

**BỘ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ  
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**

---



**HOÀNG ANH ĐỨC**

**NGHIÊN CỨU BỘ TÁCH SÓNG VÀ GIẢI MÃ SỬA LỖI VỚI  
BỘ ĐIỀU CHẾ XẾP CHỖNG CHO HỆ THỐNG MIMO CỖ  
LỚN SỬ DỤNG BỘ ADC PHÂN GIẢI THẤP**

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT**

HÀ NỘI - 2026

**BỘ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ  
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**

---



**HOÀNG ANH ĐỨC**

**NGHIÊN CỨU BỘ TÁCH SÓNG VÀ GIẢI MÃ SỬA LỖI VỚI  
BỘ ĐIỀU CHẾ XẾP CHỖNG CHO HỆ THỐNG MIMO CỖ  
LỚN SỬ DỤNG BỘ ADC PHÂN GIẢI THẤP**

NGÀNH : KỸ THUẬT VIỄN THÔNG  
MÃ SỐ: 9.52.02.08

**LUẬN ÁN**

**NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:**

- 1. PGS.TS. Nguyễn Trung Hiếu**
- 2. PGS.TS. Lê Nhật Thăng**

HÀ NỘI - 2026

## LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin khẳng định rằng luận án này là công trình nghiên cứu do chính tôi thực hiện, dưới sự hướng dẫn khoa học của **PGS.TS. Nguyễn Trung Hiếu** (Trường đại học Đông Nam Na Uy) và **PGS.TS. Lê Nhật Thăng** (Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông). Toàn bộ kết quả và số liệu được trình bày trong đây đều phản ánh trung thực quá trình nghiên cứu của bản thân tôi và nhóm trong suốt thời gian thực hiện luận án.

Hà Nội, ngày      tháng      năm 2026

Nghiên cứu sinh

Hoàng Anh Đức

## LỜI CẢM ƠN

Tôi tin rằng việc hoàn thành luận án này là kết quả của sự hỗ trợ quý báu từ nhiều cá nhân và tổ chức.

Trước hết, tôi xin gửi lời cảm ơn tri ân sâu sắc tới hai thầy hướng dẫn PGS.TS. Nguyễn Trung Hiếu và PGS.TS. Lê Nhật Thăng, những người đã luôn đồng hành, định hướng và hỗ trợ tôi một cách tận tâm trong suốt quá trình thực hiện luận án này. Tôi cũng trân trọng cảm ơn PGS.TS. Nguyễn Văn Thủy, người đã cung cấp nhiều ý kiến nhận xét và giúp tôi củng cố những kiến thức nền tảng cần thiết cho nghiên cứu. Sự chỉ dẫn của các thầy không chỉ giúp tôi tiếp thu chuyên môn mà còn rèn luyện cho tôi tư duy nghiên cứu, thái độ làm việc nghiêm túc và kỹ năng trình bày khoa học. Tôi trân trọng những buổi trao đổi chuyên môn, những buổi thảo luận ban đêm, quá trình chỉnh sửa bài báo khoa học cũng như luyện tập thuyết trình tiếng Anh cùng các thầy. Những kinh nghiệm quý giá đó sẽ mãi là hành trang quan trọng đối với tôi trên con đường nghiên cứu khoa học. Một lần nữa, tôi xin chân thành cảm ơn sự tận tâm và hướng dẫn nhiệt tình của các thầy.

Tôi xin bày tỏ lòng biết ơn tới Ban Lãnh đạo cùng toàn thể giảng viên Khoa Đào tạo Sau đại học, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, những người đã tận tình hỗ trợ, định hướng và tạo mọi điều kiện thuận lợi cho tôi trong suốt quá trình học tập và triển khai luận án. Tôi cũng xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến Lãnh đạo và các thầy cô của Khoa Viễn thông 1, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, vì sự hỗ trợ và giúp đỡ quý báu đã góp phần quan trọng để tôi hoàn thành công trình nghiên cứu này.

Cuối cùng, tôi xin cảm ơn gia đình – đặc biệt là vợ và ba con nhỏ Linh Anh, Gia Khánh, Bảo Quân – những người đã luôn bên cạnh động viên, chia sẻ và tiếp thêm nghị lực để tôi vượt qua mọi khó khăn trong suốt chặng đường học tập và nghiên cứu.

Hà Nội, ngày tháng năm 2026

Nghiên cứu sinh

# MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN .....	i
LỜI CẢM ƠN .....	ii
DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT .....	v
DANH MỤC KÝ HIỆU .....	ix
DANH MỤC BẢNG .....	xiv
MỞ ĐẦU .....	1
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG MIMO CỖ LỚN KẾT HỢP BỘ ADC ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP SỬ DỤNG MÃ P-LDPC .....	8
1.1. Mô hình máy thu và máy phát trong các mạng không dây thế hệ mới.....	8
1.1.1. Hệ thống truyền thông số .....	8
1.1.2. Dung lượng kênh.....	10
1.2. Hệ thống MIMO với ADC độ phân giải thấp .....	11
1.2.1. Mô hình hệ thống MIMO .....	13
1.2.2. Công suất tiêu thụ của bộ ADC.....	14
1.3. Mã sửa lỗi Protograph LDPC .....	16
1.3.1. Mã Protograph LDPC .....	18
1.3.2. Hiệu năng của các mã protograph LDPC.....	20
1.3.3. Phân tích kết quả hiệu năng của mã P-LDPC .....	21
1.4. Phương pháp điều chế bậc cao.....	23
1.4.1. Bộ điều chế bậc cao dùng phương pháp điều chế xếp chồng .....	24
1.4.2. Nguyên lý của điều chế xếp chồng .....	26
1.4.3. Tính chất của điều chế xếp chồng.....	27
1.5. Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước.....	29
1.5.1. Các nghiên cứu ngoài nước.....	29
1.5.2. Các nghiên cứu trong nước .....	36
1.6. Kết luận chương 1 .....	38
CHƯƠNG 2. PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA ĐIỀU CHẾ XẾP CHỒNG M-QAM MÃ HÓA P-LDPC CHO HỆ THỐNG MIMO CỖ LỚN VỚI BỘ ADC ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP .....	40
2.1. Hệ thống MIMO cỡ lớn không mã hóa.....	41
2.1.1. Mô hình hệ thống .....	41
2.1.2. Bộ ADC đồng nhất 1-bit tối ưu.....	43
2.1.3. Bộ tách sóng MIMO lan truyền độ tin cậy dựa trên đồ thị Tanner.....	44
2.1.4. Bộ tách sóng mô hình hệ thống MIMO 16-QAM không mã hóa.....	47
2.1.5. Kết quả mô phỏng .....	49
2.2. Hệ thống MIMO cỡ lớn mã hóa P-LDPC.....	54
2.2.1. Mô hình hệ thống .....	54
2.2.2. Mô đun tiền xử lý.....	56
2.2.3. Tách sóng và giải mã kết hợp trong hệ thống MIMO .....	58
2.2.4. Đồ thị hai lớp MIMO và Protograph LDPC kết hợp .....	64
2.2.5. Luồng thông tin tương hỗ thuận.....	65
2.2.6. Luồng thông tin tương hỗ nghịch.....	69
2.2.7. Thông tin tương hỗ APP .....	70

2.2.8. Thuật toán PEXIT đề xuất cho các hệ thống truyền thông LS-MIMO với ADC có độ phân giải thấp .....	70
2.3. Đánh giá hiệu năng của các hệ thống truyền thông điều chế xếp chồng mã hóa P-LDPC .....	74
2.4. Mô phỏng hệ thống .....	82
2.5. Kết luận chương 2 .....	92
<b>CHƯƠNG 3. THUẬT TOÁN TÁCH SÓNG VÀ GIẢI MÃ P-LDPC CHO HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN VỚI BỘ ADC CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI HỖN HỢP .....</b>	<b>93</b>
3.1. Hệ thống MIMO cỡ lớn không mã hóa.....	95
3.1.1. Mô hình hệ thống .....	95
3.1.2. Bộ tách sóng sử dụng thuật toán lan truyền độ tin cậy cho bộ thu sử dụng bộ ADC có độ phân giải hỗn hợp ba cấp. ....	98
3.1.3. Kết quả mô phỏng .....	102
3.2. Hệ thống MIMO cỡ lớn mã hóa.....	105
3.2.1. Mô hình hệ thống .....	106
3.2.2. Thiết kế bộ thu .....	107
3.2.3. Thuật toán PEXIT đề xuất cho điều chế xếp chồng tín hiệu với ADC độ phân giải hỗn hợp ba cấp.....	111
3.2.4. Phân tích hiệu năng lý thuyết.....	121
3.2.5. Kết quả mô phỏng .....	125
3.3. Kết luận chương 3 .....	132
<b>KẾT LUẬN .....</b>	<b>134</b>
Những đóng góp chính .....	134
Nghiên cứu trong tương lai .....	135
<b>DANH MỤC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ ĐÃ ĐƯA VÀO LUẬN ÁN .....</b>	<b>138</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO .....</b>	<b>139</b>

## DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Nghĩa tiếng Anh	Nghĩa tiếng Việt
5G	5 <sup>th</sup> Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 5
6G	6 <sup>th</sup> Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 6
ADC	Analog To Digital Converter	Bộ chuyển đổi tín hiệu tương tự sang số
AF	Amplification and Forwarding	Kỹ thuật khuếch đại và truyền tiếp
AI	Artificial Intelligence	Trí tuệ nhân tạo
APP	A Posterior Probability	Xác suất hậu nghiệm
AQNM	Addition Quantization Noise Model	Mô hình nhiễu lượng tử cộng
ASK	Amplitude Shift Keying	Điều chế số theo biên độ tín hiệu
AWGN	Additive White Gauss Noise	Nhiễu Gauss trắng cộng
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BI-AWGN	Binary Input AWGN	Kênh AWGN đầu vào nhị phân
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation	Điều chế mã hóa xen kẽ theo bit
BS	Base Station	Trạm gốc
BP	Belief Propagation	Lan truyền độ tin cậy
BsP	Belief Selective Propagation	Lan truyền chọn lọc độ tin cậy
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Điều chế pha nhị phân
CSS	Chirp Spread Spectrum	Điều chế phổ trải băng sóng quét tần
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
DAC	Digital to Analog Converter	Bộ chuyển đổi tín hiệu số sang tương tự
DE	Density Evolution	Tăng trưởng mật độ

DOA	Direction Of Arrival correction algorithm	Thuật toán hiệu chỉnh hướng đến
ED	Equal Distance	Khoảng cách bằng nhau
EE	Energy Efficiency	Hiệu quả năng lượng
eMBB	Enhanced Mobile Broadband	Băng thông di động mở rộng
EGC	Equal Gain Combining	Kết hợp đồng mức khuếch đại
EP	Expectation Propagation	Lan truyền kỳ vọng
EXIT	Extrinsic Information Transfer	Truyền thông tin ngoại lai
EW	Equal Weight	Trọng số bằng nhau
FER	Frame Error Rate	Tỷ lệ lỗi khung
JDD	Joint Detection and Decoding	Kết hợp tách sóng và giải mã
IDM	Index Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo chỉ số
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Hội Kỹ sư Điện và Điện tử
IoT	Internet of Things	Mạng lưới vạn vật kết nối Internet
LDPC	Low Density Parity Check Code	Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp
LLR	Log Likelihood Ratio	Tỷ lệ hàm log độ tin cậy
LMMD	Linear Minimum Mean Dispersion	Tuyến tính tối thiểu hóa trung bình độ phân tán
LSFD	Large-Scale Fading Decoding	Giải mã suy giảm theo mờ dần quy mô lớn
LS-MIMO	Large-Scale Multiple Input Multiple Output	Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra cỡ lớn
LS-MIMO-PEXIT	Large-Scale Multiple Input Multiple Output Protograph Extrinsic Information Transfer	Thuật toán truyền thông tin ngoại lai sử dụng protograph cho hệ thống MIMO cỡ lớn
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	Đa truy nhập không trực giao
MAP	Maximum A Posteriori	Ước lượng hậu nghiệm cực đại
Mixed-ADC-LS-MIMO-PEXIT	Mixed ADC Large-Scale Multiple Input Multiple Output Protograph Extrinsic Information Transfer	Thuật toán truyền thông tin ngoại lai sử dụng protograph cho hệ thống MIMO cỡ lớn với Mixed-ADC

MFs	Modulation Factors	Hệ số điều chế
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra
MIMO-MU	MIMO Multiple User	Hệ thống MIMO đa người dùng
MIMO-SU	MIMO Single User	Hệ thống MIMO đơn người dùng
ML	Maximum Likelihood	Tách sóng hợp lệ tối đa
MLSM	Multi-Layer Superposition Modulation	Điều chế xếp chồng nhiều lớp
mMTC	LS-Machine-Type Communication	Truyền thông loại máy móc quy mô lớn
mmWave	Milimeter Wave	Sóng milimet
MMSE	Minimum Mean Square Error	Lỗi bình phương trung bình tối thiểu
MP	Message Passing	Truyền thông tin
MRC	Maximum Ratio Combining	Kết hợp tỷ lệ cực đại
MSK	Multiple Slope Keying	Khóa độ dốc nhiều lớp
MLSM	Multi-Layer Superposition Modulation	Điều chế xếp chồng nhiều lớp
OAM	Orbital Angular Momentum	Mômen động lượng quỹ đạo
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
PDAGA	Partially Distributed Adaptive Genetic Algorithm	Thuật toán di truyền thích nghi phân phối một phần
P-LDPC	Protograph LDPC	Mã LDPC dựa trên đồ thị cơ sở
PEG	Progressive Edge-Growth	Thuật toán tăng trưởng cạnh lũy tiến
PEXIT	Protograph Extrinsic Information Transfer	Truyền thông tin ngoại lai dựa trên protograph
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ vuông góc
QC	Quasi-Cyclic	Bán tuần hoàn

QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Điều chế dịch pha vuông góc
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface	Bề mặt thông minh tái cấu hình
RZF	Regularized Zero Forcing	Tách sóng cường bức về không điều chuẩn
SC	Spatially Coupled	Ghép nối không gian
SE	Spectrum Efficiency	Hiệu suất phổ
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm cộng với nhiễu
S/H	Sample and Hold	Thành phần giữ và lấy mẫu
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu
SM	Superposition Modulation	Điều chế xếp chồng
SPC	Superposition Coding	Mã hóa xếp chồng
SQNR	Signal to Quantization Noise Ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lượng tử
T-ADC	Ternary-ADC	Bộ ADC bậc ba
URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communications	Truyền thông độ trễ thấp và độ tin cậy cực cao
VQL	Variable Quantization Level	Cấp lượng tử biến thiên
V-BLAST	Vertical – Bell Labs Layered Space-Time	Phân lớp không gian thời gian theo chiều dọc của Bell Labs
ZF	Zero Forcing	Tách sóng cường bức về không

## DANH MỤC KÝ HIỆU

$a$	Trọng số điều chế xếp chồng
$b$	Từ mã đầu vào bộ mã hóa
$\hat{b}$	Từ mã thông tin giải mã ở phía thu
$B$	Ma trận cơ sở của mã Protograph LDPC
$c$	Từ mã đầu ra bộ mã hóa
$C$	Dung lượng kênh
$\mathbb{C}^{N_r \times N_t}$	Không gian phức 2 chiều
$\mathcal{CN}(0, N_0)$	Phân phối Gauss phức với trung bình không và phương sai $N_0$
$E_b/N_0$	Tỷ lệ năng lượng bit trên nhiễu
$F$	Số ma trận kênh
$G$	Số bit song song
$h[n, m]$	Hệ số kênh từ ăng-ten phát $m$ đến ăng-ten thu $n$
$H$	Ma trận kênh
$H^T$	Ma trận chuyển vị của ma trận kênh $H$
$H_{LDPC}$	Ma trận kiểm tra chẵn lẻ
$I_\Gamma$	Thông tin tương hỗ của xác suất hậu nghiệm
$I(x, y)$	Thông tin tương hỗ của tín hiệu truyền đi $x$ và tín hiệu nhận được $y$
$I_a[v, c]$	Thông tin tương hỗ ngoại lai giữa giá trị LLR được gửi bởi nút biến thứ $v$ tới nút kiểm tra thứ $c$ và bit mã hóa tương ứng thứ $v$
$I_b[c, v]$	Thông tin tương hỗ ngoại lai giữa giá trị LLR được gửi bởi nút kiểm tra thứ $c$ đến nút biến thứ $v$ và bit mã hóa tương ứng thứ $v$
$I_\alpha[n, m]$	Thông tin tương hỗ ngoại lai giữa giá trị LLR được gửi bởi quan sát thứ $n$ nút đến nút biến thứ $m$ và bit mã hóa tương ứng thứ $m$ .
$I_\beta[m, n]$	Thông tin tương hỗ ngoại lai giữa giá trị LLR được gửi bởi biến thứ $m$ đến nút quan sát thứ $n$ và bit mã hóa tương ứng thứ $m$

$Iter_{max}$	Số lần lặp giải mã tối đa
$J(\cdot)$	Hàm tính thông tin tương hỗ xấp xỉ
$J(\cdot)^{-1}$	Hàm nghịch đảo tính thông tin tương hỗ xấp xỉ
$K_c$	Độ dài khối thông tin đầu vào bộ tạo mã
$L_a$	Giá trị LLR ngoại lai từ nút biến đến nút kiểm tra
$L_b$	Giá trị LLR ngoại lai từ nút kiểm tra nên nút biến
$L_\alpha$	Giá trị LLR ngoại lai từ nút quan sát đến nút ký hiệu
$L_\beta$	Giá trị LLR ngoại lai từ nút ký hiệu đến nút quan sát
$L_\Gamma$	Giá trị LLR của xác suất hậu nghiệm
$L_c$	Số lần sử dụng kênh
$N_t$	Số ăng-ten phát
$N_r$	Số ăng-ten thu
$N_{EL}$	Số ăng-ten thu độ phân giải cực thấp
$N_L$	Số ăng-ten thu độ phân giải thấp
$N_H$	Số ăng-ten thu độ phân giải cao
$\mathcal{N}(0, N_0)$	Phân phối Gauss với trung bình không và phương sai $N_0$
$N_c$	Độ dài khối thông tin đầu ra bộ tạo mã
$N_0$	Công suất nhiễu nền
$P$	Số cột của ma trận cơ sở
$Q$	Toán tử lượng tử hóa
$R$	Tỉ lệ mã hóa
$\Re$	Hàm lấy phần thực của số phức
$S$	Số hàng của ma trận cơ sở
$\mathbf{s}$	Ký hiệu đầu ra bộ điều chế

$\mathcal{S}_c(m)$	tập hợp các nút kiểm tra được kết nối với nút biến thứ $m$
$\mathcal{S}_o(m)$	tập hợp các nút quan sát được kết nối với nút biến thứ $m$
$\tanh(\cdot)$	Hàm tanh tính xấp xỉ thông điệp truyền từ nút kiểm tra tới nút biến
$T$	Giới hạn cắt của bộ ADC
$V$	Véc tơ ký hiệu song song được chuyển đổi từ nối tiếp
$\hat{V}_\Phi$	Ký hiệu mềm thu được từ thông điệp truyền từ nút quan sát đến nút ký hiệu
$\bar{W}_\Phi$	Tổng nhiễu dư và nhiễu nền
$x$	Véc tơ ký hiệu được truyền đi
$\hat{x}$	Ước tính mềm của ký hiệu $x$
$z$	Nhiễu Gauss trắng cộng
$z_\Phi$	Nhiều lượng tử
$y$	Vector tín hiệu đầu vào máy thu
$y[n]$	Tín hiệu nhận được tại ăng-ten thứ $n$
$y_\Phi$	Tín hiệu đầu ra của bộ lượng tử hóa với tín hiệu đầu vào $r$
$\bar{y}$	Phiên bản cắt của tín hiệu thu $y$
$\sigma$	Độ lệch chuẩn
$\sigma^2$	Phương sai của biến ngẫu nhiên
$\Psi$	Công suất tổng nhiễu
$\varepsilon$	Một số nhỏ tùy ý
$\xi$	Hàm chi phí tối ưu mã
$\rho$	Nghịch đảo của tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lượng tử
$\varphi$	Hệ số hiệu năng của bộ lượng tử trong mô hình nhiễu lượng tử cộng
$\Sigma$	Số bit sử dụng trong bộ lượng tử hóa

## DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Các thành phần cơ bản của hệ thống truyền thông số .....	9
Hình 1.2. Mô hình tổng quan hệ thống thông tin MIMO mã hóa .....	13
Hình 1.3. Nhân bản số lượng protograph .....	18
Hình 1.4. Hoán vị các cạnh sau nhân bản.....	19
Hình 1.5. Đồ thị thể hiện đặc tính hiệu năng của mã LDPC điển hình .....	20
Hình 1.6. Đánh giá hiệu năng dựa trên độ lợi mã hóa đạt được.....	22
Hình 1.7. Sơ đồ khối của bộ điều chế xếp chồng .....	27
Hình 2.1. Sơ đồ khối của bộ phát trong hệ thống truyền thông MIMO không mã hóa với ADC có độ phân giải thấp .....	42
Hình 2.2. Đồ thị Tanner cho quá trình tách sóng tín hiệu MIMO sử dụng .....	45
Hình 2.3. Bộ tách sóng lan truyền độ tin cậy .....	47
Hình 2.4. Chòm sao hệ số trọng số điều chế khác nhau của điều chế 16-QAM.....	50
Hình 2.5. Khoảng cách bằng nhau (ED) so với trọng số bằng nhau (EW) .....	50
Hình 2.6. Hiệu năng BER: Hệ thống LS-MIMO $10 \times 60$ , điều chế 16-QAM không mã hóa .....	52
Hình 2.7. Hiệu năng BER: Hệ thống LS-MIMO $10 \times 100$ , điều chế 16-QAM không mã hóa .....	53
Hình 2.8. Sơ đồ khối của bộ thu phát trong hệ thống truyền thông MIMO mã hóa P-LDPC điều chế $M$ - QAM với ADC có độ phân giải thấp. ....	54
Hình 2.9. Đồ thị hai lớp cho bộ kết hợp tách sóng và giải mã của máy thu .....	58
Hình 2.10. Tách sóng tín hiệu MIMO kết hợp và bộ giải mã P-LDPC .....	64
Hình 2.11. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 40$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	83
Hình 2.12. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 60$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	84
Hình 2.13. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 80$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	85
Hình 2.14. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $8 \times 4$ (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 40$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	86
Hình 2.15. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $8 \times 4$ (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 60$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	86
Hình 2.16. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $8 \times 4$ (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 80$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit .....	87
Hình 2.17. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 40$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit .....	88
Hình 2.18. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 60$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit .....	89
Hình 2.19. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 80$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit .....	89
Hình 2.20. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 40$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit .....	90
Hình 2.21. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 60$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit .....	91

