_F^2 + \lambda g^H \mathcal{R}g \\ &= \|\bar{s} - Ag\|_F^2 + \lambda g^H \mathcal{R}g \\ &= g^H A^H Ag + \|\bar{s}\|_F^2 - 2\Re(g^H A^H \bar{s}) + \lambda g^H \mathcal{R}g\end{aligned}\tag{2.13}$$

In order to find minimum cost of Eq. 2.13, let derivative  $\mathcal{J}(g)$  with respect to  $g$  as follows

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathcal{J}}{\partial g}(g) &= 0 \\ (A^H A + \lambda \mathcal{R}) g &= A^H \bar{s}\end{aligned}\tag{2.14}$$

The final equalizers matrix in vector form of the proposed SB-MRE method is obtained through

$$g_{SB} = (A^H A + \lambda \mathcal{R})^{-1} A^H \bar{s}\tag{2.15}$$

## 2.3. Đề xuất giảm thiểu chi phí của thuật toán SB-MRE

In the ensuing,

### 2.3.1. Giảm thiểu độ phức tạp của thành phần B-MRE

In the original work, the overall complexity of the blind MRE method is  $\mathcal{O}(LNKT)$  [4]. All  $K$  equalizers are estimated for each transmitter, but only one is used in the final. This burden computation is not necessary when  $N$  becomes bigger. Hence, in this section, we considerably reduce the number of equalizers to 2, i.e., the 0-th and  $(K - 1)$ -th equalizer. Now, the overall complexity is  $\mathcal{O}(LNT)$  and equalizers matrix for  $t$ -th transmitter is given by

$$V_t = [g_{t,0}, g_{t,K-1}]\tag{2.16}$$

Followed by the estimated signal source of  $t$ -th transmitter will be

$$V_t^H X(i) = [s_t(i), s_t(i - K + 1)]^\top = S_t(i)\tag{2.17}$$

Following that, we do not have to compute the full rank of  $\mathcal{R}$  as the blind approach. Eq. 2.7 is modified to

$$U = (I_T, \mathbf{0}) \otimes X^H(i) - (\mathbf{0}, I_T) \otimes X^H(i + K - 1)$$

// Proof

### 2.3.2. Giảm thiểu độ dài chuỗi pilot

In this section, we tried to find the minimum number of pilots ...

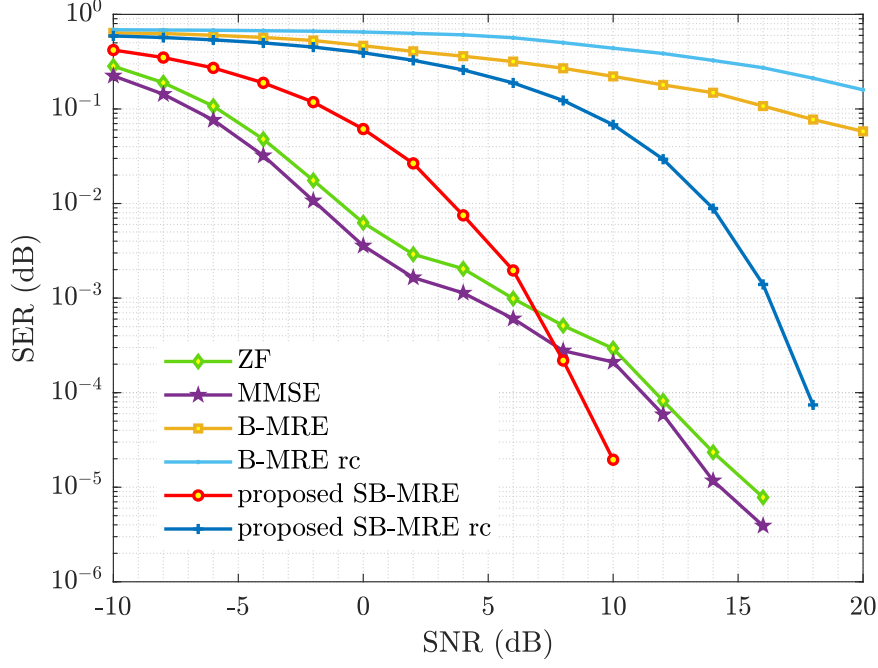
## 2.4. Mô phỏng và đánh giá

In this section, we illustrate the behavior of the proposed SB-MRE with the simulation parameters as shown in Table 2.1. The simulation results are averaged of 1000 running times. We first compare the performance of proposed SB-MRE versus traditional channel estimation algorithms, i.e., Zero Forcing (ZF) and Minimum mean square error (MMSE) [5], in terms of symbol error rate (SER). Fig. 2.1 shows that at lower SNR values, ZF and MMSE outperformance the proposed SB-MRE. Because the effect of B-MRE at lower SNR is negligible. However, the proposed SB-MRE hits the SER of ZF and MMSE at SNR = 7 dB. Moreover, SB-MRE's SER is better than both traditional channel estimation methods at higher SNR. Note that the proposed SB-MRE in this simulation only uses 32/256 symbols for pilots. On the other hand, ZF and MMSE require full acknowledgment of channel state information (CSI). After reducing the cost of B-MRE component, the performance of SB-MRE\_rc is still better than that of original B-MRE and B-MRE\_rc. With SNR values of 19 dB and higher, SB-MRE\_rc finally hits the perfect SER.

Bảng 2.1. Simulation parameters

Parameters	Specifications
MIMO	$T = 2, L = 4$
Modulation	QPSK
Channel order	$M = 3$
Windows size	$N = 10$
Sample size	$N_s = 256$
Pilots	$N_p = 32$
Number of blind equalizers	2
Weighting factor	$\lambda = 0.1$

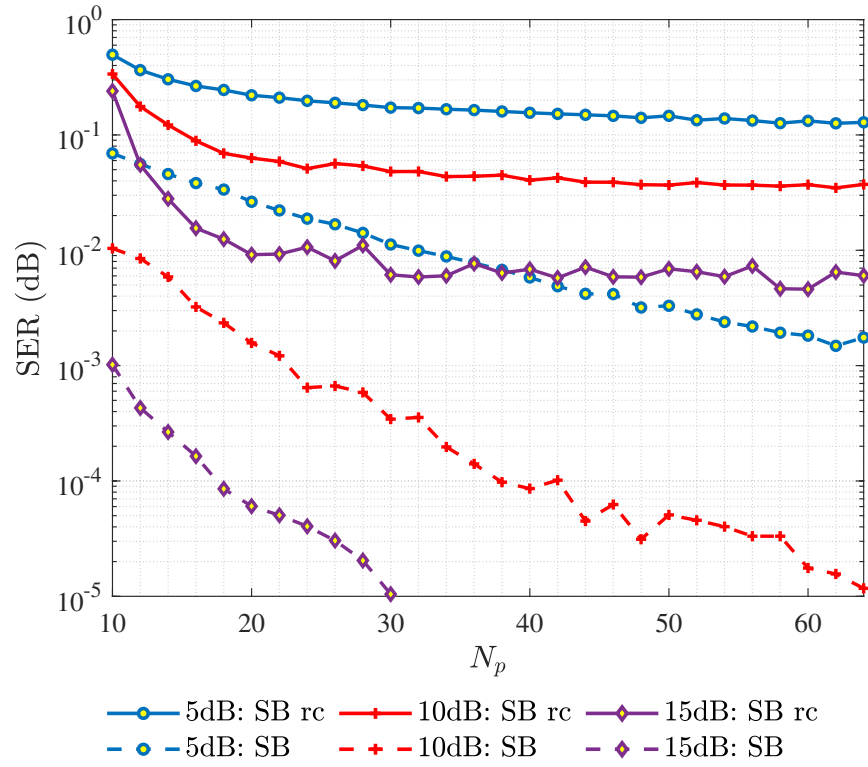
After that, we simulate to verify the performance of proposed SB-MRE in different numbers of pilots ( $N_p$ ) and SNR values. As shown in Fig. 2.2,  $N_p$  and SNR are turned in range [10 64] pilot symbols and [5, 10, 15] dB, respectively. Overall, the SER curves of SB-MRE and SB-MRE\_rc gradually decrease when  $N_p$  and SNR are larger. The behavior is the trade-off between spectrum efficiency and the accuracy of channel estimation algorithm. At SNR = 15 dB, SB-MRE with  $N_p > 30$  archives to perfect SER.



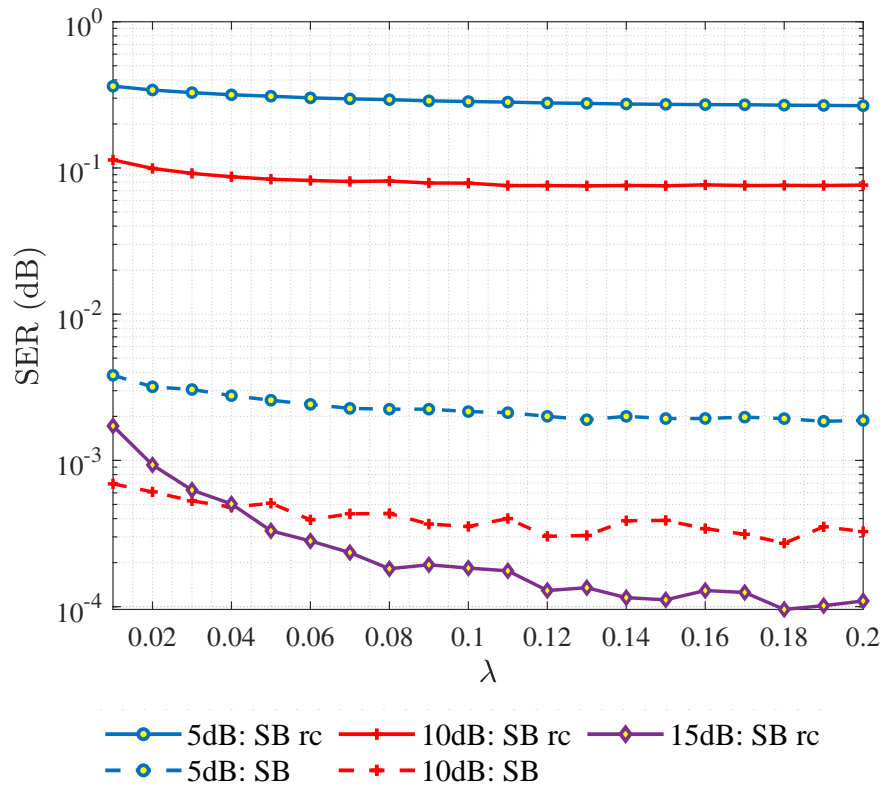
Hình 2.1. Proposed SB-MRE for channel estimation.