Hình 2.22. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO $10 \times 80$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit.....	91
Hình 3.1. Hệ thống LS-MIMO không mã hóa điểm-điểm với bộ Mixed-ADC ba cấp....	96
Hình 3.2. Mô hình Tanner-graph cho tách sóng tín hiệu trong hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ Mixed-ADC ba cấp.....	99
Hình 3.3. Hiệu năng BER: $N_t = 16, N_{EL} = 20, N_L = 8, N_H = 4$ .....	102
Hình 3.4. Hiệu năng BER: $N_t = 16, N_{EL} = 16, N_L = 8, N_H = 8$ .....	103
Hình 3.5. Hiệu năng BER: $N_t = 16, N_{EL} = 40, N_L = 20, N_H = 4$ .....	104
Hình 3.6. Hiệu năng BER: $N_t = 16, N_{EL} = 30, N_L = 26, N_H = 8$ .....	104
Hình 3.7. Sơ đồ khối của bộ thu-phát trong hệ thống thông tin MIMO được mã hóa bằng P-LDPC với bộ ADC độ phân giải hỗn hợp ba cấp .....	107
Hình 3.8. Đồ thị hai lớp cho bộ thu sử dụng Mixed-ADC .....	109
Hình 3.9. Luồng thông tin thuận .....	112
Hình 3.10. Luồng thông tin nghịch .....	112
Hình 3.11. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $6 \times 3$ (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 40$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	126
Hình 3.12. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $6 \times 3$ (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 60$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	128
Hình 3.13. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $6 \times 3$ (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 80$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	129
Hình 3.14. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $8 \times 4$ (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 40$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	130
Hình 3.15. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $8 \times 4$ (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 60$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	130
Hình 3.16. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC $8 \times 4$ (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO $10 \times 80$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs .....	131

## DANH MỤC BẢNG

Bảng 1.1: Công suất tiêu thụ điện năng cho các mức độ phân giải ADC tốc độ Nyquist khác nhau .....	16
Bảng 2.1: Giá trị tối ưu của $T_{NQ}$ cho các mức độ phân giải ADC khác nhau .....	44
Bảng 2.2: Các hệ số xếp chồng cho điều chế 16-QAM .....	51
Bảng 2.3: Hệ số trọng số tối ưu với từng độ phân giải ADC điều chế xếp chồng không mã hóa.....	52
Bảng 2.4: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), MIMO $10 \times 40$ , $10 \times 60$ , $10 \times 80$ , 16-QAM .....	75
Bảng 2.5: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC $8 \times 4$ (2.83), MIMO $10 \times 40$ , $10 \times 60$ , $10 \times 80$ , 16-QAM .....	77
Bảng 2.6: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.82), MIMO $10 \times 40$ , $10 \times 60$ , $10 \times 80$ , 16-QAM .....	79
Bảng 2.7: Ngưỡng giải mã lặp lại: Mã P-LDPC $6 \times 3$ (2.84), MIMO $10 \times 40$ , $10 \times 60$ , $10 \times 80$ , 16-QAM .....	81
Bảng 3.1: Các giá trị tối ưu của $T_{\xi}$ , $\xi \in \{EL, L, H\}$ độ phân giải ADC khác nhau. ....	98
Bảng 3.2: So sánh hiệu năng BER độ phân giải của ADC: Code $6 \times 3$ MIMO $10 \times 40$ : Dual ADC ( $N_L = 35, N_H = 5$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 25, N_L = 10, N_H = 5$ ) ..	122
Bảng 3.3: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code $6 \times 3$ MIMO $10 \times 60$ : Dual ADC ( $N_L = 40, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 40, N_L = 10, N_H = 10$ ) .....	122
Bảng 3.4: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code $6 \times 3$ MIMO $10 \times 80$ : Dual ADC ( $N_L = 60, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 60, N_L = 10, N_H = 10$ ) .....	123
Bảng 3.5: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code $8 \times 4$ MIMO $10 \times 40$ : Dual ADC ( $N_L = 35, N_H = 5$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 25, N_L = 10, N_H = 5$ ).....	124
Bảng 3.6: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code $8 \times 4$ MIMO $10 \times 60$ : Dual ADC ( $N_L = 40, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 40, N_L = 10, N_H = 10$ ) .....	124
Bảng 3.7: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code $8 \times 4$ MIMO $10 \times 80$ : Dual ADC ( $N_L = 60, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 60, N_L = 10, N_H = 10$ ) .....	125

## MỞ ĐẦU

Từ những năm đầu thập kỷ 2020, các công nghệ mạng không dây thế hệ mới đã trở thành tâm điểm chú ý của cộng đồng nghiên cứu cũng như các nhà mạng trên thế giới. Sự ra đời và phát triển của các hệ thống truyền thông không dây hiện đại không chỉ đánh dấu một bước tiến quan trọng về công nghệ, mà còn mở ra kỳ vọng về việc định hình lại cách con người kết nối và trao đổi thông tin trong bối cảnh chuyển đổi số ngày càng mạnh mẽ. Có thể kể đến như công nghệ mạng di động thế hệ thứ năm (5G) với mục tiêu chính là đạt được những tiêu chuẩn chất lượng dịch vụ (QoS) rất cao, trong đó có yếu tố tốc độ dữ liệu được truyền đi lên đến 20 gigabit mỗi giây (Gb/s), độ trễ đầu-cuối cực thấp chỉ khoảng 5 mili giây, và mức độ tin cậy gần như tuyệt đối với tỷ lệ 99,999%. Những đặc điểm này đặc biệt phù hợp với các ứng dụng yêu cầu truyền thông theo thời gian thực, chẳng hạn như xe tự hành, thực tế ảo tăng cường, và mạng lưới cảm biến công nghiệp thông minh.

Song song với sự triển khai rộng rãi của 5G, các nhà nghiên cứu và tổ chức tiêu chuẩn hóa trên thế giới đã bắt đầu hình dung và xây dựng nền tảng cho thế hệ tiếp theo - mạng di động thế hệ thứ sáu (6G). Mạng 6G được kỳ vọng sẽ xuất hiện sau năm 2030, nhằm đáp ứng các nhu cầu truyền thông vượt xa những gì 5G có thể cung cấp hiện nay. Với các mục tiêu đầy tham vọng hơn nữa, 6G được xem là thế hệ mạng có thể mang lại tốc độ truyền dẫn dữ liệu đỉnh ở mức terabit mỗi giây (Tb/s), độ trễ cực thấp chỉ còn vài trăm micro giây, đồng thời hỗ trợ mật độ kết nối siêu cao với hàng triệu thiết bị trên mỗi km<sup>2</sup>. Ngoài ra, 6G còn hướng tới việc tích hợp các công nghệ trí tuệ nhân tạo (AI), truyền thông vũ trụ và cảm nhận môi trường, mở ra kỷ nguyên kết nối thông minh và toàn diện cho mọi lĩnh vực trong đời sống xã hội.

Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra quy mô lớn (LS-MIMO), được đặc trưng bởi số lượng lớn các phần tử ăng-ten ở cả phía truyền và phía thu, là nền tảng thúc đẩy sự phát triển của các mạng không dây thế hệ mới trong tương lai. Bằng cách khai thác kỹ thuật đa luồng không gian (Spatial multiplexing) và tạo chùm tia (Beamforming), LS-MIMO nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần, phạm vi phủ sóng và độ tin cậy của liên kết truyền thông, cho phép đạt được tốc độ truyền dữ liệu cao hơn và độ trễ thấp hơn so với các hệ thống MIMO truyền thống [1].

Trong các mạng không dây thế hệ mới, LS-MIMO hỗ trợ nhiều yêu cầu khác nhau như truyền băng thông di động mở rộng (eMBB), truyền thông độ trễ thấp và độ tin cậy cực cao (URLLC), và truyền thông loại máy móc quy mô lớn (mMTC), từ đó đáp ứng nhu cầu đa dạng của người dùng và các điều kiện kênh thay đổi [2]. Khi ngành công nghiệp chuyển sang thế hệ 6G, LS-MIMO sẽ đóng vai trò then chốt hơn nữa, tận dụng các chiến lược tạo chùm tia dựa trên AI và xử lý tín hiệu tiên tiến để phục vụ cho các ứng dụng dữ liệu chuyên sâu như truyền thông ảnh ba chiều (Holographic communications) và mạng vạn vật kết nối (IoT) phổ biến [3]. Thông qua những tiến bộ này, LS-MIMO tiếp tục là lực lượng cốt lõi thúc đẩy sự tiến hóa của các hệ thống truyền thông không dây thế hệ mới.

Các bộ chuyển đổi tương tự sang số (ADC) độ phân giải thấp đã nổi lên như một giải pháp đầy hứa hẹn cho những thách thức về điện năng và chi phí năng lượng trong việc triển khai mật độ cao các ăng-ten trong hệ thống mạng không dây thế hệ mới. Bằng cách giảm số bit lượng tử hóa, các ADC này giúp giảm đáng kể mức tiêu thụ điện năng và độ phức tạp ở đầu thu, điều này đặc biệt có lợi trong các kiến trúc MIMO quy mô lớn [4]. Tuy nhiên, việc lấy mẫu với độ phân giải thấp lại làm gia tăng nhiễu lượng tử hóa và gây ra các méo phi tuyến, điều này có thể ảnh hưởng xấu đến hiệu năng tổng thể của hệ thống [6]. Do đó, các chiến lược xử lý tín hiệu tiên tiến — bao gồm ước lượng kênh mạnh mẽ, tách sóng tín hiệu có tính đến lượng tử hóa và các thuật toán bù nhiễu — được áp dụng để giảm thiểu sự suy hao hiệu năng, qua đó cho phép hệ thống hoạt động hiệu quả mà vẫn đáp ứng được các yêu cầu khắt khe về tốc độ dữ liệu, độ trễ và độ tin cậy của các mạng không dây thế hệ tiếp theo [7]. Khi 6G hướng đến một hạ tầng mạng thậm chí còn dày đặc hơn và kết nối ở khắp mọi nơi, các ADC độ phân giải thấp được dự báo sẽ đóng vai trò then chốt trong việc hiện thực hóa các công nghệ truy cập vô tuyến mang lại hiệu quả về năng lượng và có tính mở rộng cao trong những thế hệ kế tiếp.

Mã Protograph LDPC (P-LDPC) — vốn tạo ra các ma trận mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) đầy đủ từ các ma trận cơ sở nhỏ hơn— được công nhận rộng rãi nhờ khả năng sửa lỗi mạnh mẽ, khả năng thích ứng linh hoạt với các tốc độ mã và độ phức tạp giải mã thấp [8]. Trong chuẩn 5G New Radio, các mã LDPC đóng vai trò là phương pháp mã hóa kênh chính, sử dụng cấu trúc protograph để tối ưu hóa hiệu năng cho nhiều độ dài khối và tỷ lệ mã khác nhau, đặc biệt trong các kịch bản như băng thông di động mở rộng và truyền thông siêu tin cậy với độ trễ thấp. Khi các nỗ lực nghiên cứu đang được đẩy mạnh

hướng tới các mạng không dây thế hệ mới, mã P-LDPC tiếp tục giữ vững vai trò quan trọng nhờ tính linh hoạt trong thiết kế và tiềm năng đạt được hiệu năng phổ cao hơn, từ đó hỗ trợ các ứng dụng truyền dữ liệu cường độ lớn như giao tiếp dạng ảnh ba chiều và mạng máy - máy thông minh [9]. Chính những lợi ích về mặt cấu trúc này đã giúp các mã P-LDPC trở thành ứng viên lý tưởng cho các hệ thống thế hệ tiếp theo, hỗ trợ truyền thông mạnh mẽ và hiệu quả trong điều kiện yêu cầu hiệu năng ngày càng khắt khe.

Phương pháp điều chế bậc cao như 16-QAM và 64-QAM, đóng vai trò then chốt trong việc nâng cao hiệu năng phổ bằng cách mã hóa nhiều bit hơn trên mỗi ký hiệu, từ đó đạt được tốc độ truyền dữ liệu cao hơn trong cùng một băng thông [10]. Khả năng này đặc biệt quan trọng đối với các hệ thống không dây tiên tiến thế hệ mới, vốn phục vụ nhiều ứng dụng đa dạng như băng thông di động tăng cường và truyền thông siêu tin cậy với độ trễ thấp [11]. Vượt ra ngoài các phương pháp điều chế truyền thống, điều chế xếp chồng (SM) — được sử dụng trong các lớp hoặc khung làm việc đa truy nhập không trực giao (NOMA) — cung cấp thêm một hướng đi nhằm cải thiện hiệu quả sử dụng băng thông bằng cách cho phép nhiều người dùng truyền đồng thời trên cùng một tài nguyên tần số – thời gian [12]. Thông qua ghép kênh miền công suất và kỹ thuật xử lý tín hiệu tiên tiến tại máy thu, điều chế xếp chồng giúp phân bổ tài nguyên linh hoạt hơn và đáp ứng các QoS khác nhau của người dùng. Nhờ vậy, các kỹ thuật điều chế này đóng góp đáng kể vào việc đáp ứng các mục tiêu khắt khe về thông lượng, độ trễ và độ tin cậy mà các mạng không dây thế hệ tiếp theo đặt ra.

Các thành tựu công nghệ trong lĩnh vực mạng không dây thế hệ mới, như đã đề cập ở các phần trước, cho thấy nhu cầu cấp thiết trong việc phát triển những phương pháp nâng cao hiệu suất cho hệ thống MIMO quy mô lớn ứng dụng mã P-LDPC. Tuy vậy, theo kết quả tổng hợp tài liệu, hiện chưa có công trình nào tập trung nghiên cứu sự kết hợp giữa điều chế xếp chồng và mã P-LDPC trong bối cảnh hệ thống MIMO quy mô lớn sử dụng điều chế bậc cao và ADC có độ phân giải thấp. Đây là một hướng tiếp cận hoàn toàn mới, chưa được khai thác trong các nghiên cứu trước, mặc dù nó có tiềm năng trực tiếp cải thiện hiệu quả phổ trong điều kiện hệ thống bị giới hạn bởi lượng tử hóa tín hiệu. Chính khoảng trống nghiên cứu này đã trở thành động lực để luận án lựa chọn và theo đuổi hướng nghiên cứu nói trên.

**a. Mục đích nghiên cứu**

Luận án hướng tới việc khảo sát và phân tích khả năng kết hợp giữa điều chế xếp chồng và mã P-LDPC trong các hệ thống MIMO quy mô lớn sử dụng bộ chuyển đổi ADC độ phân giải thấp. Trên cơ sở đó, luận án xác định các mục tiêu nghiên cứu cụ thể như sau:

*Thứ nhất*, nghiên cứu mô hình tích hợp điều chế xếp chồng M-QAM với mã P-LDPC trong hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp. Trên cơ sở đó, luận án đánh giá hiệu năng toàn diện của hệ thống, bao gồm khả năng chống lỗi, độ hội tụ giải mã và hiệu quả phổ trong điều kiện lượng tử hóa thô, nhằm làm rõ tiềm năng ứng dụng của phương pháp này trong các hệ thống không dây thế hệ mới.

*Thứ hai*, nghiên cứu đề xuất thuật PEXIT cải tiến để phân tích và dự đoán ngưỡng giải mã nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng các bộ ADC độ phân giải hỗn hợp tại phía thu, hướng tới tối ưu hóa hiệu năng BER và tiêu thụ năng lượng.

**b. Đối tượng nghiên cứu**

Luận án tập trung phân tích ba thành phần chủ đạo có tác động trực tiếp đến hiệu quả năng lượng (EE) và hiệu quả phổ (SE) trong các hệ thống thông tin không dây thế hệ mới. Ba thành phần này bao gồm: (1) ADC với độ phân giải thấp trong khoảng từ 1 đến 5 bit; (2) Kỹ thuật điều chế xếp chồng kết hợp mã P-LDPC với khả năng thay đổi tỉ lệ mã; và (3) Thuật toán tách sóng và giải mã kết hợp tại phía thu.

**c. Phạm vi nghiên cứu**

- Mô hình kênh Rayleigh fading được sử dụng để mô phỏng môi trường truyền dẫn không có đường truyền trực tiếp, điển hình trong các hệ thống MIMO quy mô lớn và mạng không dây dày đặc. Với đặc trưng mô hình hóa hiệu ứng đa đường bằng biến ngẫu nhiên phức Gauss, mô hình Rayleigh cho phép đánh giá hiệu năng hệ thống trong điều kiện kênh bất lợi, đồng thời thuận tiện cho phân tích lý thuyết. Đây cũng là mô hình chuẩn tham chiếu trong nhiều nghiên cứu, giúp đảm bảo tính khách quan và khả năng so sánh kết quả với các công trình liên quan.
- Sử dụng bộ điều chế bậc cao 16 QAM, việc mở rộng lên các phương thức điều chế bậc cao hơn như 64 QAM, 256 QAM cũng có được xem xét.

- Số lượng ăng-ten phát và thu trong các mô phỏng được lựa chọn trong khoảng từ 10 đến 100. Trong phạm vi luận án, việc mô phỏng với cấu hình hàng trăm hoặc một nghìn anten là không khả thi về mặt thời gian xử lý, bởi mỗi vòng mô phỏng yêu cầu khối lượng tính toán rất lớn. Do đó, để đảm bảo chương trình có thể chạy trong thời gian hợp lý, luận án buộc phải đơn giản hóa mô hình, cụ thể là sử dụng số anten thu nhỏ hơn thực tế. Cần lưu ý rằng các kết luận rút ra trong luận án mang tính khái quát và hoàn toàn có thể được mở rộng cho các mô hình MIMO với số lượng ăng-ten thay đổi, kể cả khi quy mô hệ thống được mở rộng lên các cấu hình lớn hơn.
- Trong khuôn khổ luận án, giả thiết trạng thái thông tin kênh (CSI) được biết ở phía thu trong khi phía phát không có thông tin này. Nghiên cứu chủ yếu phân tích hiệu năng hệ thống khi máy thu sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp, từ đó đánh giá mối quan hệ giữa mức lượng tử hóa, khả năng giải mã tín hiệu và hiệu quả năng lượng tổng thể. Cách tiếp cận này cho phép luận án tập trung làm rõ ảnh hưởng của đặc tính lượng tử hóa ADC đối với quá trình tách sóng và giải mã tín hiệu, đồng thời tránh phụ thuộc vào các yếu tố như mô hình ước lượng kênh, thiết kế tín hiệu thăm dò, các ảnh hưởng liên quan đến độ trễ xử lý hay tối ưu hóa thời gian thực, đảm bảo tính tập trung và độc lập của nghiên cứu.

#### ***d. Phương pháp nghiên cứu***

Trước hết, luận án tiến hành phân tích bài toán nhằm đề xuất một mô hình toán học phù hợp với bản chất của hệ thống. Tiếp theo, mô hình được kiểm nghiệm bằng các phép mô phỏng trên máy tính để đánh giá độ chính xác cũng như khả năng áp dụng trong thực tiễn.

- *Quá trình thứ nhất liên quan đến việc xây dựng mô hình toán học cho hệ thống.* Nhằm nâng cao hiệu năng của các bộ ADC độ phân giải thấp, luận án đề xuất thuật toán dùng để xác định ngưỡng lượng tử hóa tối ưu, qua đó hạn chế tác động của nhiễu lượng tử lên quá trình thu tín hiệu. Việc phân tích hệ thống truyền thông trong luận án được thực hiện dựa trên các mô hình xác suất – thống kê. Cụ thể, kênh truyền được biểu diễn bằng các biến ngẫu nhiên tuân theo phân bố Rayleigh, trong khi nhiễu ở máy thu cũng như sai lệch do lượng tử hóa được mô hình dưới dạng

nhiều Gauss trắng cộng (AWGN). Đây đều là những mô hình chuẩn đã được kiểm chứng và sử dụng rộng rãi trong các công trình nghiên cứu quốc tế thuộc lĩnh vực xử lý tín hiệu và truyền thông số.

- *Giai đoạn thứ hai bao gồm việc phát triển và triển khai hệ thống mô phỏng trên máy tính.* Trong phần này của luận án, nghiên cứu sinh (NCS) tiến hành xây dựng môi trường mô phỏng bằng ngôn ngữ lập trình C++ nhằm kiểm chứng mức độ phù hợp giữa các kết quả thu được từ phân tích lý thuyết và hoạt động của hệ thống trong thực tế. Phương pháp Monte-Carlo được lựa chọn làm công cụ đánh giá chính, bởi đây là kỹ thuật phổ biến và có độ tin cậy cao trong việc phân tích các mô hình truyền thông có chứa nhiều thành phần ngẫu nhiên. Việc sử dụng Monte-Carlo giúp tái hiện một cách thống kê các điều kiện kênh khác nhau, từ đó cho phép đánh giá toàn diện hiệu năng của giải pháp đề xuất trong những kịch bản gần với môi trường vận hành thực tế. Cách tiếp cận này vừa đảm bảo tính khách quan của kết quả, vừa tạo điều kiện để kiểm nghiệm mức độ ổn định và hiệu quả của hệ thống dưới nhiều cấu hình và chế độ hoạt động khác nhau.

#### ***e. Những đóng góp chính của luận án***

*Trong đóng góp đầu tiên,* luận án đã đề xuất mô hình tích hợp điều chế xếp chồng M-QAM với mã P-LDPC trong hệ thống thông tin vô tuyến LS-MIMO sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp. Trên cơ sở đó, luận án đánh giá hiệu năng toàn diện của hệ thống, bao gồm khả năng chống lỗi, độ hội tụ giải mã và hiệu quả phổ trong điều kiện lượng tử hóa thô. Cách tiếp cận này khai thác đồng thời ưu điểm của điều chế xếp chồng nhằm tăng hiệu quả truyền dẫn, đồng thời kết hợp với khả năng mã hóa mạnh mẽ của P-LDPC để cải thiện độ tin cậy trong môi trường phần cứng hạn chế. Luận án đã đề xuất một kiến trúc tách sóng tín hiệu mới với độ phức tạp thấp, dựa trên kỹ thuật ánh xạ xếp chồng và phân rã tín hiệu ngay tại khối điều chế. Kiến trúc này tận dụng thuật toán lan truyền độ tin cậy trên đồ thị Tanner, đồ thị hai phía giữa các nút biến và nút kiểm tra để lan truyền thông tin theo cách phân tán, nhờ đó chuyển bài toán tách sóng từ dạng toàn cục sang các phép tính cục bộ với các phép tính toán thấp hơn đáng kể, cho phép quá trình tách sóng tín hiệu đạt độ phức tạp bậc hai, phụ thuộc vào tích số giữa bậc điều chế và số lượng ăng-ten truyền. Nghiên cứu cũng xác minh rằng sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu với trọng số bằng nhau

(EW) đạt hiệu năng tỷ lệ lỗi bit (BER) tốt hơn so với sơ đồ khoảng cách đều nhau (ED), đặc biệt trong các hệ thống sử dụng lượng tử hóa thô. Đóng góp này được công bố tại công trình [CT1], [CT2], [CT4], [CT6] và được trình bày trong nội dung Chương 2 của luận án.

*Đóng góp thứ hai*, luận án đề xuất thuật toán PEXIT cải tiến để phân tích và dự đoán ngưỡng giải mã nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến LS-MIMO sử dụng các bộ ADC độ phân giải hỗn hợp (Mixed-ADC) tại phía thu. Việc kết hợp linh hoạt giữa các bộ ADC độ phân giải cao và thấp, vừa giảm được đáng kể công suất tiêu thụ và chi phí phần cứng, vừa duy trì hiệu năng phát hiện tín hiệu và giải mã gần với hệ thống dùng ADC độ phân giải cao truyền thống. Các kết quả mô phỏng thu được trên các cấu hình MIMO khác nhau ( $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ ) đã chứng minh rõ ràng sự cải thiện về hiệu năng của hệ thống. Những kết quả này đồng thời xác thực độ chính xác và khả năng ứng dụng của thuật toán mà luận án đề xuất. Những đóng góp liên quan đã được công bố trong các công trình [CT3], [CT5] và được trình bày chi tiết trong Chương 3 của luận án.

#### *f. Bố cục luận án*

Bên cạnh phần mở đầu và phần phụ lục, nội dung luận án được tổ chức thành ba chương với cấu trúc như sau:

- **Chương 1:** Tổng quan về hệ thống MIMO cỡ lớn kết hợp bộ ADC độ phân giải thấp sử dụng mã P-LDPC.
- **Chương 2:** Phân tích và đánh giá hiệu năng của điều chế xếp chồng M-QAM mã hóa P-LDPC cho hệ thống MIMO cỡ lớn với bộ ADC độ phân giải thấp.
- **Chương 3:** Đề xuất thuật toán đánh giá hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng ADC độ phân giải hỗn hợp.
- **Kết luận:** Luận án tập trung làm rõ các đóng góp khoa học mới trong nghiên cứu, đồng thời đề xuất những hướng phát triển tiếp theo liên quan đến bài toán tách sóng cho điều chế xếp chồng và giải mã P-LDPC trong hệ thống thông tin MIMO quy mô lớn sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp/hỗn hợp.

# **CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN KẾT HỢP BỘ ADC ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP SỬ DỤNG MÃ P-LDPC**

Hệ thống LS-MIMO đã trở thành trụ cột của các hệ thống truyền thông không dây hiện đại, mang lại những cải tiến đáng kể về hiệu năng phổ tần và độ tin cậy [16]. Những yêu cầu ngày càng cao của mạng không dây thế hệ mới đã thúc đẩy các nghiên cứu về LS-MIMO và những thách thức trong xử lý tín hiệu kèm theo [17]. Một yếu tố then chốt để khai thác trọn tiềm năng của LS-MIMO là chuyển đổi hiệu quả tín hiệu tương tự nhận được sang dạng số, trong đó bộ các ADC đóng vai trò chủ đạo [18]. Chương một của luận án khảo sát các kỹ thuật chính liên quan đến hệ thống MIMO, nhấn mạnh ảnh hưởng và các tiên bộ trong công nghệ ADC, đặc biệt là xu hướng áp dụng rộng rãi các ADC độ phân giải thấp cho triển khai thực tế.

Chương này mở đầu bằng việc trình bày tổng quan về các nguyên lý cơ bản và những thách thức liên quan đến hiệu năng của hệ thống thông tin LS-MIMO. Kế tiếp, chương cung cấp các khái niệm nền tảng cũng như cơ sở lý thuyết phục vụ trực tiếp cho hướng nghiên cứu chính của luận án. Ở phần cuối, các công trình nghiên cứu tiêu biểu trong và ngoài nước được rà soát và phân tích có hệ thống, từ đó làm rõ những vấn đề còn bỏ ngỏ trong lĩnh vực và xác lập khoảng trống nghiên cứu mà luận án hướng tới giải quyết.

## **1.1. Mô hình máy thu và máy phát trong các mạng không dây thế hệ mới**

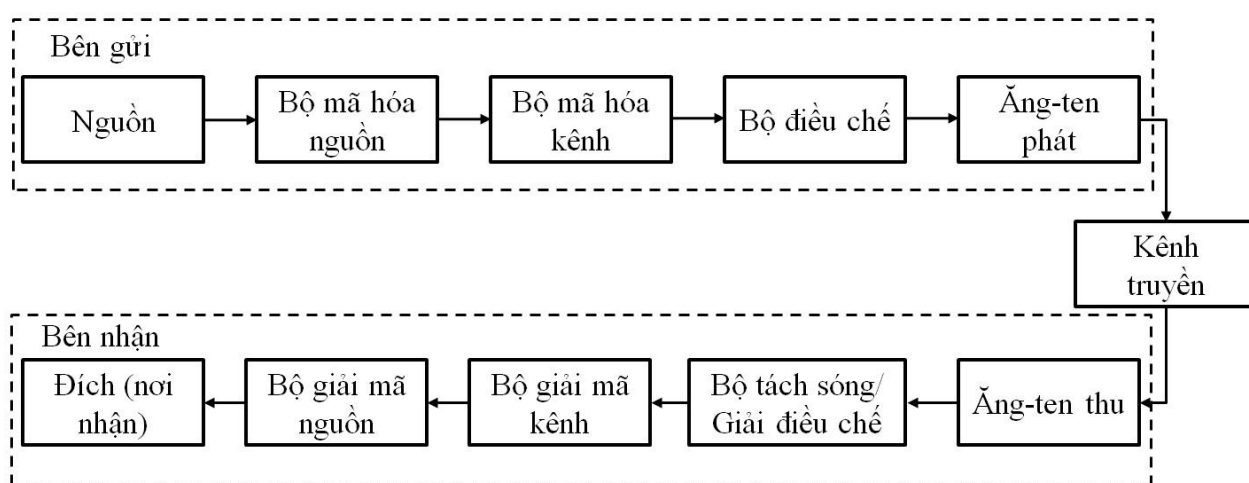
### **1.1.1. Hệ thống truyền thông số**

Vào cuối thập niên 1940, Claude E. Shannon đã công bố một công trình mang tính nền tảng trong lĩnh vực lý thuyết thông tin [54]. Ông đã chứng minh rằng tồn tại một mã sao cho xác suất lỗi có thể nhỏ tùy ý nếu tốc độ truyền nhỏ hơn dung lượng kênh. Nói cách khác, Shannon đã xác lập một giới hạn lý thuyết về hiệu năng tối ưu của bất kỳ hệ thống truyền thông nào.

Phát hiện này đã mở ra một kỷ nguyên mới trong nghiên cứu và thiết kế các hệ thống truyền dẫn, trong đó một mục tiêu quan trọng là tìm ra các mã hóa kênh hiệu quả – hay còn gọi là các kỹ thuật mã hóa sửa lỗi (Error correction coding) – nhằm đến gần hoặc đạt được dung lượng kênh do Shannon mô tả. Kể từ thời điểm đó, các nhà khoa học và kỹ sư trên khắp thế giới đã không ngừng phát triển các dạng mã hóa mới, từ các mã tuyến tính đơn

giảm đến các mã tiên tiến như Turbo codes, LDPC codes, và gần đây là Polar codes, với mục tiêu vừa đảm bảo độ tin cậy truyền dẫn, vừa tối ưu hóa hiệu năng sử dụng băng thông và công suất truyền. Đây cũng là tiền đề cho sự phát triển mạnh mẽ của các hệ thống truyền thông kỹ thuật số hiện đại.

Hình 1.1 trình bày các khối cơ bản của một hệ thống truyền thông số. Trong sơ đồ này, dữ liệu kỹ thuật số từ nguồn sẽ thông qua các bước mã hóa nguồn, mã hóa kênh và điều chế để truyền qua kênh thông qua các ăng-ten phát. Ở phía nhận, dữ liệu được trích xuất từ các ăng-ten thu bằng cách giải điều chế, giải mã kênh và giải mã nguồn.



Hình 1.1. Các thành phần cơ bản của hệ thống truyền thông số

Trong một hệ thống truyền thông số, quá trình xử lý dữ liệu trước khi truyền đi thường được chia thành hai bước chính: mã hóa nguồn và mã hóa kênh, mỗi bước có mục đích và vai trò riêng biệt trong việc tối ưu hóa hiệu năng truyền thông. Mục tiêu cốt lõi của mã hóa nguồn là giảm thiểu lượng dữ liệu cần thiết để biểu diễn một thông tin gốc nào đó – chẳng hạn như văn bản, âm thanh, hình ảnh hoặc video – sao cho vẫn giữ nguyên mức độ trung thực hoặc chất lượng mong muốn. Nói cách khác, mã hóa nguồn giúp loại bỏ sự dư thừa thống kê hoặc nhận thức trong dữ liệu, từ đó làm giảm tốc độ bit trung bình cần thiết để truyền nội dung đó qua kênh truyền thông.

Ngược lại, mã hóa kênh không tập trung vào đặc điểm của dữ liệu nguồn mà hướng đến việc bảo vệ thông tin khỏi các lỗi xảy ra trong quá trình truyền, thông qua việc chèn thêm các bit dư thừa có kiểm soát. Những bit này đóng vai trò như "bộ kiểm tra", giúp bộ giải mã ở đầu thu có thể tách sóng và sửa chữa lỗi do nhiễu, suy hao hoặc méo tín hiệu gây

ra. Nhờ đó, mã hóa kênh góp phần nâng cao độ tin cậy và tính chính xác trong việc phục hồi thông tin đầu cuối. Một mục tiêu quan trọng của mã hóa kênh là tối đa hóa thông lượng thông tin thực tế – hay còn gọi là băng thông hiệu dụng – mà kênh truyền có thể đảm bảo với một xác suất lỗi chấp nhận được.

Shannon [54] đã chỉ ra một kết quả hết sức quan trọng: giao diện giữa khối mã hóa nguồn và khối mã hóa kênh có thể được trừu tượng hóa thành một luồng bit, bất kể dữ liệu đầu vào có thuộc loại nào (âm thanh, hình ảnh, tín hiệu liên tục...) và bất kể tính chất cụ thể của kênh truyền ra sao (có nhiễu, suy hao...). Kết quả này không những đơn giản hóa việc thiết kế hệ thống truyền thông mà còn đặt nền móng cho nguyên lý phân tách mã hóa nguồn và mã hóa kênh – một nguyên lý quan trọng được ứng dụng rộng rãi trong tất cả các hệ thống viễn thông và truyền thông số hiện đại.

### 1.1.2. Dung lượng kênh

Shannon định nghĩa [54] *dung lượng kênh*  $C$  là tốc độ tối đa mà thông tin có thể được truyền qua một kênh nhiễu. Ông phát biểu rằng nếu có thể phân biệt một cách đáng tin cậy  $M$  các hàm tín hiệu khác nhau của thời lượng  $T$  trên một kênh, chúng ta có thể nói rằng kênh có thể truyền  $\log_2 M$  bit trong thời gian  $T$ . Khi đó, tốc độ truyền tải là  $(\log_2 M(T))/T$  và dung lượng kênh được định nghĩa là:

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log_2 M(T)}{T} \quad (1.1)$$

Như vậy, tốc độ tối đa của kênh truyền các số nhị phân [55] được tính bởi:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) \quad (1.2)$$

Trong đó

+  $C$  được tính với đơn vị là bits/giây

+  $W$  là băng thông của kênh bắt đầu tại tần số 0 và có đơn vị là Hz

+  $P/N$  là tỉ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR), đơn vị là tỉ lệ. Công thức chuyển đổi từ dB

sang tỉ lệ bằng công thức:

$$P/N = 10^{\frac{SNR (dB)}{10}} \quad (1.3)$$

Thông thường, khi ta tăng  $W$ , công suất nhiễu  $N$  trong dải cũng sẽ tăng tương ứng theo  $N = N_0W$ , trong đó  $N_0$  là công suất nhiễu trên mỗi chu kỳ. Trong trường hợp này, chúng ta có:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0W} \right) \quad (1.4)$$

Nếu ta đặt  $W_0 = P/N_0$ , nghĩa là  $W_0$  là băng tần mà công suất nhiễu bằng công suất tín hiệu thì 1.4 có thể được viết lại:

$$\frac{C}{W_0} = \frac{W}{W_0} \log_2 \left( 1 + \frac{W_0}{W} \right) \quad (1.5)$$

Qua biểu thức 1.5, có thể thấy rằng khi chúng ta tăng băng tần, dung lượng kênh tăng nhanh chóng cho đến khi tổng công suất nhiễu được chấp nhận xấp xỉ đến công suất của tín hiệu. Sau đó, mức tăng chậm dần và nó đạt đến giá trị tiệm cận dung lượng  $\log_2 e$  cho  $W \rightarrow \infty$ .

## 1.2. Hệ thống MIMO với ADC độ phân giải thấp

Hệ thống MIMO quy mô lớn là một trong những lựa chọn then chốt trong các hệ thống truyền thông không dây hiện đại. Bằng cách sử dụng số lượng ăng-ten rất lớn tại trạm gốc, LS-MIMO mang đến khả năng cải thiện vượt trội cả về hiệu năng sử dụng phổ tần lẫn hiệu năng lượng qua việc khai thác được tính đa đường không gian giữa trạm gốc và nhiều thiết bị người dùng đồng thời [13]. Tuy nhiên, một trong những rào cản lớn trong việc triển khai thực tế công nghệ này chính là chi phí và độ phức tạp phần cứng, đặc biệt đến từ việc phải trang bị hàng trăm bộ ADC có độ phân giải cao cho mỗi ăng-ten tại phía thu. Những bộ ADC này không chỉ đắt đỏ mà còn tiêu tốn một lượng lớn năng lượng, ảnh hưởng lớn đến thiết kế hệ thống và nguồn cung cấp [14].

Nhằm khắc phục thách thức này, nhiều nghiên cứu đã tích cực tìm kiếm các giải pháp thay thế khả thi. Một hướng tiếp cận đầy hứa hẹn là sử dụng các ADC độ phân giải thấp, chẳng hạn như ADC một bit hoặc ADC ba mức lượng tử hóa (T-ADC), để giảm thiểu đáng kể mức tiêu thụ năng lượng cũng như chi phí phần cứng trong hệ thống LS-MIMO [15].

Mặc dù ADC độ phân giải thấp có thể ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống, song với các kỹ thuật xử lý tín hiệu thích hợp và thiết kế hệ thống phù hợp, nó vẫn có thể đạt được hiệu quả truyền dẫn chấp nhận được trong nhiều kịch bản ứng dụng thực tế.

Thông tin trạng thái kênh (CSI) chính xác là yếu tố bắt buộc để đảm bảo hiệu năng của các hệ thống MIMO [19]. Trong hệ thống LS-MIMO kết hợp ADC độ phân giải thấp, việc ước lượng kênh trở nên đặc biệt khó khăn do tín hiệu thu bị méo [20]. Nhiều nghiên cứu đã được thực hiện nhằm đề xuất các phương pháp như kỹ thuật dựa trên học sâu để ước lượng kênh trong các hệ thống sử dụng Mixed-ADC [21], và các phương pháp Bayes để thực hiện ước lượng đồng thời kênh và dữ liệu trong điều kiện ADC độ chính xác thấp [22]. Bên cạnh đó, các phương pháp hình học thông tin (Information geometry) cũng đang nhận được sự quan tâm trong việc ước lượng kênh cho hệ thống LS-MIMO [13].

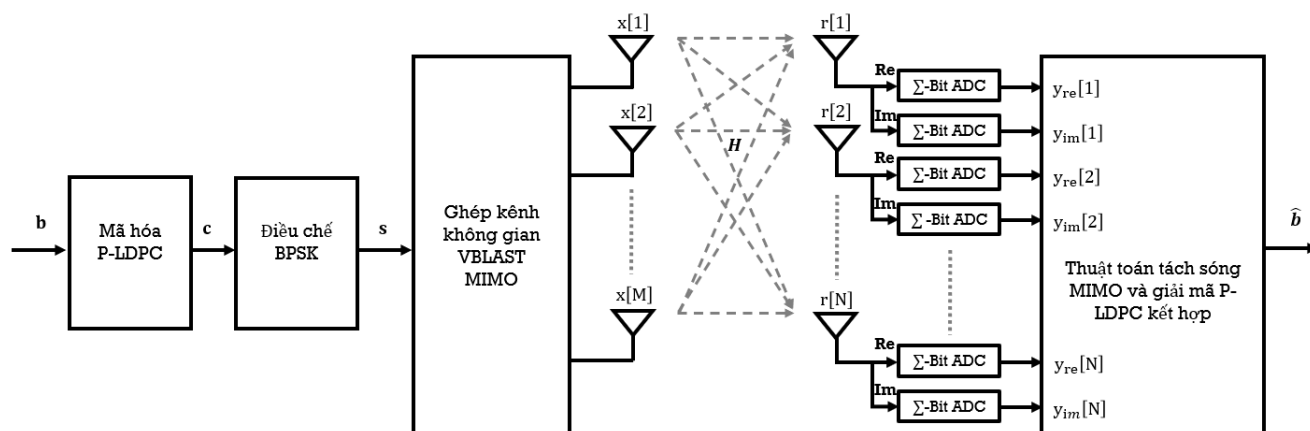
Các kỹ thuật tiền mã hóa tại phía phát là rất quan trọng để kiểm soát nhiễu và nâng cao hiệu năng truyền xuống trong các hệ thống MIMO đa người dùng [23]. Đặc biệt, các phương pháp tiền mã hóa lai giữa tương tự và số (Hybrid analog and digital precoding) đặc biệt phù hợp với hệ thống LS-MIMO sử dụng sóng milimet (mmWave) [23]. Việc thiết kế bộ tiền mã hóa cần tính đến tác động của quá trình lượng tử hóa, nhất là khi bộ chuyển đổi số-tương tự (DAC) độ phân giải thấp ở phía phát và ADC độ phân giải thấp sử dụng ở phía thu [24]. Tiền mã hóa tách sóng cưỡng bức về không điều chuẩn (RZF) cũng đã được nghiên cứu trong bối cảnh các kênh phát MIMO sử dụng ADC 1-bit [25].

Tách sóng tín hiệu trong các hệ thống MIMO, đặc biệt là LS-MIMO, đặt ra thách thức tính toán đáng kể [26]. Các nhà nghiên cứu đã khảo sát nhiều thuật toán tách sóng khác nhau, từ các phương pháp tuyến tính như kết hợp tỷ lệ cực đại (MRC) và tách sóng cưỡng bức về không (ZF) đến các phương pháp phức tạp hơn nhưng có tiềm năng gần tối ưu như lan truyền độ tin cậy (BP) và lan truyền kỳ vọng (EP) [26]. Sự hiện diện của các bộ ADC độ phân giải thấp làm gia tăng nhiễu lượng tử hóa, điều này cần được xử lý cẩn thận trong cả khâu thiết kế và phân tích hiệu năng của các bộ thu. Các thuật toán xấp xỉ, chẳng hạn như lan truyền chọn lọc độ tin cậy (BsP), đã được đề xuất nhằm giảm độ phức tạp của BP [16], trong khi các nghiên cứu khác tập trung vào các thuật toán tách sóng hợp lệ tối đa (ML) được tùy chỉnh cho các hệ thống sử dụng ADC 1-bit [20]. Mặc dù đã có nhiều công trình nghiên cứu về thiết kế bộ thu cho hệ thống LS-MIMO với ADC độ phân giải thấp ở

phía thu, vẫn còn thiếu các nghiên cứu về thiết kế kết hợp giữa khối tách sóng tín hiệu và khối giải mã kênh—đặc biệt trong việc sử dụng điều chế xếp chồng.

### 1.2.1. Mô hình hệ thống MIMO

Xét một mô hình truyền thông không dây MIMO được mã hóa, trong đó hệ thống bao gồm  $N_t$  ăng-ten phát và  $N_r$  ăng-ten thu như minh họa trong Hình 1.2. Tại phía phát, khối bit thông tin ban đầu  $b$  kích thước  $L_i$  sẽ được đưa qua bộ mã hóa kênh để tạo thành một chuỗi mã  $c$  có độ dài  $L_c$ . Độ dài này liên hệ với số bit đầu vào thông qua tỉ lệ mã hóa  $R = L_i / L_c$ . Bộ mã hóa có thể thuộc một trong các họ mã thông dụng như mã chập, mã Turbo hoặc mã LDPC. Sau khi mã hóa, các bit  $c \in \{0, 1\}$  được ánh xạ sang các ký hiệu điều chế theo sơ đồ điều chế pha nhị phân BPSK, với giá trị tín hiệu tương ứng  $s = (-1)^c \in \{+1, -1\}$ . Trong mỗi lần sử dụng kênh, sử dụng sơ đồ ghép kênh không gian  $N_t$  tín hiệu được điều chế sẽ được truyền thông qua  $N_t$  ăng-ten. Do đó, để truyền toàn bộ chuỗi mã có độ dài  $L_c$ , số lần sử dụng kênh cần thiết là  $L = \lceil L_c / N_t \rceil$ .