For SB-MRE\_rc, when  $N_p$  increases in range  $[10 \ 20]$ , SER curves clearly improve. But if  $N_p > 20$ , the SER curves almost keep stable.

Finally, we consider the effect of weighting factor ( $\lambda$ ) between pilot-based and B-MRE. The  $\lambda$  is turned in range  $[0.01 \ 0.2]$ . As illustrated in Fig. 2.3, at lower SNR, i.e., 5, 10 dB, the SER curves slightly reduce as  $\lambda$  increases. However, SNR = 15 dB, the B-MRE component's performance becomes significant, leading to the SER curve of SB-MRE\_rc markedly decreasing. At the same SNR level, the proposed SB-MRE gets perfect accuracy, as shown in Fig. 2.1.



Hình 2.2. Performance of proposed SB-MRE with differs  $N_p$  and SNR.



Hình 2.3. Performance of proposed SB-MRE with differs  $\lambda$  and SNR.



## **CHƯƠNG 3**

### **NHẬN DẠNG HỆ THỐNG SỬ DỤNG MẠNG HỌC SÂU**

**3.1. Giới thiệu về mạng học sâu DetNet**

**3.2. Đề xuất mạng học sâu ISD cho ước lượng kênh truyền**

**3.3. Mô phỏng và đánh giá**

## KẾT LUẬN

## **DANH SÁCH CÁC CÔNG BỐ LIÊN QUAN**

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Abed-Meraim K., Qiu W., and Hua Y. (1997), “Blind system identification”, *Proceedings of the IEEE* 85(8), pp. 1310–1322.
- [2] Al Mtawa Y., Haque A., and Bitar B. (2019), “The mammoth internet: Are we ready?”, *IEEE Access* 7, pp. 132894–132908.
- [3] Bertsekas D. P. (2014), *Constrained optimization and Lagrange multiplier methods*, Academic press.
- [4] Gesbert D., Duhamel P., and Mayrargue S. (1997), “On-line blind multichannel equalization based on mutually referenced filters”, *IEEE Transactions on Signal Processing* 45(9), pp. 2307–2317.
- [5] Jiang Y., Varanasi M. K., and Li J. (2011), “Performance analysis of zf and mmse equalizers for mimo systems: An in-depth study of the high snr regime”, *IEEE Transactions on Information Theory* 57(4), pp. 2008–2026.
- [6] Ladacycia A., Belouchrani A., Abed-Meraim K., and Mokraoui A. (2019), “Semi-blind mimo-ofdm channel estimation using expectation maximisation like techniques”, *IET Communications* 13(20), pp. 3452–3462.
- [7] Ladacycia A., Mokraoui A., Abed-Meraim K., and Belouchrani A. (2017), “Performance bounds analysis for semi-blind channel estimation in mimo-ofdm communications systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 16(9), pp. 5925–5938.
- [8] Ljung L. (1999), *System Identification: Theory for the User*, Prentice Hall information and system sciences series, Prentice Hall PTR.
- [9] Michelusi N. (2009), *Semi-Blind Channel Estimation for LTE DownLink*, PhD thesis, Technical University Of Denmark.
- [10] Rekik O., Mokraoui A., Quynh T. T. T., Le T. T., and Abed-Meraim K. (2021), “Side Information Effect on Semi-Blind Channel Identification for MIMO-OFDM Communications Systems”, in *Asilomar*, Pacific grove, United States, pp. 443–448.
- [11] Shaik N., and Malik P. K. (2021), “A comprehensive survey 5g wireless communication systems: open issues, research challenges, channel estimation, multi carrier modulation and 5g applications”, *Multimedia Tools and Applications* 80(19), pp. 28789–28827.
- [12] Tse D., and Viswanath P. (2005), *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, USA.

- [13] Vilas Boas E. C., de Figueiredo F. A., Mendes L. L., de Souza R. A. et al. (2022), “Artificial intelligence for channel estimation in multicarrier systems for b5g/6g communications: a survey”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2022(1), pp. 1–63.
- [14] Zhang C., Patras P., and Haddadi H. (2019), “Deep learning in mobile and wireless networking: A survey”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 21(3), pp. 2224–2287.