Hình 1.2. Mô hình tổng quan hệ thống thông tin MIMO mã hóa

Do đó, kênh MIMO được mô hình bằng toán học như sau:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (1.6)$$

Trong đó,  $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$  là tín hiệu MIMO được truyền đi với các phần tử thuộc miền giá trị của bộ điều chế pha nhị phân.  $E_s = E(|x|^2)$  là năng lượng tín hiệu trung

bình được chuẩn hóa về 1.  $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  là ma trận hệ số kênh chứa các thành phần  $h[n, m]$  tại hàng  $n$  và cột  $m$  của ma trận  $H$ .

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h[1,1] & h[1,2] & \cdots & h[1,m] \\ h[2,1] & h[2,2] & \cdots & h[2,m] \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h[n,1] & h[n,2] & \cdots & h[n,m] \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

Giả sử giá trị  $h[n, m]$  là các phần tử của ma trận  $H$ , có giá trị tuân theo phân phối Gauss phức với độ lệch chuẩn bằng 0 và phương sai đơn vị, được ký hiệu  $\mathcal{CN}(0, 1)$ .

Trong phạm vi luận án, như đã nêu ở phần xác lập giả thiết, các nghiên cứu trong luận án này được thực hiện với thông tin trạng thái kênh (CSI) là có ở phía thu nhưng không có ở phía phát. Với mô hình đó, vector nhiễu được ký hiệu  $\mathbf{Z} = [z[1], z[2], \dots, z[N]]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  được giả sử là vector nhiễu Gauss trắng cộng với các phần tử tuân theo phân phối chuẩn Gauss với trung bình không và phương sai  $N_0$ , nghĩa là  $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . Tín hiệu thu tại đích được biểu diễn bởi vector  $\mathbf{Y} = [Y[1], Y[2], \dots, Y[N_r]]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ , trong đó  $Y[n]$  đại diện cho tín hiệu nhận tại ăng-ten thu thứ  $n$ .

Tại phía thu, tín hiệu  $y$  nhận được là kết quả của tổ hợp tuyến tính các ký hiệu truyền qua kênh MIMO kèm theo nhiễu. Do đó, nhiệm vụ chính của bộ tách sóng MIMO là ước lượng và khôi phục chính xác vector ký hiệu truyền  $x$  từ vector tín hiệu thu  $y$  đã bị nhiễu. Tiếp đó, các hoạt động ngược lại được thực hiện để khôi phục thông tin đã truyền. Ban đầu, mỗi ăng-ten thu nhận được tín hiệu  $y[n]$  với  $n = 1, 2, \dots, N_r$  thông qua một cặp ADC chuyển đổi sang dạng số tại mô đun tần số vô tuyến. Tiếp theo, các ký hiệu thu được được đưa vào khối giải điều chế và giải mã LDPC. Hai quá trình này được thực hiện theo cơ chế lặp giữa bộ tách sóng và bộ giải mã, giúp dần cải thiện độ chính xác ước lượng và nâng cao hiệu năng toàn hệ thống. Mô tả chi tiết về thuật toán kết hợp tách sóng – giải mã sẽ được trình bày trong Chương 2. Phần tiếp theo của chương này sẽ tập trung làm rõ vai trò và cấu trúc hoạt động của ADC độ phân giải  $\Sigma$  bit được sử dụng tại phía thu của hệ thống.

### 1.2.2. Công suất tiêu thụ của bộ ADC

Trong quá trình chuyển đổi tín hiệu tương tự sang số, số mức lượng tử hóa được xác định bởi độ phân giải của bộ ADC [56]. Trong các hệ thống truyền thông không dây thế hệ

mới, đặc biệt là hệ thống MIMO quy mô lớn, bộ chuyển đổi ADC giữ vai trò then chốt trong chuỗi thu phát tín hiệu. Tuy nhiên, công suất tiêu thụ và chi phí phần cứng của ADC tăng tuyến tính theo băng thông và hàm mũ theo số bit lượng tử hóa. Mỗi nhà sản xuất có thể tối ưu thiết kế theo công nghệ và mục tiêu tiêu thụ năng lượng khác nhau, song nhìn chung, xu hướng này là không thể tránh khỏi.

Trong khuôn khổ luận án, NCS sử dụng mô hình ADC tốc độ Nyquist (Nyquist-rate ADC) để tính toán công suất tiêu thụ. Đây là loại ADC lấy mẫu tín hiệu ở tốc độ gấp đôi tần số cao nhất của tín hiệu đầu vào. Nghĩa là, với tín hiệu có băng thông  $B$ , ADC cần hoạt động ở tốc độ ít nhất  $2B$ . ADC tốc độ Nyquist là loại ADC tốc độ cao, có khả năng xử lý trực tiếp tín hiệu băng rộng mà không cần giai đoạn xử lý dải con hoặc lấy mẫu vượt tần. Do đó, loại ADC này được xem là đại diện phù hợp nhất để mô phỏng và đánh giá công suất tiêu thụ thực tế trong các hệ thống thu MIMO hiện đại.

NCS sử dụng mô hình ước tính được đề xuất trong [127] để đánh giá mức tiêu thụ điện năng của ADC tốc độ Nyquist. Kết quả là, giá trị  $P_{ADC}$  có thể được tính như sau:

$$P_{ADC} \approx \frac{3V_{dd}^2 L_{min} (2B + f_{cor})}{10^{-0.1525b + 4.838}} \quad (1.8)$$

Trong đó:

- +  $V_{dd}$  là nguồn cung cấp.
- +  $L_{min}$  là độ dài kênh tối thiểu cho công nghệ CMOS đã được đưa ra.
- +  $B$  là băng thông của tín hiệu ban đầu.
- +  $f_{cor}$  là tần số góc của nhiễu  $1/f$  [128].
- +  $b$  là số bit lượng tử hóa.

Tất cả các tham số đó được xác định cụ thể trong tài liệu [128] với  $V_{dd} = 3V$ ,  $L_{min} = 0.5 \mu m$ ,  $B = 20 \text{ MHz}$ ,  $f_{cor} = 1 \text{ MHz}$ .

Công thức (1.8) được xây dựng dựa trên mô hình ADC CMOS tốc độ Nyquist, thể hiện rằng công suất tiêu thụ tăng theo hàm mũ của số bit lượng tử hóa  $b$ . Mối quan hệ này đã được xác nhận qua nhiều nghiên cứu thực nghiệm và được sử dụng làm cơ sở đánh giá năng lượng cho các hệ thống Mixed-ADC. Trong quá trình phân tích hiệu quả năng lượng, công suất ADC là thành phần chiếm tỷ trọng đáng kể trong tổng công suất hệ thống. Do đó, việc áp dụng mô hình ADC tốc độ Nyquist giúp so sánh trực tiếp các cấu hình 1–8 bit

trong cùng nền tảng công nghệ, đảm bảo tính nhất quán và giảm sai số do khác biệt kiến trúc phần cứng. Ta có bảng so sánh công suất tiêu thụ ADC tốc độ Nyquist theo độ phân giải như sau:

Bảng 1.1: Công suất tiêu thụ điện năng cho các mức độ phân giải ADC tốc độ Nyquist khác nhau

Độ phân giải	Công suất tiêu thụ (mW)
ADC 1 bit	11.42
ADC 2 bit	16.22
ADC 3 bit	23.05
ADC 4 bit	32.74
ADC 5 bit	46.52
ADC 8 bit	133.39

Công suất ADC tăng phi tuyến theo số bit, xấp xỉ theo hệ số  $10^{-0.1525b}$ , tức là cứ tăng 1 bit thì công suất tăng khoảng 1.42 lần. Khi băng thông lớn (20 MHz), mức tiêu thụ mạch ADC có thể đạt đến hàng trăm mW ở 8 bit, điều này giải thích vì sao hệ thống LS-MIMO thường dùng ADC độ phân giải thấp (1–5 bit) để tiết kiệm năng lượng.

### 1.3. Mã sửa lỗi Protograph LDPC

Để tăng cường độ tin cậy cho các hệ thống MIMO, đặc biệt là những hệ thống sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp – vốn có thể dẫn đến tỷ lệ lỗi cao hơn – các nhà nghiên cứu đã khảo sát các sơ đồ kết hợp tách sóng và giải mã tín hiệu (JDD) [21]. Các mã P-LDPC, nổi tiếng với hiệu năng tiệm cận dung lượng kênh và độ phức tạp giải mã thấp, đã được nghiên cứu nhằm đánh giá tính hiệu quả trong các kênh MIMO quy mô lớn sử dụng ADC độ phân giải thấp. Bên cạnh đó, phân tích biểu đồ truyền thông tin ngoại lai (EXIT) đã được sử dụng để thiết kế và phân tích hiệu năng của các bộ tách sóng dựa trên thuật toán BP trong hệ thống MIMO quy mô lớn [27]. Gần đây, các tác giả trong [50] đã nghiên cứu thiết kế bộ thu phát cho điều chế phân cấp sử dụng mã P-LDPC với đề xuất vượt trội rõ rệt so với các thiết kế truyền thống ở ba khía cạnh quan trọng: hiệu năng lỗi, độ trễ giải

mã, và khả năng thích ứng tốc độ truyền. Ngoài ra, Yang và cộng sự [51] đã đề xuất một phương pháp thiết kế hai giai đoạn để xây dựng một lớp chòm sao điều chế mới, đồng thời phát triển một công cụ để đánh giá hiệu năng tiệm cận cho cả hai trường hợp hồi tiếp lặp và không có hồi tiếp (iterative-feedback và non-feedback). Họ cũng giới thiệu thuật toán MS-EXIT, một công cụ phân tích hiệu năng nhằm dự đoán ngưỡng giải mã của hệ thống điều chế phân cấp sử dụng ghép nối theo không gian mã P-LDPC kết hợp với kỹ thuật điều chế mã hóa xen bit và giải mã lặp.

Các mã LDPC thuộc nhóm mã khối tuyến tính dùng để sửa lỗi, được Gallager giới thiệu lần đầu trong luận án tiến sĩ năm 1962 [58]. Đặc tính quan trọng của mã LDPC nằm ở ma trận kiểm tra chẵn lẻ thưa, qua đó cho phép triển khai các thuật toán giải mã lặp dựa trên truyền thông tin với độ phức tạp giảm đáng kể [39], [126]. Khác với các loại mã khối tuyến tính cổ điển như Hamming, BCH hay Reed–Solomon, vốn có độ dài mã ngắn và cấu trúc đại số chặt chẽ, các mã LDPC hiệu quả thường có độ dài lớn và được thiết kế theo hướng giả ngẫu nhiên. Trong giai đoạn đầu ra đời, do giới hạn về năng lực xử lý và điều kiện phần cứng, mã LDPC không được triển khai rộng rãi và dần bị bỏ quên trong nhiều năm. Chỉ đến khi các hệ thống xử lý tín hiệu số phát triển mạnh mẽ và kỹ thuật giải mã lặp chứng minh hiệu quả vượt trội thông qua sự xuất hiện của mã Turbo [59], sự quan tâm đối với LDPC mới được khơi dậy trở lại. Công trình của Mackay năm 1996 [60] đóng vai trò quan trọng trong việc đưa loại mã này trở thành một chủ đề nghiên cứu nổi bật trở lại trong cộng đồng khoa học.

Mã LDPC thuộc nhóm mã khối tuyến tính và được mô tả thông qua một ma trận kiểm tra chẵn lẻ nhị phân kích thước  $m \times n$ , Ký hiệu là  $H$ . Ma trận này được xem là “thưa” khi số lượng phần tử bằng 1 trên mỗi hàng hoặc mỗi cột chỉ chiếm một tỷ lệ nhỏ so với tổng số phần tử của hàng hoặc cột tương ứng. Nhờ cấu trúc thưa này, thuật toán giải mã lặp có khả năng cập nhật dần các giá trị tỷ lệ log-likelihood (LLR) của từng bit mã trong quá trình trao đổi thông tin qua lại giữa các nút, từ đó cải thiện độ chính xác của quá trình giải mã [61], [62]. Chính đặc tính thưa của ma trận  $H$  giúp các bộ mã LDPC có thể được giải mã hiệu quả bằng các thuật toán lặp với chi phí tính toán thấp, làm cho chúng trở thành lựa chọn hấp dẫn trong nhiều hệ thống thông tin hiện đại.

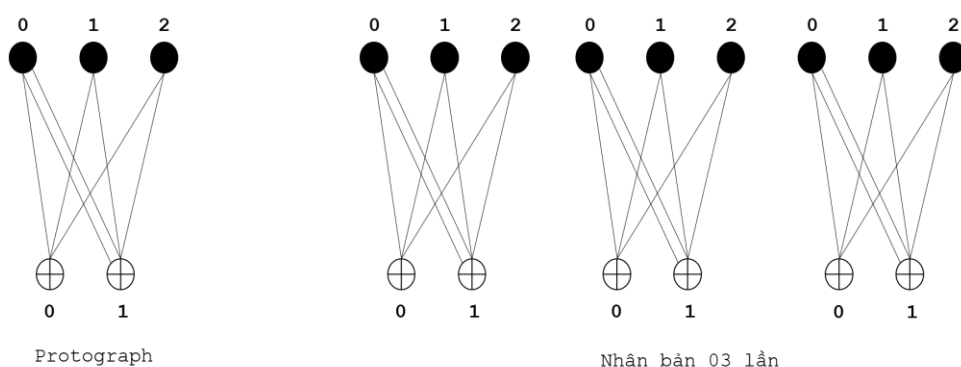
Nhiều nghiên cứu đã được triển khai nhằm xây dựng các cấu trúc tối ưu cho mã LDPC [61], trong đó đáng chú ý là mã tuần hoàn (cyclic) và bán tuần hoàn (quasi-cyclic).

Các dạng cấu trúc này cho phép giảm đáng kể độ phức tạp khi mã hóa, nhờ khả năng hiện thực hóa bằng các thanh ghi dịch có phản hồi đơn giản [63]. Tiếp theo, luận án sẽ giới thiệu mã P-LDPC, một biến thể hiện đại thuộc nhóm mã LDPC bán tuần hoàn, với nhiều ưu điểm trong thiết kế và ứng dụng thực tế.

### 1.3.1. Mã Protograph LDPC

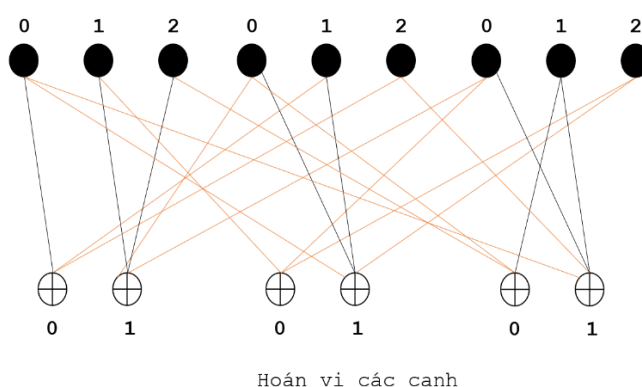
Protograph có thể được hiểu như một đồ thị Tanner thu gọn với số lượng nút biến và nút kiểm tra ít, được liên kết thông qua một số cạnh giới hạn, trong đó các cạnh song song giữa hai nút được phép tồn tại. Cấu trúc của một protograph thường được biểu diễn bằng ma trận cơ sở (protomatrix) – ma trận này mô tả số lượng cạnh kết nối giữa từng cặp nút biến và nút kiểm tra. Khác với ma trận kiểm tra chẵn lẻ của các mã LDPC thông thường, protomatrix không nhất thiết phải là ma trận nhị phân, mà các phần tử của nó có thể là số nguyên không âm, phản ánh số lượng cạnh kết nối tương ứng.

Một mã P-LDPC thực chất là một dạng mã LDPC được tạo ra từ việc mở rộng một protograph ban đầu thông qua quá trình sao chép và hoán vị có cấu trúc. Cụ thể, protograph gốc được sao chép  $N$  lần để tạo thành  $N$  bản giống hệt nhau. Sau đó, các cạnh tương ứng giữa các nút biến và nút kiểm tra trong từng bản sao sẽ được hoán vị theo cùng một quy tắc, dựa trên cấu trúc của các cạnh trong protograph gốc. Nhờ đó, ta thu được một đồ thị Tanner quy mô lớn hơn, biểu diễn mã LDPC dẫn xuất từ protograph. Ví dụ minh họa với  $N = 3$  cho thấy cách nhân bản và kết nối lại các cạnh từ protograph cơ sở để xây dựng mã P-LDPC có kích thước lớn hơn như Hình 1.3.



Hình 1.3. Nhân bản số lượng protograph

Protograph ban đầu gồm 3 nút biến và 2 nút kiểm tra, được liên kết thông qua 7 loại cạnh khác nhau trong đồ thị Tanner. Để xây dựng một mã P-LDPC có độ dài lớn gấp ba lần so với protograph gốc, trước hết ta tiến hành nhân bản protograph 3 lần. Sau đó, đồ thị dẫn xuất được hình thành bằng cách hoán vị các cạnh nối giữa các nút biến và nút kiểm tra trong từng nhóm cạnh tương ứng của protograph gốc. Quá trình hoán vị này có thể tạo ra nhiều cấu trúc mã khác nhau nhưng vẫn bảo toàn số lượng và loại cạnh đúng như cấu trúc ban đầu trong ma trận protograph. Kết quả thu được một mã P-LDPC lớn hơn, được minh họa trong Hình 1.4.



Hình 1.4. Hoán vị các cạnh sau nhân bản

Tương tự như ví dụ trước, nếu cần xây dựng một mã P-LDPC có độ dài 2400 bit, ta tiến hành nhân bản protograph gốc 800 lần, rồi thực hiện hoán vị các cạnh theo đúng nguyên tắc bảo toàn bậc kết nối đã nêu. Khi số lần nhân bản lớn (hàng trăm lần trở lên), việc hoán vị cạnh thường được thực hiện tự động bằng thuật toán PEG [47] để tối ưu cấu trúc đồ thị và hạn chế xuất hiện chu trình ngắn. Với cách xây dựng này, đồ thị dẫn xuất của mã P-LDPC vẫn duy trì các đặc tính cấu trúc quan trọng của protograph ban đầu, bảo toàn các ưu điểm của đồ thị Tanner gốc.

Ma trận cơ sở mô tả đồ thị cơ sở được sử dụng trong Hình 1.3 được mô tả như sau:

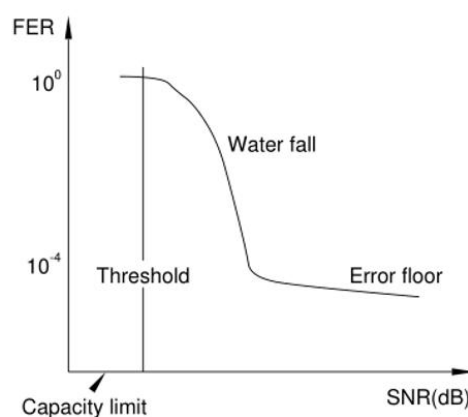
$$H_{proto} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Đồ thị mã P-LDPC sau khi dẫn xuất có số lượng nút lớn hơn  $N$  lần so với protograph ban đầu, nhưng vẫn giữ nguyên tỷ lệ mã và cấu trúc bậc kết nối của cả các nút biến và nút kiểm tra. Nhờ đó, việc tối ưu hóa trên một protograph nhỏ giúp giảm đáng kể khối lượng

tính toán, vì không cần tìm kiếm trong không gian thiết kế quá lớn. Các kết quả nghiên cứu đã chỉ ra rằng mã P-LDPC dẫn xuất có thể đạt hiệu năng gần với giới hạn Shannon [65], đồng thời duy trì độ phức tạp mã hóa thấp và tốc độ giải mã cao, nên đặc biệt phù hợp cho các hệ thống thông tin hiện đại yêu cầu hiệu năng cao và khả năng triển khai thực tế.

### 1.3.2. Hiệu năng của các mã protograph LDPC

Trong lĩnh vực mã hóa kênh, giới hạn Shannon thường được trình bày dưới dạng SNR giới hạn ứng với từng tỷ lệ mã, nhằm làm chuẩn tham chiếu đánh giá hiệu năng của các mã sửa lỗi. Hình 1.5 minh họa đường cong hiệu năng điển hình của một mã LDPC trong hệ thống thông tin MIMO. Mỗi mã LDPC đều tồn tại ngưỡng giải mã lặp (threshold), giá trị này luôn nằm phía trên giới hạn dung lượng kênh Shannon. Khi ngưỡng này càng gần với dung lượng kênh, ta nói rằng mã có khả năng tiệm cận dung lượng.



Hình 1.5. Đồ thị thể hiện đặc tính hiệu năng của mã LDPC điển hình

Đường cong BER của mã LDPC thường gồm hai vùng đặc trưng:

- Vùng thác (waterfall region): Trong khoảng SNR trung bình, tỉ lệ lỗi bit giảm rất nhanh khi SNR tăng, tạo nên độ dốc lớn của đường cong. Đây là vùng thể hiện hiệu quả chính của quá trình giải mã lặp.
- Vùng sàn lỗi (error floor): Khi SNR tăng cao, tốc độ giảm lỗi chậm lại và đường cong có xu hướng nằm ngang. Hiện tượng này xuất hiện do khoảng cách Hamming tối thiểu của mã bị giới hạn hoặc do cấu trúc đồ thị Tanner tồn tại chu trình ngắn, làm hạn chế hiệu năng của quá trình giải mã lặp.

Như vậy, hình biểu diễn không chỉ mô tả hiệu năng tổng thể của mã LDPC mà còn phản ánh khả năng hội tụ và giới hạn của quá trình giải mã trong các hệ thống truyền thông hiện đại.

Các nghiên cứu trước đây chỉ ra rằng việc thiết kế một mã LDPC đạt hiệu năng cao đồng thời ở vùng thác và vùng sàn lỗi là một thách thức lớn. Như minh họa trong Hình 1.5, hiệu năng ở vùng thác có thể được cải thiện thông qua tối ưu hóa ngưỡng giải mã, bằng cách lựa chọn cấu trúc đồ thị mã hợp lý giúp tăng khả năng trao đổi thông tin trong quá trình giải mã lặp. Khi ngưỡng giải mã được giảm xuống, đường cong BER sẽ dịch sang trái, tiến gần hơn giới hạn dung lượng Shannon. Ngược lại, cải thiện hiệu năng ở vùng sàn lỗi phức tạp hơn nhiều, do nó phụ thuộc mạnh vào cấu trúc đồ thị mã LDPC với độ dài hữu hạn. Các hiện tượng như nút bẫy (trapping set) hay chu trình ngắn trong đồ thị Tanner có thể gây ra hiện tượng hội tụ sai hoặc giới hạn khả năng sửa lỗi của bộ giải mã, dẫn tới hiệu ứng sàn lỗi. Những nguyên nhân này đã được phân tích chi tiết trong [66] và các tài liệu tham khảo liên quan..

Việc nâng cao hiệu năng ở vùng sàn lỗi của các mã LDPC đóng vai trò then chốt trong các hệ thống yêu cầu độ tin cậy cực cao như lưu trữ dữ liệu hay truyền thông quang, nơi BER phải đạt mức rất thấp. Có hai hướng tiếp cận chủ đạo để khắc phục hạn chế này:

- Thiết kế lại cấu trúc mã LDPC: Cách tiếp cận này tập trung xây dựng các mã có đồ thị Tanner ít chu trình ngắn, hạn chế sự xuất hiện của trapping set – nguyên nhân chính gây sàn lỗi. Điều này đòi hỏi thiết kế ma trận kiểm tra chẵn lẻ một cách có kiểm soát nhằm loại bỏ các cấu trúc đồ thị bất lợi [67].
- Cải tiến thuật toán giải mã lặp: Thay vì thay đổi mã, phương pháp này điều chỉnh hoạt động của bộ giải mã nhằm phát hiện và vượt qua trapping set, giúp thuật toán không bị hội tụ sai trong quá trình giải mã. Các biến thể thuật toán giải mã cải tiến đã được đề xuất nhằm đạt hiệu quả tốt hơn trong vùng sàn lỗi [61].

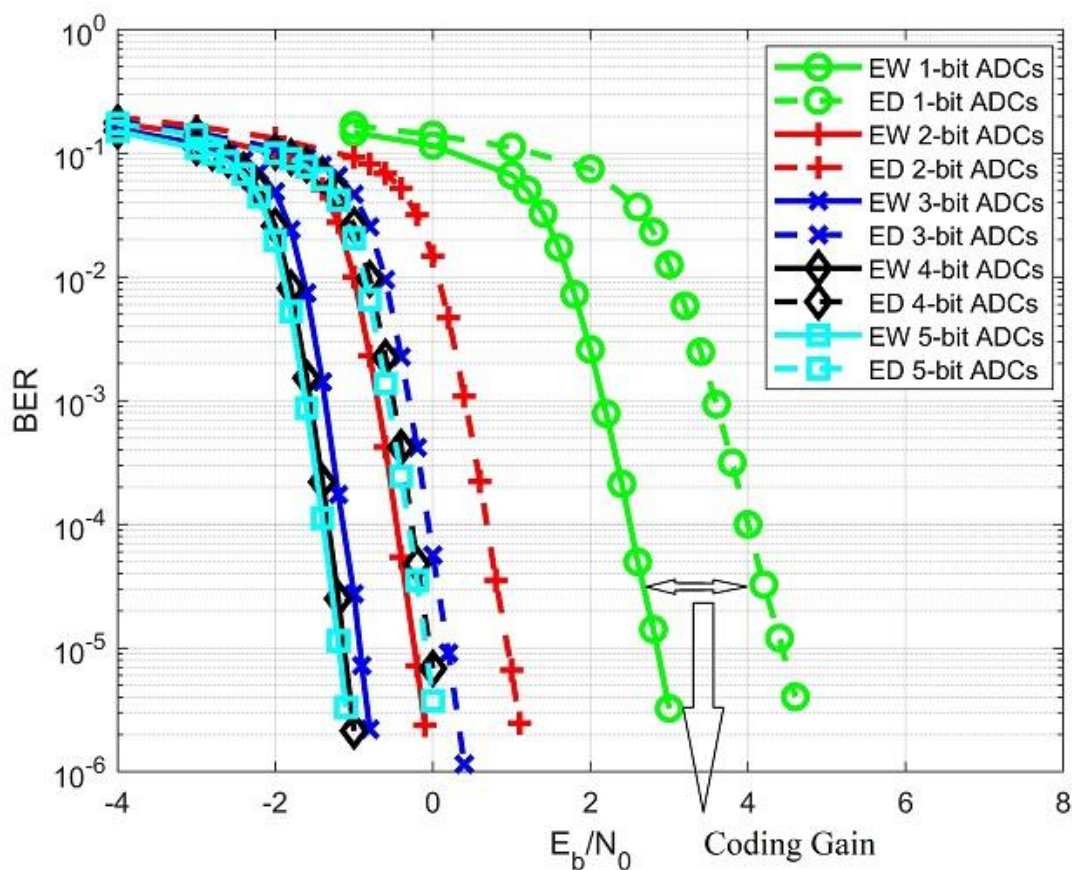
Cả hai chiến lược đều nhằm mục tiêu giảm đáng kể BER ở vùng sàn lỗi, từ đó nâng cao độ tin cậy của hệ thống trong các ứng dụng thực tiễn yêu cầu hiệu năng cao.

### **1.3.3. Phân tích kết quả hiệu năng của mã P-LDPC**

Để đánh giá hiệu quả của mã P-LDPC, các nghiên cứu thường so sánh SNR cần thiết để đạt được một ngưỡng xác suất lỗi nhất định. Một mã P-LDPC được coi là tối ưu hơn

khi nó đạt được cùng mức lỗi với SNR thấp hơn. Phần chênh lệch về SNR giữa các phương án mã hóa, thường đo bằng đơn vị dB, được gọi là độ lợi mã hóa. Hiểu một cách khác, độ lợi mã hóa phản ánh mức tiết kiệm công suất tín hiệu đối với cùng mức nhiễu, hoặc khả năng chịu nhiễu cao hơn với cùng mức công suất tín hiệu, từ đó thể hiện hiệu quả năng lượng của hệ thống mã hóa.

Trong luận án, tỷ lệ lỗi bit (Bit Error Rate – BER) được chọn làm tham số chỉ tiêu đánh giá chính cho hiệu năng hệ thống, bởi đây là tham số phản ánh trực tiếp khả năng phục hồi thông tin chính xác tại bộ thu sau quá trình truyền qua kênh chịu nhiễu và lượng tử hóa. Việc sử dụng BER cho phép đánh giá toàn diện sự tác động của các yếu tố vật lý, bao gồm độ phân giải ADC, cấu trúc mã P-LDPC, sơ đồ điều chế xếp chồng, và số lượng ăng-ten, đến độ tin cậy của hệ thống truyền thông.



Hình 1.6. Đánh giá hiệu năng dựa trên độ lợi mã hóa đạt được

Hình 1.6 trình bày một phần kết quả thu được trong nghiên cứu của luận án, thể hiện độ lợi mã hóa thông qua đường cong BER theo SNR đối với mã P-LDPC có tỷ lệ mã

$R = 1/2$ . Trong các mô phỏng đánh giá hiệu năng, để đảm bảo tính chính xác và độ tin cậy thống kê, số khung lỗi thu được cần đạt tối thiểu 100. Điều này đồng nghĩa với việc nếu mục tiêu BER là  $BER = 10^{-5}$  thì tổng số khung cần mô phỏng phải đạt đến:  $F_s = 10^7$ . Từ kết quả thể hiện trên Hình 1.6 có thể nhận thấy mức cải thiện khoảng 1,2 dB về độ lợi mã hóa khi so sánh giữa hai cấu hình: đường biểu diễn bằng nét liền với ký hiệu hình tròn (ứng với trường hợp sử dụng ADC 1 bit và trọng số bằng nhau) cho thấy hiệu năng vượt trội so với đường đứt nét có ký hiệu hình tròn (trường hợp khoảng cách đều với ADC 1 bit).

Xét trên phương diện ứng dụng, các kết quả BER thu được trong nghiên cứu đóng vai trò như một cơ sở tham chiếu quan trọng giúp xác định độ phân giải ADC tối ưu tại phía thu, đặc biệt trong bối cảnh các hệ thống truyền thông thế hệ mới phải cân bằng giữa hiệu năng và mức tiêu thụ năng lượng. Những mô hình phân tích và dữ liệu mô phỏng được trình bày không chỉ mang ý nghĩa về mặt lý thuyết, mà còn có thể được vận dụng trong thực tiễn để hỗ trợ quá trình thiết kế, tối ưu cấu hình và triển khai các hệ thống mạng không dây có yêu cầu cao về hiệu quả năng lượng và độ tin cậy. Nhờ vậy, các kết quả của luận án góp phần tạo ra cơ sở khoa học vững chắc cho việc xây dựng các giải pháp phù hợp cho mạng 5G/6G trong tương lai.

#### **1.4. Phương pháp điều chế bậc cao**

Điều chế bậc cao là một kỹ thuật trong truyền thông số, trong đó mỗi ký hiệu điều chế đại diện cho nhiều bit dữ liệu hơn so với các sơ đồ điều chế bậc thấp như BPSK hoặc QPSK. Các sơ đồ điều chế bậc cao phổ biến bao gồm 16-QAM, 64-QAM và 256-QAM, giúp tăng hiệu năng sử dụng băng thông bằng cách truyền nhiều thông tin hơn trong cùng một khoảng thời gian. Tuy nhiên, điều chế bậc cao thường yêu cầu tín hiệu truyền có SNR cao hơn để đảm bảo độ chính xác.

Trong các hệ thống MIMO, điều chế bậc cao kết hợp với các kỹ thuật ghép kênh không gian giúp tăng mạnh tốc độ truyền dữ liệu tổng thể của hệ thống, mà không cần mở rộng thêm băng thông. Điều này đặc biệt hữu ích trong các ứng dụng như 5G, truyền video độ phân giải cao, và các dịch vụ yêu cầu băng thông lớn. Sự kết hợp giữa MIMO và điều chế bậc cao là một yếu tố then chốt trong việc nâng cao hiệu năng phổ và đáp ứng nhu cầu ngày càng tăng về tốc độ trong các hệ thống thông tin hiện đại.

### 1.4.1. Bộ điều chế bậc cao dùng phương pháp điều chế xếp chồng

Điều chế xếp chồng tín hiệu (SM) là một sơ đồ điều chế không song ánh, trong đó nhiều ký hiệu nhị phân đối xứng được kết hợp tuyến tính với nhau thông qua các hệ số trọng số cụ thể. Quá trình này bao gồm việc chia dòng dữ liệu nhị phân thành nhiều luồng song song, ánh xạ mỗi bit thành một ký hiệu nhị phân đối xứng (+1 hoặc -1), áp dụng các hệ số trọng số có giá trị phức (thường là giá trị thực trong trường hợp tín hiệu một chiều), và tổng hợp các thành phần này để tạo ra một ký hiệu dữ liệu có giá trị phức duy nhất dùng cho quá trình truyền dẫn [28].

Các nghiên cứu trước đây đã chỉ ra nhiều lợi ích của điều chế xếp chồng tín hiệu. Một lợi ích quan trọng là khả năng tăng tốc độ dữ liệu. Chẳng hạn, một sơ đồ điều chế xếp chồng nhiều lớp (MLSM) dựa trên điều chế phổ trải bằng sóng quét tần độ dốc nhiều lớp (MSK-CSS) đã được đề xuất nhằm nâng cao tốc độ dữ liệu của phương pháp điều chế LoRa trong các ứng dụng truyền thông IoT. Bằng cách gán các hệ số điều chế (MFs) khác nhau cho từng lớp, nhiều thông tin có thể được truyền trong cùng một chu kỳ ký hiệu [29]. Bên cạnh đó, sơ đồ MLSM cũng cho phép điều chỉnh linh hoạt giữa tốc độ dữ liệu và hiệu năng BER, có thể tinh chỉnh bằng cách thay đổi số lượng lớp [29].

Một lợi thế then chốt khác của điều chế xếp chồng là khả năng tiệm cận dung lượng kênh trong môi trường nhiễu AWGN mà không cần sử dụng kỹ thuật tạo hình tín hiệu chủ động. Nhờ định lý giới hạn trung tâm, khi số lượng đủ lớn các ký hiệu ngẫu nhiên được chồng lên nhau, các thành phần vuông pha của tín hiệu sẽ tiệm cận phân bố Gauss, qua đó mang lại lợi ích tạo hình thụ động [28].

Ngoài ra, điều chế xếp chồng tín hiệu còn có thể hiệu quả hơn về mặt tiêu thụ năng lượng so với các sơ đồ điều chế song ánh truyền thống như điều chế số theo biên độ tín hiệu (ASK), khi cùng đạt một mức hiệu năng sử dụng băng thông tương đương, nhờ vào việc khoảng cách Euclid giữa các ký hiệu dữ liệu liền kề lớn hơn. Điều này giúp mang lại lợi ích nén tín hiệu, trong khi bộ thu có thể hoạt động với độ phức tạp thấp hơn. Chẳng hạn, khi sử dụng phương pháp tách sóng xác suất hậu nghiệm (APP), điều chế xếp chồng có thể được hiện thực hóa thông qua thuật toán Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv (BCJR), từ đó giảm độ phức tạp tính toán so với các sơ đồ ánh xạ song ánh. Tuy nhiên, độ phức tạp của bộ tách sóng xác suất hậu nghiệm tối đa đối với điều chế xếp chồng vẫn tăng theo hàm mũ

với tải bit, khiến cho các bộ tách sóng xấp xỉ như thuật toán di truyền thích nghi phân phối một phần (PDAGA) trở thành một lựa chọn hấp dẫn hơn [28], [30].

Một điều thú vị là điều chế xếp chồng tín hiệu có khả năng hỗ trợ tự nhiên cho truyền thông đa người dùng và truyền thông hợp tác, khiến nó trở thành lựa chọn phù hợp trong các kịch bản mà người dùng chồng dữ liệu riêng của mình với dữ liệu được chuyển tiếp từ các nút hợp tác, từ đó đạt được lợi ích về đa dạng kênh. Các kỹ thuật như mã hóa braid - một dạng mã LDPC tiên tiến, có cấu trúc đan chéo giúp lan truyền thông tin hiệu quả hơn trong giải mã lặp, tận dụng việc xếp chồng tín hiệu để thúc đẩy quá trình hợp tác tiến dần trong các hệ thống đa nguồn - đơn đích [28], [31]–[33]. Cụ thể, mã braid cho phép thiết lập mối liên kết chặt chẽ giữa các chuỗi mã của từng nguồn thông qua cấu trúc đan xen, trong đó mỗi nút không chỉ mã hóa dữ liệu riêng mà còn đóng vai trò hỗ trợ truyền thông tin phụ liên quan đến các nguồn khác. Khi được tích hợp với kỹ thuật điều chế xếp chồng tín hiệu, các nguồn có thể chồng lớp dữ liệu cá nhân cùng thông tin hỗ trợ (mã hóa braid) trong cùng một tín hiệu phát. Quá trình giải mã tại đích được thực hiện theo cơ chế lặp, dựa trên mối tương quan giữa các lớp tín hiệu và cấu trúc braid, từ đó cho phép khôi phục thông tin một cách hiệu quả ngay cả khi tín hiệu đến không đầy đủ.

Phương pháp này giúp giảm độ phức tạp xử lý, hạn chế trễ truyền, đồng thời nâng cao xác suất giải mã thành công trong các điều kiện kênh bất lợi. Qua đó, mã hóa braid kết hợp điều chế xếp chồng tín hiệu được chứng minh là một giải pháp tiềm năng trong việc tối ưu hóa hiệu năng hệ thống hợp tác đa nguồn - đơn đích, đặc biệt trong các mạng không dây thế hệ mới. Khi được kết hợp với các kỹ thuật mã hóa kênh như LDPC hoặc mã turbo, cùng với quy trình thu nhận lặp, điều chế xếp chồng có thể mang lại cải thiện đáng kể về hiệu năng. Đặc biệt, mã lặp - vốn được xem là không tối ưu trong các kênh Gauss - có thể trở nên có lợi trong sử dụng điều chế xếp chồng, vì chúng giúp giải quyết sự mơ hồ bị gây ra bởi ánh xạ không song ánh [28], [29], [34]. Đáng chú ý, Yang và cộng sự [48] đã nghiên cứu thuật toán PEXIT kết hợp để thiết kế mã P-LDPC dưới sơ đồ điều chế chỉ số có tạo hình cho hệ thống sử dụng moment động lượng quỹ đạo (OAM). Tuy nhiên, công trình của họ sử dụng cách tiếp cận khác để thiết kế khôi tách sóng tín hiệu, thay vì phương pháp khử giao thoa dựa trên đồ thị được trình bày trong luận án này.

#### 1.4.2. Nguyên lý của điều chế xếp chồng

Điều chế xếp chồng tín hiệu là một kỹ thuật điều chế phi song ánh, trong đó nhiều chuỗi dữ liệu nhị phân được ánh xạ thành các ký hiệu điều chế thông qua quá trình cộng tuyến tính với các hệ số trọng số xác định [71]. Để minh họa nguyên lý hoạt động, giả sử có hai chuỗi ngẫu nhiên độc lập với các phần tử thuộc tập  $\{+1, -1\}$ , chẳng hạn chuỗi thứ nhất là  $[+1, -1, +1, -1]$  và chuỗi thứ hai là  $[+1, -1, -1, +1]$ . Mỗi chuỗi như vậy được coi là một lớp dữ liệu. Khi hai chuỗi được kết hợp với trọng số bằng nhau (ví dụ, trọng số bằng 1), ta thu được chuỗi tổng là  $[+2, -2, 0, 0]$ . Với giá trị nhận được là  $\pm 2$ , quá trình ánh xạ từ bit đến ký hiệu có thể được đảo ngược một cách rõ ràng và duy nhất. Tuy nhiên, đối với giá trị đầu ra là 0, quá trình tách sóng trở nên không xác định, vì không thể phân biệt được giữa hai tổ hợp  $+1 -1$  và  $-1 +1$ . Điều này minh chứng rằng, khi sử dụng các trọng số thực bằng nhau, sơ đồ SM không còn đảm bảo tính song ánh giữa tập hợp bit đầu vào và tập hợp điểm tín hiệu đầu ra. Trong ví dụ cụ thể trên, với  $N = 2$  bit đầu vào, chỉ thu được  $M = 3$  điểm tín hiệu khác nhau tại đầu ra, thay vì  $2^N = 4$  điểm như các sơ đồ điều chế truyền thống. Do đó, xét về khả năng tách sóng chính xác, việc sử dụng sơ đồ phi song ánh tiềm ẩn nguy cơ gây mơ hồ khi giải mã, trừ phi có cơ chế hỗ trợ bổ sung. Để khắc phục vấn đề trên, có thể sử dụng các phương pháp như phân bố công suất không đồng đều, điều khiển pha, hoặc kết hợp với mã hóa kênh dư thừa để hỗ trợ khôi phục chính xác các bit dữ liệu. Trong quá trình tách sóng tín hiệu, bất kỳ lớp dữ liệu nào khác được truyền trong cùng khe thời gian sẽ đóng vai trò như nhiễu giao thoa nội tại, ảnh hưởng đến việc tách sóng đang xét.

Tuy nhiên, từ góc độ hiệu quả năng lượng, các trường hợp tín hiệu đầu ra bằng 0 lại mang lại lợi ích đáng kể, vì không yêu cầu phát năng lượng. Hơn nữa, một hệ quả rõ ràng của việc giảm số lượng điểm tín hiệu  $M < 2^N$  là khoảng cách Euclid giữa các điểm chòm sao điều chế có thể tăng lên, giúp cải thiện khả năng chống nhiễu trong một số trường hợp nhất định.

Cần lưu ý rằng phương pháp điều chế này có thể được mở rộng dễ dàng bằng cách xếp chồng nhiều hơn hai lớp dữ liệu, gọi là bit-loading, nhằm tăng thông lượng hệ thống. Tuy nhiên, khi số lượng lớp tăng lên, mức độ phức tạp trong quá trình tách sóng tại bộ thu cũng tăng theo, do số lượng các tổ hợp tín hiệu xếp chồng tăng nhanh chóng dẫn đến sự sai lệch kết quả. Do đó, trong các hệ thống sử dụng SM đa lớp, cần thiết kế các thuật toán tách

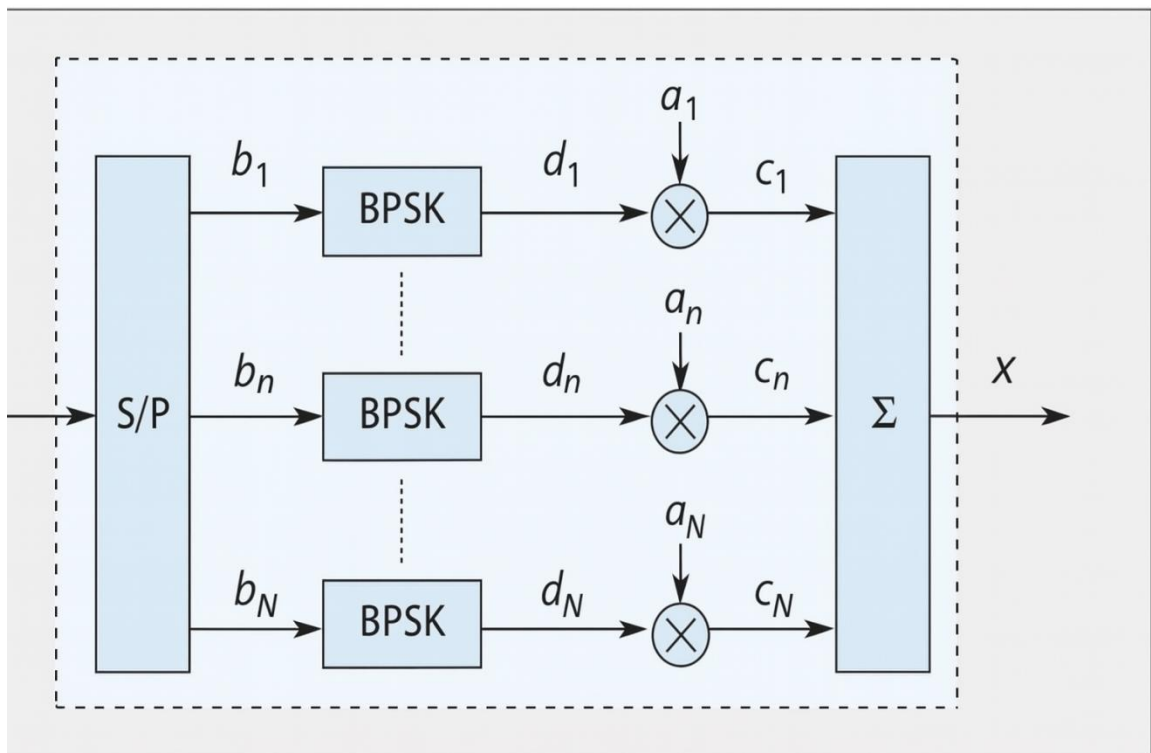
sóng hiệu quả và có khả năng khử nhiễu tốt để duy trì hiệu năng giải mã trong khi vẫn đảm bảo mức độ phức tạp phù hợp.

### 1.4.3. Tính chất của điều chế xếp chồng

Dựa trên những nhận xét sơ bộ ở trên, luận án có thể định nghĩa một cách chính thức điều chế xếp chồng tín hiệu bằng cách sử dụng ký hiệu phức ở dải tần cơ sở [6, 10]. Như được minh họa trong Hình 1.7, một luồng dữ liệu nhị phân ban đầu được chia thành  $N$  luồng dữ liệu nhị phân song song. Gọi  $b_n \in \{0,1\}$  là bit thông tin thứ  $n$  tại một thời điểm cụ thể, với  $1 \leq n \leq N$ . Tất cả các bit  $b_n$  được ánh xạ sang các ký hiệu nhị phân đối xứng  $d_n \in \{+1, -1\}$ . Sau đó, các ký hiệu  $d_n$  được nhân với một tập hợp các hệ số trọng số phức  $a_n \in \mathbb{C}$  để tạo ra  $N$  tín hiệu song song  $c_n$ .

Việc gán trọng số này tương ứng với phân bổ công suất và pha, và đóng vai trò then chốt trong hiệu năng của sơ đồ SM. Cuối cùng, một ký hiệu dữ liệu có giá trị phức duy nhất  $x \in \mathbb{C}$  được tạo ra tại mỗi khe thời gian thông qua phép cộng tuyến tính:

$$x = \sum_{n=1}^N c_n = \sum_{n=1}^N a_n \cdot d_n = \sum_{n=1}^N a_n \cdot (1 - 2b_n) \quad (1.10)$$



Hình 1.7. Sơ đồ khối của bộ điều chế xếp chồng

Việc chuẩn hóa công suất thường được giả định sao cho năng lượng trung bình của một ký hiệu là bằng 1. Cần lưu ý rằng, các lớp nhị phân không gây ra giới hạn nào, bởi vì điều chế bậc cao hơn có thể được đạt được bằng cách phân bổ công suất và pha thích hợp cùng với việc lựa chọn số lớp  $N$

Trước khi đi vào chi tiết về phân bổ công suất và pha, cần lưu ý rằng điều chế xếp chồng tín hiệu là thành phần cốt lõi trong nhiều kỹ thuật liên quan như ghép kênh phân chia xen kẽ [68, 69] và mã hóa đa tầng. Trong ghép kênh phân chia theo chỉ số (IDM), quá trình mã hóa được thực hiện riêng biệt theo từng lớp (mỗi lớp sử dụng một bộ mã hóa), sau đó áp dụng các bộ hoán vị khác nhau cho từng lớp. Tiếp theo, quá trình điều chế xếp chồng tín hiệu có trọng số được thực hiện, và đó chính là điều chế SM. Là một phần lõi trong các hệ thống phức hợp, SM có thể được tích hợp với nhiều sơ đồ mã hóa khác nhau. Đáng chú ý là sự kết hợp giữa SM với mã hóa xen kẽ theo bit (BICM), trong đó chỉ sử dụng một bộ mã hóa và một bộ hoán vị trước khi chuyển đổi nối tiếp-song song. Trong kiến trúc này, SM thay thế cho các sơ đồ ánh xạ truyền thống như ASK, QAM, và PSK [70].

Liên quan đến phân bổ pha, trong hướng dẫn này, luận án chỉ tập trung vào tín hiệu một chiều, tức là các hệ số trọng số  $a_n \in \mathbb{R}$  với mọi  $n \in \{1, \dots, N\}$ ). Hiệu năng băng thông có thể được tăng gấp đôi một cách dễ dàng bằng cách áp dụng SM độc lập trên cả hai thành phần trực giao (tức là trực thực và trực ảo). Tuy nhiên, một số tính chất toán học hấp dẫn chỉ được duy trì khi sử dụng tổ hợp có giá trị thực. Việc phân bổ pha thường gây phức tạp không cần thiết.

Với SM trong một chiều tín hiệu, hiệu năng chỉ phụ thuộc vào cách phân bổ công suất hay chính là trọng số  $a_n$ . Hai kiểu phân bổ công suất sẽ được phân tích trong phần tiếp theo gồm:

- Phân bổ công suất khoảng cách bằng nhau
- Phân bổ công suất trọng số bằng nhau

Việc kết hợp giữa điều chế xếp chồng ở trường hợp điều chế bậc cao và mã hóa kênh hứa hẹn sẽ cho thấy kết quả rất tốt về hiệu năng và vẫn đảm bảo giảm thiểu được sự phức tạp trong tính toán, từ đó nâng cao chất lượng đường truyền cũng như độ bền của thiết bị.

## 1.5. Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước

Ngày nay, việc kết hợp mã LDPC với hệ thống MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp đang thu hút nhiều sự quan tâm trong cộng đồng nghiên cứu truyền thông không dây [72], [75], [83]. Trên thế giới, các nghiên cứu đã tập trung vào thiết kế bộ thu hiệu quả, tách sóng tín hiệu mềm, cũng như chiến lược JDD [37], [72], [96], [97], [99] nhằm cải thiện hiệu năng BER trong điều kiện lượng tử hóa thô. Bên cạnh đó, các kiến trúc Mixed-ADC [73], [88], [72] và sử dụng điều chế bậc cao kết hợp kỹ thuật điều chế xếp chồng cũng được khai thác nhằm cân bằng giữa độ phức tạp, tiêu thụ năng lượng và độ tin cậy hệ thống. Ở Việt Nam, một số công trình gần đây bước đầu nghiên cứu mã hóa LDPC ứng dụng trong hệ thống MIMO lượng tử hóa thấp [28], [102-106] song còn thiếu các phân tích kết hợp toàn diện giữa tách sóng tín hiệu, giải mã và mô hình lượng tử hóa. Do đó, việc nghiên cứu sâu hơn về hiệu năng của mã LDPC trong bối cảnh MIMO với ADC có độ phân giải thấp là cần thiết, đặc biệt trong xu thế phát triển mạng không dây mạnh mẽ như hiện nay.

### 1.5.1. Các nghiên cứu ngoài nước

Trong những năm gần đây, các hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp đã thu hút sự quan tâm lớn từ cộng đồng nghiên cứu nhờ khả năng tiết kiệm năng lượng và chi phí phần cứng trong các mạng không dây thế hệ mới như 5G và 6G. Tuy nhiên, việc lượng tử hóa thô gây méo tín hiệu đáng kể, đặt ra thách thức trong thiết kế bộ thu có hiệu năng cao và độ phức tạp thấp. Trong bối cảnh đó, nhiều công trình đã tập trung nghiên cứu hiệu năng và đề xuất các kỹ thuật xử lý tín hiệu phù hợp. Cụ thể, tác giả B. Zhao và cộng sự [72] đã đề xuất sử dụng kỹ thuật kết hợp đồng mức khuếch đại (EGC) nhằm đơn giản hóa bộ thu uplink LS-MIMO với ADC độ phân giải thấp trên kênh Rice, mang lại giải pháp tiết kiệm năng lượng với hiệu năng phổ khả thi. Trong khi đó, tác giả T. Younas và cộng sự [75] đã phân tích hiệu năng phổ và năng lượng của các thuật toán ZF và RZF dưới mô hình AQNM, chỉ ra rằng thuật toán RZF đạt hiệu năng vượt trội trong điều kiện lượng tử hóa sử dụng ADC độ phân giải thấp. Từ góc nhìn lý thuyết, T. Liu và cộng sự [85] đã sử dụng mô hình AQNM kết hợp lý thuyết ma trận ngẫu nhiên để đánh giá vai trò của độ phân giải ADC và số lượng ăng-ten trong hệ thống LS-MIMO với fading Rician. Kết quả chỉ ra rằng ADC 3-bit cùng bộ thu ZF có thể đạt hiệu năng gần tối ưu với

mức tiêu thụ năng lượng thấp. Gần đây hơn, Y. Xiong và cộng sự [87] đã mở rộng nghiên cứu sang mô hình Cell-Free LS-MIMO, kết hợp giải mã suy giảm theo mờ dần quy mô lớn (LSFD) và tổ hợp lỗi bình phương trung bình tối thiểu (MMSE), đồng thời đề xuất chiến lược phân bổ độ phân giải ADC tối ưu giữa các trạm truy cập. Các nghiên cứu trên đều có điểm chung là hướng tới tối ưu hóa hiệu năng hệ thống LS-MIMO sử dụng phần cứng lượng tử hóa thấp, thông qua thiết kế các thuật toán tổ hợp tín hiệu và chiến lược phân bổ tài nguyên phù hợp, nhằm đáp ứng đồng thời các yêu cầu về hiệu năng, độ phức tạp và chi phí trong các hệ thống không dây thế hệ tiếp theo.

Có liên quan đến việc thiết kế bộ thu và tách sóng tín hiệu trong hệ thống MIMO sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp, đặc biệt là ADC 1-bit, nhiều công trình nghiên cứu gần đây đã tập trung đề xuất các kiến trúc thu mới nhằm cân bằng giữa hiệu năng hệ thống và chi phí phần cứng. Cụ thể, A. Khalili và cộng sự [76] đã giới thiệu hai kiến trúc Hybrid mới là Blockwise và Adaptive-threshold dành cho hệ thống MIMO với ADC 1-bit, hướng tới tối ưu dung lượng kênh trong điều kiện số lượng ADC giới hạn. Các kết quả mô phỏng cho thấy hiệu năng đạt gần mức tối ưu ở vùng SNR cao, khẳng định tiềm năng triển khai thực tế cho các mạng mmWave và LS-MIMO tiết kiệm năng lượng.

Cùng hướng nghiên cứu này, X. Bai và cộng sự [81] đã phân tích hiệu năng đường lên của hệ thống Cell-Free LS-MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp và bộ thu ZF. Thông qua mô hình AQNM, nhóm tác giả đánh giá được tác động của lượng tử hóa đến chỉ số tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cộng với nhiễu (SINR) và tốc độ đạt được, từ đó chỉ ra rằng hệ thống vẫn duy trì hiệu năng truyền dẫn ổn định nếu cấu hình ADC được lựa chọn phù hợp. Bên cạnh đó, A. Radbord và các cộng sự [93] đã đề xuất bộ thu tuyến tính tối thiểu hóa trung bình độ phân tán (LMMD) cùng phương pháp tách sóng kết hợp, giúp tận dụng hiệu quả thông tin “ước lượng mềm” từ tín hiệu kết hợp trong hệ thống LS-MIMO sử dụng ADC 1-bit.

Trong bối cảnh các hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp để giảm thiểu chi phí và tiêu thụ năng lượng, nhiều công trình nghiên cứu gần đây đã tập trung khai thác các kỹ thuật nhằm duy trì hiệu năng hệ thống trong khi vẫn đảm bảo tiết kiệm phần cứng. Cụ thể, P. Dong và cộng sự [83] đã đề xuất một kiến trúc relay hai chặng cho hệ thống LS-MIMO đường lên đa người dùng, kết hợp kỹ thuật khuếch đại và truyền tiếp

(AF) với bộ thu MRC tại trạm chuyên tiếp. Kết quả cho thấy hệ thống vẫn đạt hiệu suất phổ cao và hiệu quả năng lượng vượt trội, đặc biệt khi số lượng ăng-ten tăng, dù sử dụng ADC độ phân giải thấp.

Tiếp nối hướng tiếp cận trên, Y. Guan và cộng sự [86] đã nghiên cứu khả năng ước lượng vị trí trong hệ thống LS-MIMO uplink sử dụng ADC vài bit. Nhóm tác giả đề xuất chuyển tín hiệu sang miền góc ảo và áp dụng mô hình AQNM để phân tích tác động của nhiễu lượng tử hóa, từ đó phát triển hai thuật toán hiệu chỉnh hướng đến (DOA) và CSI giúp giảm đáng kể sai số định vị. Kết quả đạt được cho thấy tiềm năng lớn trong việc ứng dụng các hệ thống định vị tiết kiệm năng lượng trong IoT và truyền thông di động.

Trong khi đó, Y. Xiong và cộng sự [91] đã tập trung vào bài toán kết hợp ước lượng kênh và tách sóng dữ liệu cho hệ thống LS-MIMO có hỗ trợ bề mặt thông minh phản xạ (RIS), dưới điều kiện sử dụng ADC độ phân giải thấp. Nghiên cứu đã phát triển các thuật toán dựa trên phương pháp Bayes xấp xỉ nhằm hạn chế sai lệch tín hiệu do lượng tử hóa thô. Kết quả thực nghiệm cho thấy giải pháp đề xuất không chỉ nâng cao độ chính xác truyền thông mà còn phù hợp với kiến trúc truyền thông hiện đại hướng tới mạng 5G/6G.

Liên quan đến các giới hạn lý thuyết, cụ thể là tốc độ tổng có thể đạt được trong các hệ thống MIMO nhiều người dùng (MU-MIMO) sử dụng lượng tử hóa thô, Fan và cộng sự [35] đã đưa ra một công thức xấp xỉ dạng đóng mô tả đồng thời hiện tượng fading quy mô lớn và quy mô nhỏ. Phù hợp với các nhận định trong [119], phân tích của họ cho thấy rằng việc tăng số lượng ăng-ten thu có thể giúp giảm thiểu tổn thất về tốc độ do ADC độ phân giải thấp gây ra. Họ cũng xem xét đến hiệu năng năng lượng, được định nghĩa là bao gồm cả công suất phát và tổn hao năng lượng do các bộ chuyển đổi ADC gây ra tại mảng ăng-ten [121], và chỉ ra rằng kiến trúc sử dụng ADC 1-bit và 2-bit đạt được hiệu năng năng lượng tối ưu nhất. Gần đây hơn, Dang và cộng sự [5] đã cung cấp các công thức rõ ràng để xác định ngưỡng cắt tối ưu cho ADC độ phân giải thấp, qua đó cải thiện tốc độ tổng đường lên trong các hệ thống MU-MIMO.

Mở rộng hơn nữa mô hình đầu ra mềm, Nguyen và cộng sự [37] đã nghiên cứu các hệ thống LS-MIMO có mã hóa, sử dụng ADC vài bit cùng với mã P-LDPC, triển khai phương pháp tách sóng và giải mã kết hợp với kỹ thuật khử nhiễu giao thoa song song tại bộ thu. Phân tích của họ cho thấy rằng việc tăng số lượng ăng-ten thu có thể bù đắp hiệu

quả cho tổn thất độ phân giải của các bộ chuyển đổi, và cấu hình sử dụng ADC 4-bit có thể tiết kiệm hiệu năng của các hệ thống sử dụng ADC độ phân giải cao trong nhiều kịch bản LS-MIMO khác nhau.

Liu và cộng sự [115] đã nghiên cứu cách mà các chiến lược tách sóng tín hiệu ảnh hưởng đến hiệu năng năng lượng của các bộ thu LS-MIMO được trang bị ADC độ phân giải thấp. Phân tích của họ tập trung vào phương pháp tách sóng truyền thống ZF và biến thể cải tiến của nó là ZF kết hợp với triệt tiêu nhiễu kế tiếp. Với giả định rằng tất cả người dùng đều có cùng tốc độ mục tiêu, họ đã xây dựng các quy tắc phân bổ công suất dạng đóng nhằm tối đa hóa hiệu năng năng lượng. Trong một nghiên cứu bổ sung, Dai và cộng sự [116] đã đánh giá các tốc độ có thể đạt được của các liên kết LS-MIMO song công hoàn toàn với cả đường lên và đường xuống, trong điều kiện lượng tử hóa độ phân giải thấp. Kết quả của họ cho thấy rằng việc áp dụng các quy tắc điều chỉnh công suất hợp lý cùng với việc mở rộng mảng ăng-ten tại trạm gốc có thể hiệu quả trong việc triệt tiêu nhiễu. Ngược lại, chỉ đơn thuần tăng độ phân giải của bộ chuyển đổi mang lại mức tăng thông lượng không đáng kể, trong khi chi phí và tiêu thụ năng lượng tăng lên một cách không tương xứng. Tổng thể, các tách sóng này củng cố kết luận rằng kiến trúc sử dụng ADC độ phân giải thấp là một lựa chọn thực tiễn và hấp dẫn cho các hệ thống LS-MIMO tiết kiệm năng lượng.

Nhóm nghiên cứu A. Shrivastava [84] và cộng sự đã công bố một công trình nghiên cứu áp dụng học sâu cho bài toán tách sóng tín hiệu trong hệ thống MIMO sử dụng ADC một bit. Nghiên cứu đề xuất kiến trúc Auto encoder end-to-end nhằm tối ưu đồng thời bộ phát và bộ thu dưới điều kiện lượng tử hóa thô, giúp khắc phục méo tín hiệu do ADC 1-bit gây ra. Kết quả cho thấy phương pháp học sâu này đạt hiệu năng vượt trội so với các kỹ thuật tách sóng tuyến tính truyền thống, mở ra hướng tiếp cận mới trong thiết kế bộ thu MIMO thông minh và thích nghi với giới hạn phần cứng.

Công trình nghiên cứu về sơ đồ điều chế vi sai trong hệ thống LS-MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp của D.-R. Emenonye [89] tập trung phát triển các bộ thu ML và giảm độ phức tạp để giải mã thông tin pha và biên độ mà không cần ước lượng kênh. Nhóm tác giả đề xuất giải pháp kết hợp định lý Bussgang, định lý giới hạn trung tâm và thiết kế ADC 1-bit với cấp lượng tử biến thiên (VQL), cho thấy hiệu năng BER cải thiện

đáng kể trong điều kiện thực tế. Nghiên cứu mở ra hướng tiếp cận hiệu quả cho thiết kế bộ thu trong hệ thống LS-MIMO tiết kiệm năng lượng.

Liên quan đến hướng nghiên cứu về kỹ thuật mã hóa xếp chồng tín hiệu (SPC) nhằm tối ưu hiệu năng truyền thông trong các hệ thống MIMO thế hệ mới, nhiều công trình gần đây đã đưa ra những giải pháp thiết kế và mã hóa đầy tiềm năng. Cụ thể, L. Liu và cộng sự [77] đã triển khai cơ chế SPC trong hệ thống Cell-Free LS-MIMO để đồng thời hỗ trợ hai dịch vụ có yêu cầu khác nhau là eMBB và URLLC. Nghiên cứu này tập trung tối ưu hóa phân bố công suất và thuật toán beamforming thích nghi, nhằm cân bằng hiệu năng phổ và độ tin cậy. Kết quả cho thấy SPC mang lại hiệu quả vượt trội, mở ra hướng ứng dụng SPC trong mạng 6G phức hợp. Song song đó, J. Fang và cộng sự [79] đã hướng đến một giải pháp mã hóa cụ thể cho MIMO bằng cách phát triển cấu trúc mã Globally-Coupled LDPC (GC-LDPC) sử dụng kỹ thuật xếp chồng tín hiệu. Phương pháp mã hóa này cho phép tăng đáng kể thông lượng mà vẫn duy trì độ tin cậy cao và độ phức tạp giải mã thấp. Kết quả thực nghiệm chỉ ra rằng mã GC-LDPC đạt hiệu năng gần mức giới hạn Shannon, phù hợp với yêu cầu truyền dữ liệu tốc độ cao trong các hệ thống truyền thông hiện đại.

Trước đó, I. Krikidis và S. T. John [78] đã nghiên cứu áp dụng SPC trong hệ thống MIMO hai chiều qua relay, đặc biệt dưới điều kiện có sai số trong ước lượng kênh (CSI). Nhóm tác giả đề xuất mô hình lựa chọn relay tối ưu theo tiêu chí max-min nhằm đảm bảo độ đa dạng và hiệu năng hệ thống, kể cả khi sử dụng điều chế cơ bản trong môi trường kênh không lý tưởng. Công trình này đặt nền móng cho việc áp dụng SPC vào các hệ thống MIMO thực tế có CSI không hoàn hảo. Nhóm tác giả H. Xu [100] và B. Bai đã công bố một phương pháp xây dựng mã LDPC QAM dựa trên kỹ thuật xếp chồng từ mã nhị phân quasi-cyclic, với mục tiêu đồng thời tối ưu chu vi và số chu trình ngắn nhất trong đồ thị Tanner. Nghiên cứu đề xuất thuật toán lựa chọn phân tử trường  $GF(q)$  nhằm giảm lỗi sàn và nâng cao hiệu năng giải mã lặp. Kết quả cho thấy các mã QAM xây dựng theo phương pháp này có hiệu năng sửa lỗi vượt trội, phù hợp với các hệ thống truyền thông yêu cầu độ tin cậy cao.

Một hướng nghiên cứu mở rộng mã LDPC trong chuẩn 5G bằng cách áp dụng kỹ thuật xếp chồng một phần tín hiệu để xây dựng mã Spatially Coupled LDPC (SC-LDPC) đã được tác giả J. Yang [101] cùng các cộng sự đã công bố vào năm 2025. Phương pháp

này giúp cải thiện ngưỡng giải mã và hiệu năng BER mà vẫn giữ nguyên cấu trúc tương thích với mã LDPC-NR gốc. Kết quả mô phỏng và phân tích EXIT chart cho thấy SC-LDPC đạt hiệu năng vượt trội với độ phức tạp không đổi, mở ra tiềm năng ứng dụng trong các hệ thống truyền thông trong tương lai. Các nghiên cứu trên cho thấy kỹ thuật điều chế xếp chồng tín hiệu không chỉ hữu ích trong việc chia sẻ tài nguyên giữa các dịch vụ có yêu cầu khác nhau (như eMBB/URLLC), mà còn đóng vai trò quan trọng trong thiết kế bộ mã hiệu quả và kiến trúc hệ thống MIMO hoạt động tốt dưới các điều kiện kênh và phần cứng không lý tưởng—hướng tới hiện thực hóa hiệu năng cực hạn trong mạng 5G/6G.

Những năm gần đây, hướng nghiên cứu kết hợp hệ thống MIMO và mã LDPC cũng có nhiều kết quả rất tốt, nhiều công trình đã tập trung phát triển các giải pháp nhằm tối ưu hiệu năng truyền thông, độ tin cậy và chi phí tính toán cho các mạng không dây thế hệ mới. Cụ thể, A. S. Mubarak và cộng sự [80] đã đề xuất một kiến trúc MIMO sử dụng điều chế với biên độ không đổi (Constant-envelope) kết hợp ADC 1-bit và mã LDPC, hướng đến giảm tiêu thụ năng lượng và tăng hiệu năng BER trong điều kiện SNR thấp. Trong khi đó, loạt công trình của H. J. Park và J. W. Lee từ năm 2022 đến 2023 [96], [97], [99] đã tập trung phát triển phương pháp (JDD) có độ phức tạp thấp trong hệ thống LS-MIMO đa người dùng mã hóa LDPC. Nhóm tác giả sử dụng các công cụ như EXIT chart ba chiều, đồ thị nhân tố, và các thuật toán BP xấp xỉ Gauss (FG-GAI BP) hoặc MMSE-PIC, để tối ưu hóa đồng thời cấu trúc mã và chiến lược giải mã. Các thiết kế này đều đạt hiệu năng BER vượt trội và tốc độ hội tụ nhanh, phù hợp với điều kiện tính toán hạn chế trong thực tế. Ngoài ra, nghiên cứu của D. Benzid và M. Kadoch [98] cùng các cộng sự đã mở rộng ứng dụng của mã LDPC vào lĩnh vực bảo mật vật lý, khi kết hợp với kiến trúc Ultra-LS-MIMO và sử dụng mã Raptor (dựa trên LDPC đục lỗ) trong mô hình nghe lén. Kết quả cho thấy hệ thống vừa đảm bảo độ tin cậy truyền dẫn cho người dùng hợp pháp, vừa tăng khả năng chống nghe lén hiệu quả—một hướng đi thiết thực cho truyền thông an toàn trong mạng 6G.

Trong những năm gần đây, kiến trúc Mixed-ADC (kết hợp giữa các bộ ADC độ phân giải cao và thấp) ngày càng thu hút sự quan tâm trong nghiên cứu hệ thống LS-MIMO, nhờ khả năng cân bằng giữa hiệu năng truyền thông và tiêu thụ năng lượng. Nhiều công trình tiêu biểu đã được công bố để khai thác tiềm năng của kiến trúc này. Cụ thể, B. Shi và cộng sự [73] đã phân tích ảnh hưởng của Mixed-ADC đến độ chính xác DOA trong hệ

thống LS-MIMO, sử dụng mô hình CRLB và thuật toán Root-MUSIC. Kết quả cho thấy Mixed-ADC vẫn đảm bảo hiệu năng định hướng tốt với mức tiêu thụ năng lượng thấp. Z. Zhen và cộng sự [88] tiếp tục phát triển hướng nghiên cứu này bằng cách tối ưu phân bổ số bit lượng tử hóa trên từng ăng-ten, nhằm cải thiện đồng thời hiệu năng phổ và hiệu quả năng lượng trong kênh Rician. Trong khi đó, H. Gao và cộng sự [90] đề xuất thuật toán JBQA phối hợp giữa thiết kế beamforming và điều chỉnh độ phân giải ADC, đạt hiệu năng vượt trội trong hệ thống mmWave.

Một khối lượng lớn các công trình nghiên cứu đã xem xét ảnh hưởng của lượng tử hóa thô và các lỗi phân cứng đến hiệu năng hệ thống [64], [117], [119-120]. Nguyen và cộng sự đã đề xuất các phương pháp dựa trên học máy — tận dụng dư thừa kiểm tra chẵn lẻ hoặc phần dữ liệu cần được giải mã — nhằm khắc phục các trường hợp thông tin trạng thái kênh tại trạm gốc không chính xác hoặc không có sẵn; phương pháp của họ cải thiện rõ rệt cả hiệu năng và độ bền vững của bộ thu LS-MIMO sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp [118]. Theo đuổi ý tưởng tương tự, Gao và cộng sự [117] đã áp dụng kỹ thuật học sâu vào bài toán ước lượng kênh trong các hệ thống LS-MIMO có kiến trúc Mixed-ADC. Phương pháp của họ khai thác các quan sát từ ăng-ten có độ phân giải cao để suy luận thông tin kênh của các ăng-ten sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp, đạt được mức cải thiện hiệu năng đáng kể ngay cả trong điều kiện khát khe của hệ thống Mixed-ADC 1-bit.

Về ước lượng kênh, R. Zhang và cộng sự [94] kết hợp thuật toán OMP với Beamspace transform cho hệ thống mmWave sử dụng Mixed-ADC, cho thấy hiệu quả gần tương đương với cấu hình toàn ADC độ phân giải cao nhưng giảm đáng kể chi phí phần cứng. Cùng hướng tối ưu tài nguyên phần cứng, Y. Xiong và cộng sự [92] triển khai mô hình lượng tử hóa biến thiên trong hệ thống Cell-Free LS-MIMO với kết nối giao diện vô tuyến phía trước (Fronthaul) giới hạn, cải thiện rõ rệt hiệu năng phổ. Về mặt năng lượng, A. Musa và cộng sự [71] đã khẳng định Mixed-ADC là giải pháp thực tiễn để giảm công suất tiêu thụ mà vẫn duy trì chất lượng truyền tin. Đồng thời, A. Arfaoui và cộng sự [74] đã ứng dụng học sâu kết hợp cấu trúc Mixed-ADC trong hệ thống MU-MIMO sử dụng ADC 1-bit, đạt hiệu năng gần tiệm cận các hệ thống dùng ADC nhiều bit. Tổng thể, các công trình trên đã chứng minh Mixed-ADC là một giải pháp cân bằng tối ưu giữa hiệu năng, độ chính xác và chi phí năng lượng trong thiết kế hệ thống MIMO quy mô lớn—một hướng nghiên cứu đầy hứa hẹn cho các mạng 5G/6G tương lai.

Trong bối cảnh yêu cầu tăng tốc độ truyền và tiết kiệm năng lượng của các hệ thống truyền thông thế hệ mới, luận án này hướng đến khẳng định tính khả thi của việc triển khai kiến trúc tiết kiệm năng lượng cho hệ thống MIMO hiện đại. Các kết quả nghiên cứu cho thấy: cấu hình ADC/DAC thấp-bit hoàn toàn khả thi trong mạng 5G/6G nếu được tối ưu về thuật toán tổ hợp và số lượng ăng-ten; việc kết hợp ADC độ phân giải cao và thấp giúp giảm đáng kể công suất tiêu thụ mà vẫn duy trì hiệu năng truyền tin gần tương đương với cấu hình toàn ADC cao bit. Những bộ tách sóng này mở ra hướng thiết kế thực tiễn, cân bằng giữa hiệu năng, độ chính xác và chi phí phần cứng cho các bộ thu trong hệ thống LS-MIMO.

Từ thực tiễn trên, nghiên cứu đầu tiên của luận án tập trung đánh giá hiệu năng của mã P-LDPC kết hợp với điều chế xếp chồng trong hệ thống MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp. Mục tiêu là làm rõ tiềm năng của điều chế xếp chồng trong các hệ thống MIMO lớn, hướng tới ứng dụng trong mạng không dây thế hệ mới. Nội dung này được trình bày tại Chương 2.

### **1.5.2. Các nghiên cứu trong nước**

Tại Việt Nam, một số nhóm nghiên cứu đã bước đầu khai thác tiềm năng của mã LDPC trong các hệ thống MIMO hiện đại, với mục tiêu cải thiện hiệu năng truyền dẫn, tối ưu độ phức tạp và chi phí phần cứng. Các công trình chủ yếu nghiên cứu ứng dụng ưu điểm về hiệu năng của mã LDPC cho các hệ thống thông tin khác nhau, hoặc là nghiên cứu cải thiện hiệu năng của bộ giải mã sử dụng một mã LDPC hiện có nào đó. Dưới đây, luận án xin được giới thiệu một số hoạt động nghiên cứu đáng chú ý trong lĩnh vực mã hóa sửa lỗi mới của cộng đồng nghiên cứu ở Việt Nam:

Nhóm tác giả Nguyen Thi Bao Tram [103] cùng cộng sự đến từ Hàn Quốc và Việt Nam đã công bố công trình nghiên cứu tập trung phát triển kiến trúc giải mã QC-LDPC có độ phức tạp thấp và thông lượng cao, phù hợp với chuẩn truyền thông 5G New Radio. Bằng cách kết hợp thuật toán Min-Sum cải tiến và thiết kế kiến trúc Pipelined layered, nhóm nghiên cứu đã tối ưu đáng kể tài nguyên phần cứng mà vẫn đảm bảo hiệu năng giải mã, qua đó đề xuất giải pháp khả thi cho các thiết bị truyền thông thế hệ mới.

Một hướng cải tiến trong giải mã LDPC dành cho hệ thống 5G New Radio đã được tác giả Tran Thi Bich Ngoc [104] công bố tại Hội nghị ISEE 2021. Nghiên cứu giới thiệu

thuật toán Improved Offset Min-Sum (IOMS), giúp nâng cao hiệu năng giải mã với độ lợi 0.1 dB so với thuật toán OMS truyền thống mà không làm tăng đáng kể độ phức tạp phân cứng. Hướng tiếp cận này cho thấy tính khả thi trong việc triển khai các bộ giải mã LDPC hiệu quả, phù hợp với yêu cầu tốc độ và tiết kiệm tài nguyên trong các hệ thống 5G hiện đại.

Trong nghiên cứu [105] tác giả Nguyen Van Thanh Loc và Do Duy Tan đã trình bày một phương pháp thiết kế mã LDPC ngắn hiệu quả dành cho các ứng dụng IoT. Nghiên cứu tập trung vào việc ứng dụng thuật toán di truyền (Genetic Algorithm) kết hợp cùng bộ giải mã Min-Sum để tối ưu cấu trúc mã ngắn (64–128 bit), loại bỏ chu trình girth-4 và cải thiện chất lượng truyền thông qua kênh BI-AWGN. Kết quả cho thấy phương pháp đề xuất mang lại hiệu năng vượt trội, với mức cải thiện hơn 11% về BLER so với các phương pháp GA truyền thống, đồng thời giữ chi phí phân cứng thấp – phù hợp với yêu cầu của các thiết bị IoT năng lượng thấp và giới hạn tài nguyên.

Tác giả Vu Duc Hieu [27] cùng các cộng sự đến từ Việt Nam đã công bố trên tạp chí IEEE Access một công trình nghiên cứu thiết kế các mã P-LDPC tối ưu cho hệ thống MIMO quy mô lớn sử dụng ADC độ phân giải thấp. Nghiên cứu đề xuất thuật toán PEXIT cải tiến nhằm phân tích chính xác hiệu năng giải mã khi hệ thống bị ảnh hưởng bởi nhiễu lượng tử do ADC gây ra, từ đó thiết kế cấu trúc mã phù hợp. Kết quả chỉ ra rằng P-LDPC được tối ưu hóa có thể đạt hiệu năng gần tương đương hệ thống sử dụng ADC độ phân giải cao, với chi phí phân cứng thấp hơn, đặc biệt hiệu quả trong các cấu hình MIMO lớn với độ phân giải ADC từ 3 đến 5 bit.

Tác giả Dang Ngoc Hung [106] cùng các cộng sự đến từ Học viện Công nghệ Bru chính Viễn thông đã công bố hai công trình trong năm 2021, lần lượt trên các tạp chí REV Journal on Electronics and Communications và IEEE Access, tập trung nghiên cứu hệ thống LS-MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp kết hợp với mã hóa Protograph LDPC. Công trình đầu phân tích hiệu năng của hệ thống với ADC 1-bit, chỉ ra rằng việc sử dụng giới hạn lượng tử hóa tùy chỉnh thay cho quy tắc 3-sigma có thể cải thiện đáng kể BER, đặc biệt trong các cấu hình nhỏ hoặc mã tỷ lệ cao, đồng thời nhấn mạnh sự cần thiết của việc tái thiết kế mã LDPC. Công trình thứ hai đề xuất kiến trúc Mixed-ADC và mô hình JDD trên đồ thị Tanner hai lớp, cho thấy hiệu năng gần tương đương với hệ thống ADC độ

phân giải cao ngay cả khi chỉ sử dụng 20–30% ADC độ cao, qua đó mang lại giải pháp hiệu quả về chi phí và năng lượng cho hệ thống LS-MIMO hiện đại.

Công trình nghiên cứu [102] đã được tác giả Nguyen Thu Nga công bố tập trung đánh giá hiệu quả các thuật toán giải mã LDPC (BP, OMS, LAMS) trên hệ thống MIMO-OFDM 5G chịu ảnh hưởng của tương quan không gian. Nghiên cứu làm rõ vai trò của khoảng cách giữa các ăng-ten phát trong việc cải thiện hiệu năng giải mã, đồng thời khuyến nghị thuật toán LAMS như một giải pháp tối ưu cho hệ thống 5G sử dụng mã tỷ lệ cao trong môi trường không có đường truyền trực tiếp. Gần đây nhất, hai nghiên cứu [107], [108] liên quan đến hệ thống MIMO – OFDM sử dụng mã hóa LDPC cũng đã được công bố. Công trình đầu tiên ứng dụng học sâu (LSTM) để dự đoán đặc tính kênh theo thời gian, từ đó nâng cao hiệu quả giải mã LDPC trong truyền thông V2X, đặc biệt trong môi trường đường hầm phức tạp. Công trình thứ hai so sánh hiệu năng giữa mã LDPC và mã Polar trong hệ thống MIMO – OFDM – NOMA điều chế bậc cao, cho thấy LDPC có ưu thế về tốc độ và khả năng xử lý trong môi trường đa người dùng, còn mã Polar phù hợp với các ứng dụng yêu cầu độ tin cậy cao hơn dù độ phức tạp lớn hơn.

Có thể thấy, chủ đề nghiên cứu mà NCS lựa chọn đang thu hút sự quan tâm mạnh mẽ từ cộng đồng khoa học quốc tế trong những năm gần đây. Tuy nhiên, tại Việt Nam, các nghiên cứu về mã LDPC vẫn còn hạn chế, chủ yếu tập trung vào cải tiến thuật toán giải mã hoặc đánh giá hiệu năng trong các hệ thống truyền thông ổn định và phổ biến. Mặc dù việc nâng cao hiệu quả của mã LDPC là hướng đi quan trọng, song vẫn còn khoảng cách đáng kể so với các xu hướng nghiên cứu tiên tiến trên thế giới. Đặc biệt, hiện chưa có công trình nào trong nước khai thác sự kết hợp giữa điều chế xếp chồng và mã hóa protograph LDPC trong hệ thống MIMO quy mô lớn, sử dụng điều chế bậc cao và ADC độ phân giải thấp – một hướng tiếp cận tiềm năng giúp cải thiện hiệu năng phổ trong môi trường bị giới hạn bởi lượng tử hóa. Do đó, nghiên cứu này được lựa chọn nhằm góp phần bổ sung tri thức trong lĩnh vực mã sửa lỗi hiện đại, đồng thời thu hẹp khoảng cách nghiên cứu giữa Việt Nam và thế giới.

## **1.6. Kết luận chương 1**

Chương này cung cấp một cái nhìn toàn diện về nền tảng lý thuyết và bối cảnh ứng dụng liên quan đến vấn đề tối ưu hiệu năng trong các hệ thống MIMO dung lượng lớn –

công nghệ được xem là trụ cột trong việc nâng cao thông lượng, độ tin cậy và hiệu quả sử dụng phổ cho mạng 5G và hướng tới 6G. Nội dung chương tập trung làm rõ các thành phần then chốt quyết định hiệu năng hoạt động của hệ thống, đặc biệt là vai trò của bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp – giải pháp giúp giảm tiêu thụ năng lượng và chi phí phần cứng – kết hợp cùng các kỹ thuật điều chế hiện đại và mã hóa kênh dựa trên mã P-LDPC, vốn được đánh giá cao nhờ khả năng sửa lỗi mạnh mẽ với mức độ phức tạp tính toán tương đối thấp.

Bên cạnh đó, chương cũng làm rõ một số khái niệm nền tảng quan trọng như mô hình lượng tử hóa AQNM, các đặc trưng của kênh fading, và nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền dẫn mã hóa, tính chất của điều chế xếp chồng tín hiệu nhằm cung cấp cơ sở lý luận vững chắc cho việc phát triển mô hình và thuật toán được đề xuất trong các chương tiếp theo.

Phần cuối chương dành để khảo sát, phân tích hệ thống các công trình nghiên cứu tiêu biểu trong và ngoài nước liên quan đến chủ đề. Từ đó, luận án tiến hành so sánh, tổng hợp và chỉ ra những khoảng trống hiện vẫn chưa được khai thác đầy đủ – đặc biệt là sự tích hợp giữa điều chế xếp chồng và mã P-LDPC trong hệ thống MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp và hỗn hợp. Đây chính là cơ sở để xác lập các mục tiêu nghiên cứu cụ thể của luận án, sẽ được trình bày chi tiết hơn trong các chương sau.

## **CHƯƠNG 2. PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA ĐIỀU CHẾ XẾP CHỒNG M-QAM MÃ HÓA P-LDPC CHO HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN VỚI BỘ ADC ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP**

Trong chương này, trước hết luận án xây dựng sơ đồ truyền thông không mã hóa với điều chế bậc cao cho hệ thống LS-MIMO sử dụng ADC độ phân giải thấp. Trên cơ sở đó, hệ thống được mở rộng bằng cách tích hợp mã hóa P-LDPC kết hợp với điều chế xếp chồng, nhằm đánh giá hiệu năng và khai thác tiềm năng của phương pháp này trong các hệ thống MIMO quy mô lớn – nền tảng của mạng không dây thế hệ tiếp theo. Nội dung chính của chương gồm:

- Giới thiệu khung tách sóng và giải mã kết hợp cho điều chế xếp chồng tín hiệu:

Luận án xây dựng một khung kết hợp tách sóng – giải mã dựa trên thuật toán truyền thông tin được điều chỉnh đặc biệt cho điều chế xếp chồng tín hiệu. Bằng cách phân rã các ký hiệu điều chế bậc cao thành tổng của các thành phần BPSK, quá trình tách sóng vẫn giữ được tính khả thi ngay cả khi số lượng ăng-ten lớn. Khung làm việc dựa trên đồ thị thống nhất này tích hợp mượt mà giữa tách sóng MIMO và giải mã LDPC, cho phép trao đổi thông tin lặp hiệu quả nhằm giảm thiểu nhiễu, can nhiễu chéo và sai lệch do quá trình lượng tử hóa thô gây ra bởi ADC độ phân giải thấp.

- Thuật toán PEXIT cải tiến để đánh giá hiệu năng lý thuyết:

Luận án giới thiệu một phiên bản cải tiến của thuật toán truyền thông tin ngoại lai trên đồ thị Protograph (PEXIT), có tính đến ảnh hưởng tổng hợp của suy hao kênh MIMO, độ phân giải của ADC và cấu trúc mã protograph LDPC (P-LDPC). Khác với các phương pháp dựa trên EXIT truyền thống – vốn chủ yếu giới hạn cho hệ thống 1 ăng-ten hoặc ADC độ phân giải cao – khung PEXIT cải tiến có khả năng:

- Dự đoán ngưỡng giải mã lặp của một mã P-LDPC cho các cấu hình ăng-ten MIMO khác nhau.
- Định lượng ảnh hưởng của nhiễu thiết lập ADC độ phân giải thấp đến hiệu năng tổng thể.

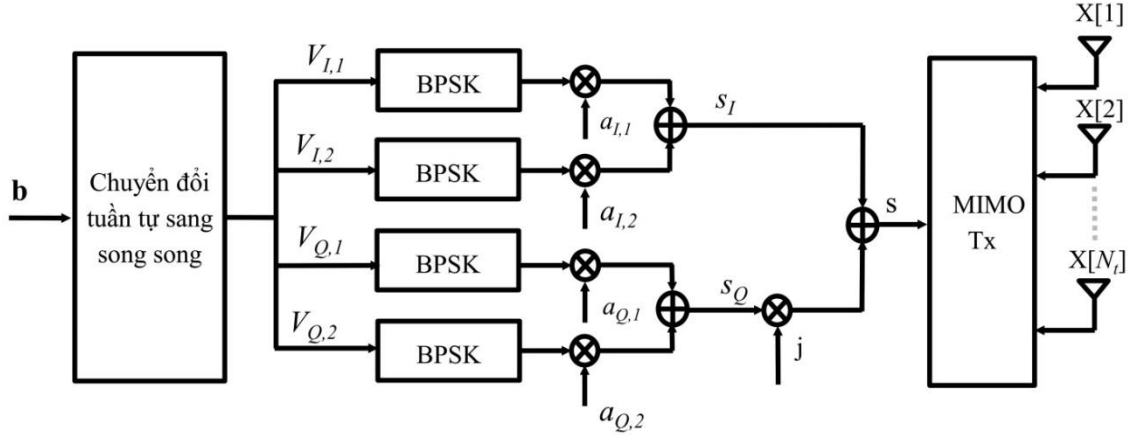
- Tích hợp các chiến lược phân bổ công suất khác nhau (tức là các hệ số trọng số khác nhau trong điều chế xếp chồng tín hiệu) để đánh giá cách chúng ảnh hưởng đến ngưỡng hiệu năng.
- Đề xuất phương pháp PEXIT trở thành một công cụ hệ thống để thiết kế mã và tối ưu hệ thống trong phạm vi rộng các thông số hoạt động.
- Kiểm chứng hiệu năng giữa điều chế xếp chồng tín hiệu cùng trọng số (EW) và khoảng cách bằng nhau (ED)

Thông qua cả phân tích lý thuyết (dựa trên PEXIT cải tiến) và mô phỏng, luận án cũng xác minh lợi thế hiệu năng của điều chế chồng tín hiệu với phân bổ EW so với thiết kế chòm sao ED truyền thống. Mặc dù ánh xạ ED đảm bảo các điểm chòm sao cách đều nhau, nhưng việc phân bổ công suất đồng đều EW cho từng lớp bit mang lại hiệu năng BER vượt trội, đặc biệt trong các hệ thống sử dụng ADC độ phân giải từ thấp đến trung bình. Khoảng cách hiệu năng này vẫn rõ rệt trong nhiều loại mã LDPC và cấu hình MIMO khác nhau, làm nổi bật lợi ích nhất quán của điều chế EW trong các hệ thống có lượng tử hóa thô.

## **2.1. Hệ thống MIMO cỡ lớn không mã hóa**

### **2.1.1. Mô hình hệ thống**

Xét hệ thống truyền thông không dây không mã hóa sử dụng sơ đồ LS-MIMO với  $N_t$  ăng-ten phát và  $N_r$  ăng-ten thu trong đó áp dụng điều chế xếp chồng 16-QAM nhằm nâng cao hiệu quả băng thông (xem Hình 2.1). Chuỗi bit thông tin  $b$  được đưa vào khối chuyển đổi tuần tự sang song song thành các khối gồm  $2G$  bit, trong đó  $G = \frac{1}{2} \log_2 16$  tương ứng với bậc của điều chế 16-QAM. Với bậc điều chế đó, ta thu được  $G = 2$ , và do đó mỗi khối mang tổng cộng 4 bit, 2 bit được phân bổ cho thành phần đồng pha và 2 bit được phân bổ cho thành phần vuông pha của ký hiệu được điều chế.



Hình 2.1. Sơ đồ khối của bộ phát trong hệ thống truyền thông MIMO không mã hóa với ADC có độ phân giải thấp

Luồng bit phụ đồng pha bao gồm hai bit,  $V_{I,1}$  và  $V_{I,2}$ , trước tiên được điều chế BPSK để tạo ra hai phần tử tín hiệu,  $S_{I,1}$  và  $S_{I,2}$ . Thành phần đồng pha của điều chế 16-QAM thu được bằng cách nhân  $S_{I,1}$  và  $S_{I,2}$  với trọng số tương ứng là  $a_{I,1}$  và  $a_{I,2}$ . Biểu thức toán học được tính toán như sau:

$$S_I = a_{I,1}V_{I,1} + a_{I,2}V_{I,2} \quad (2.1)$$

Tương tự như vậy, chúng ta có biểu thức cho thành phần vuông pha:

$$S_Q = a_{Q,1}V_{Q,1} + a_{Q,2}V_{Q,2} \quad (2.2)$$

Các hệ số trọng số phải là số không âm và thỏa mãn ràng buộc này:  $a_{I,1}^2 + a_{I,2}^2 = 0.5$ . và  $a_{Q,1}^2 + a_{Q,2}^2 = 0.5$  Do đó, tín hiệu 16-QAM được điều chế có kết quả:

$$S = S_I + jS_Q \quad (2.3)$$

Ký hiệu MIMO được truyền trên ăng-ten thứ  $m$  do đó được đưa ra

$$X[m] = V_I[m] + jV_Q[m] \quad m = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.4)$$

trong đó  $V_I[m]$  và  $V_Q[m]$  là các phần tử đồng pha và vuông góc của điều chế 16-QAM.

Trong mỗi lần sử dụng kênh truyền, các ký hiệu điều chế 16-QAM được phát đồng thời từ  $N_t$  ăng-ten phát thông qua kỹ thuật ghép kênh phân chia theo không gian (V-BLAST). Tín hiệu thu nhận tại phía máy thu có thể được mô tả bởi mô hình toán học sau:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{1}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2.5)$$

- Tại đây,  $\mathbf{X} = [X[1], X[2], \dots, X[N_t]]^T$  là từ mã được truyền.
- $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  là ma trận kênh. Các phần tử đó được mô hình hóa là Gauss phức i.i.d với giá trị trung bình bằng không và phương sai đơn vị  $\mathcal{CN}(0,1)$ . Trong khuôn khổ luận án, NCS giả định rằng thông tin trạng thái kênh hoàn hảo (CSI) chỉ có sẵn ở bộ thu.
- $\mathbf{Z} = [Z[1], Z[2], \dots, Z[N_r]]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  là vector nhiễu Gauss trắng phức hợp cộng có các mục theo Gauss phức với giá trị trung bình bằng không và phương sai  $N_0$   $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . Cuối cùng,  $\mathbf{Y} = [Y[1], Y[2], \dots, Y[N_r]]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  là ký hiệu nhận được.

Tại máy thu, mỗi thành phần của vector tín hiệu  $\mathbf{Y}$  trước tiên được số hóa bằng một cặp ADC  $\Sigma$ -bit trước bất kỳ quá trình xử lý băng tần cơ sở nào tiếp theo. Mối quan hệ giữa đầu vào lượng tử hóa  $\mathbf{Y}$  và đầu ra  $\mathbf{Y}_\Phi$  của nó được biểu thị như sau:

$$\mathbf{Y}_\Phi = \varphi \mathbf{Y} + \mathbf{Z}_\Phi \quad (2.6)$$

trong đó  $\varphi = 1 - \rho$ , và  $\rho$  là nghịch đảo của tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lượng tử (SQNR), phụ thuộc vào độ phân giải ADC  $\Sigma$  (tính bằng bit trên mỗi mẫu). Vector  $\mathbf{Z}_\Phi$  biểu thị nhiễu Gauss cộng được cho là không tương quan với  $\mathbf{Y}$ .

Đối với một kênh thực hiện  $\mathbf{H}$  nhất định, phương sai của thành phần nhiễu lượng tử hóa  $Z_\Phi[n]$  tại ăng-ten thu thứ  $n$  (đối với  $n = 1, 2, \dots, N_r$ ) [36] được tính là:

$$\sigma_{Z_\Phi[n]}^2 = \varphi(1 - \varphi) \left( \sum_{m=1}^{N_t} |H[n, m]|^2 + N_0 \right) \quad (2.7)$$

trong đó  $H[n, m]$  biểu thị độ lợi kênh giữa ăng-ten phát thứ  $m$  và ăng-ten thu thứ  $n$ , và  $N_0$  là phương sai của hạng tử nhiễu AWGN trong (2.5). Do đó, phương sai nhiễu lượng tử hóa tổng thể phụ thuộc vào cả hệ số fading và công suất của thành phần AWGN.

### 2.1.2. Bộ ADC đồng nhất 1-bit tối ưu

Theo mô hình kênh trong (2.5), các tín hiệu đầu vào cho ADC  $\Sigma$ -bit tuân theo các hàm mật độ xác suất chuẩn (Gauss) [21]. Để phù hợp với hỗ trợ hữu hạn của bộ lượng tử hóa vô hướng đồng đều, tín hiệu nhận được  $Y[n]$  trước tiên được chuẩn hóa để đạt được phương sai đơn vị. Sau khi được chuẩn hóa, tín hiệu sẽ được giới hạn trong một miền biên độ xác định nhằm phù hợp với dải động của bộ lượng tử hóa. Quá trình này thực hiện việc cắt ngưỡng tín hiệu sao cho giá trị của nó luôn nằm trong khoảng  $[-T_{LQ}, T_{LQ}]$ . Biểu thức mô tả có thể được viết lại dưới dạng:

$$\bar{Y}[n] = \begin{cases} -T_{L_Q}, & \text{if } Y^*[n] < -T_{L_Q} \\ Y^*[n], & \text{if } -T_{L_Q} \leq Y^*[n] \leq T_{L_Q} \\ T_{L_Q}, & \text{if } Y^*[n] > T_{L_Q} \end{cases} \quad (2.8)$$

Tại đây,  $Y^*[n]$  biểu thị phiên bản chuẩn hóa của  $Y[n]$ , trong khi  $\bar{Y}[n]$  là tín hiệu bị cắt. Ngoài ra,  $L_Q = 2^\Sigma$  đại diện cho số lượng mức lượng tử mà bộ lượng tử hóa vô hướng đồng nhất  $\Sigma$ -bit có thể phân chia không gian tín hiệu. Sau khi thực hiện bước cắt biên độ, tín hiệu thu được được đưa vào bộ lượng tử hóa vô hướng, trong đó các mức lượng tử được bố trí đều nhau với kích thước bước xác định bởi:

$$\Delta = \frac{2T_{L_Q}}{L_Q} \quad (2.9)$$

Bảng 2.1: Giá trị tối ưu của  $T_{N_Q}$  cho các mức độ phân giải ADC khác nhau [5]

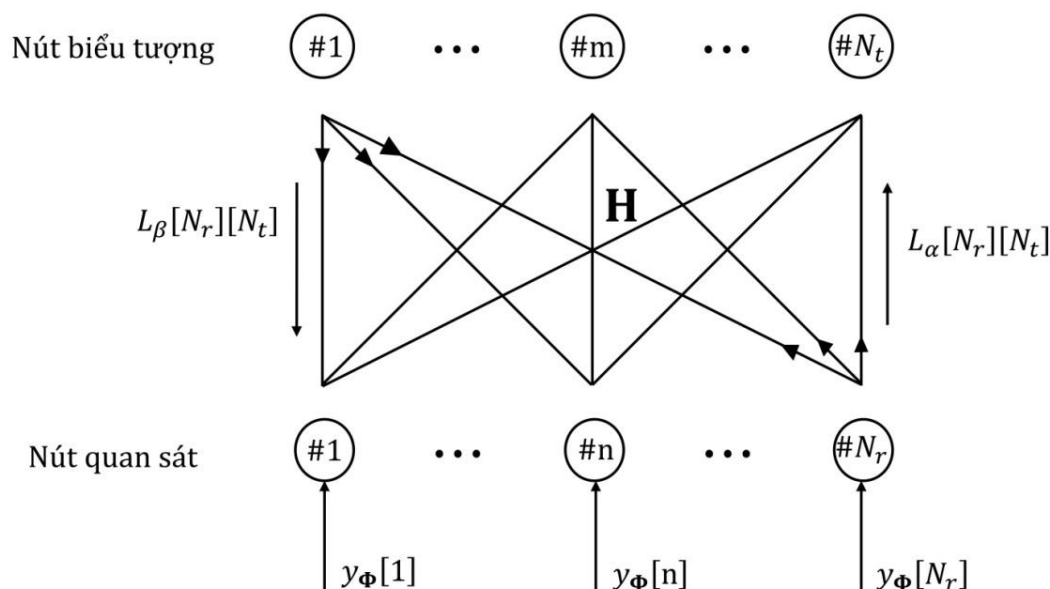
$\Sigma$	1	2	3	4	5
$L_Q$	2	4	8	16	32
$T_{L_Q}^*$	1.669	2.0912	2.4613	2.7909	3.0285
$\varphi$	0.6261	0.8796	0.9628	0.9885	0.9936

Dựa trên mô tả về quá trình số hóa với một lượng tử hóa đồng nhất, quy trình lượng tử hóa bao gồm hai bước chính. Đầu tiên, một quá trình cắt giới hạn dải tín hiệu đầu vào trong khoảng  $[-T_{L_Q}, T_{L_Q}]$ , từ đó sinh ra độ méo quá tải. Độ méo này phụ thuộc vào cả giá trị ngưỡng  $T_{L_Q}$  và hàm mật độ xác suất (PDF) của tín hiệu đầu vào. Thứ hai, bước xấp xỉ ánh xạ mỗi giá trị đầu vào liên tục thành một trong các mức lượng tử hữu hạn (hoặc trung điểm của các mức này), gây ra độ méo hạt. Loại độ méo này chủ yếu được xác định bởi số lượng mức lượng tử, ký hiệu là  $L_Q$ . Các giới hạn cắt ngưỡng tối ưu ứng với các độ phân giải khác nhau, được thiết lập trong [5], trình bày trong Bảng 2.1.

### 2.1.3. Bộ tách sóng MIMO lan truyền độ tin cậy dựa trên đồ thị Tanner

Trong phần này, luận án mô tả chi tiết bộ tách sóng MIMO dựa trên thuật toán lan truyền độ tin cậy (reliability propagation) áp dụng cho điều chế nhị phân BPSK. Đây là một phương pháp đã được phát triển và kiểm chứng trong các nghiên cứu trước đây [95], và sẽ đóng vai trò nền tảng cho các thuật toán tách sóng – giải mã được đề xuất trong các

chương tiếp theo. Phần trình bày không chỉ nhắc lại nguyên lý hoạt động của thuật toán mà còn làm rõ cách thức tích hợp của nó trong cấu trúc MIMO, qua đó tạo cơ sở để triển khai các kỹ thuật mở rộng phù hợp với điều chế bậc cao và các hệ thống sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp.



Hình 2.2. Đồ thị Tanner cho quá trình tách sóng tín hiệu MIMO sử dụng thuật toán lan truyền độ tin cậy

Giả sử rằng hệ thống thông tin MIMO sử dụng điều chế BPSK có mô hình kênh như sau:

$$\mathbf{Y}_e = \mathbf{H}_e \mathbf{X}_e + \mathbf{Z}_e \quad (2.10)$$

Trong đó, mỗi phần tử của vectơ tương đương  $\mathbf{X}_e$  thuộc về ký hiệu điều chế BPSK (ví dụ:  $X_e[m] \in \pm 1$ ), và ma trận kênh  $\mathbf{H}_e$  có kích thước  $N_r \times N_t$ . Do đó, bộ tách sóng MIMO dựa trên đồ thị Tanner được biểu diễn trong Hình 2.2, trong đó có  $N_r$  nút quan sát tương ứng với  $N_r$  ăng-ten thu và  $N_t$  nút ký hiệu tương ứng với  $N_t$  ký hiệu điều chế BPSK.

Tín hiệu sau lượng tử hóa do đó được cho bởi:

$$\mathbf{Y}_{e,q} \approx \varphi \mathbf{Y}_e + \mathbf{Z}_{e,q} \quad (2.11)$$

và phương sai của thành phần nhiễu do lượng tử hóa được viết lại như sau:

$$\sigma_{Z_{e,q}}^2[n] = \varphi(1 - \varphi) \left( \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} |H_e[n][m]|^2 + N_0 \right) \quad (2.12)$$

Trong phương pháp tách sóng MIMO dựa trên đồ thị Tanner, các giá trị thông điệp ngoại lai được lan truyền qua lại giữa các nút quan sát và các nút ký hiệu. Các công thức tính toán các thông điệp này sẽ được tóm tắt như sau.

Trong thuật toán kết hợp tách sóng và giải mã lặp, ba loại thông tin riêng biệt được trao đổi qua đồ thị:

- $L_\alpha[n, m]$ : thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ .
- $L_\beta[m, n]$ : thông điệp được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$ .
- $L_\Gamma[m]$ : tỷ lệ LLR của ký hiệu  $\bar{V}_\Phi[m]$ .

- Bước 1: Tính toán thông điệp tại các nút quan sát:

$$L_\alpha[n][m] = \frac{4\varphi \Re(H_e^*[n][m] \hat{Y}_{e,Q}[n][m])}{\sqrt{N_t} \Psi_e[n][m]} \quad (2.13)$$

Trong đó

$$\hat{Y}_{e,Q}[n][m] = Y_{Q,e}[n] - \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} \times \sum_{k=1, k \neq m}^{KN_t} H_e[n][k] \hat{X}_e[n][k] \quad (2.14)$$

Và

$$\hat{X}_e[n][m] = \tanh\left(\frac{L_\beta[n][m]}{2}\right) \quad (2.15)$$

Với ký hiệu  $\beta_e[n][m]$  là lượng thông tin ngoại lai được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  tới nút quan sát thứ  $n$  trong quá trình giải mã lặp

$$\begin{aligned} \Psi_e[n][m] = & \frac{\varphi^2}{N_t} \sum_{k=1, k \neq m}^{N_t} |H_e[n][k]|^2 (1 - |\hat{X}_e[n][k]|^2) \\ & + \varphi^2 N_0 + \varphi(1 - \varphi) \left( \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} |H_e[n][m]|^2 + N_0 \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

- Bước 2: Tính toán thông điệp tại các nút ký hiệu

$$L_\beta[m][n] = L_\Gamma[m] - L_\alpha[n][m] \quad (2.17)$$

Với

$$L_{\Gamma}[m] = \sum_{n \in N_r} L_{\alpha}[n][m] \quad (2.18)$$

Như thể hiện trong Hình 2, đồ thị Tanner có nhiều vòng lặp ngắn, điều này có thể làm suy giảm hiệu năng hội tụ của thuật toán lặp [10]. Để giảm hiện tượng dao động, các giá trị của  $L_{\beta}[n][m]$  được cập nhật dần dần thông qua một hệ số giảm dao động  $\varepsilon$  như sau:

$$L_{\beta}^{(i)}[m][n] = \varepsilon L_{\beta}^{(i-1)}[m][n] + (1 - \varepsilon)(L_{\Gamma}[m] - L_{\alpha}[n][m]) \quad (2.19)$$

trong đó  $i$  là chỉ số lặp.

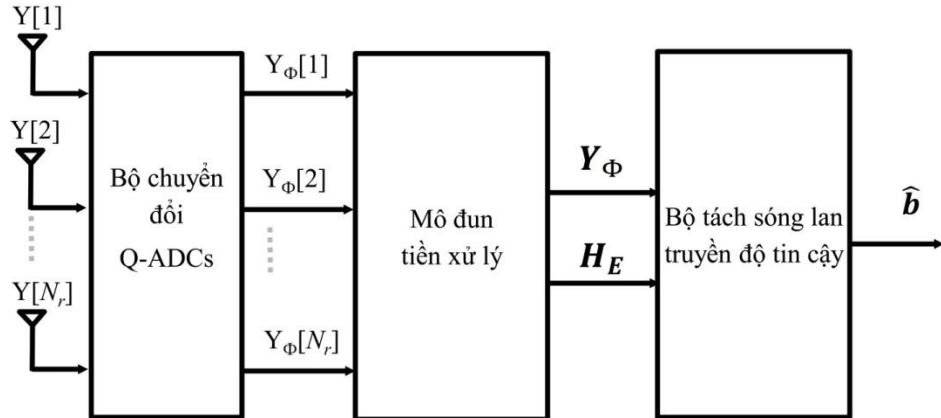
- Bước 3: Khôi phục ký hiệu đã truyền

$$\hat{X}_e[m] = \text{sign}(L_{\Gamma}[m]) \quad (2.20)$$

Dựa trên  $\hat{X}_e[m]$ ,  $m = 1, 2, \dots, N_t$  chuỗi nhị phân giải điều chế  $\hat{\mathbf{b}}$  được khôi phục lại.

#### 2.1.4. Bộ tách sóng mô hình hệ thống MIMO 16-QAM không mã hóa

Trong mục này, luận án phát triển các biểu thức toán học cho phép chuyển đổi mô hình kênh của hệ thống điều chế 16-QAM sang một dạng biểu diễn tương đương dựa trên các ký hiệu BPSK. Việc quy đổi này giúp hệ thống có thể áp dụng trực tiếp kỹ thuật tách sóng MIMO dựa trên lan truyền độ tin cậy đã được trình bày ở Mục 2.1.3.



Hình 2.3. Bộ tách sóng lan truyền độ tin cậy

Như thể hiện trong Hình 2.3, kiến trúc tách sóng bao gồm hai giai đoạn – giai đoạn đầu tiên là phân rã mô hình kênh 16-QAM thành mô hình kênh BPSK, và giai đoạn thứ hai là áp dụng thuật toán lan truyền niềm tin lặp tiêu chuẩn.

**a. Giai đoạn 1: Phân rã kênh**

Thay (2.5) vào (2.6), ta có

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} \mathbf{H}\mathbf{X} + \underbrace{(\varphi\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_\Phi)}_{\mathbf{Z}_\Sigma} \quad (2.21)$$

Bây giờ chúng ta chuyển từ chòm tín hiệu hai chiều sang hệ thống chòm tín hiệu ASK 4 mức một chiều bằng cách viết lại phương trình (3.18).

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} (\mathbf{H}_I + j\mathbf{H}_Q)(\mathbf{X}_I + j\mathbf{X}_Q) + \mathbf{Z}_\Sigma \quad (2.22)$$

Hoặc

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_\Phi &= \frac{\varphi}{\sqrt{M}} (\mathbf{H}_I \mathbf{X}_I - \mathbf{H}_Q \mathbf{X}_Q) \\ &+ j \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} (\mathbf{H}_Q \mathbf{X}_I + \mathbf{H}_I \mathbf{X}_Q) + \mathbf{Z}_\Sigma \end{aligned} \quad (2.23)$$

Đặt

$$\mathbf{X}_{4ASK} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Trong đó  $\mathbf{X}_I$  và  $\mathbf{X}_Q$  là các thành phần biên độ vuông pha và vuông góc pha của chòm tín hiệu 16-QAM, và chúng là tín hiệu điều chế ASK 4 mức như đã đề cập trước đó – một tín hiệu điều chế một chiều. Ký hiệu  $\mathbf{H}_{4ASK,r} = [\mathbf{H}_I, -\mathbf{H}_Q]$ , và  $\mathbf{H}_{4ASK,i} = [\mathbf{H}_Q, \mathbf{H}_I]$ , chúng ta có thể viết lại phương trình (2.23) dưới dạng phương trình (2.25) như sau:

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} \underbrace{(\mathbf{H}_{4ASK,r} + j\mathbf{H}_{4ASK,i})}_{\mathbf{H}_{4ASK}} \mathbf{X}_{4ASK} + \mathbf{Z}_\Sigma \quad (2.25)$$

Hoặc

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} \mathbf{H}_{4ASK} \mathbf{X}_{4ASK} + \mathbf{Z}_\Sigma \quad (2.26)$$

**b. Giai đoạn 2: Chuyển đổi từ mô hình kênh 4-ASK sang mô hình kênh BPSK**

Với điều chế xếp chồng, vectơ  $\mathbf{X}_{4ASK}$  trong (2.24) có thể được viết như sau:

$$\mathbf{X}_{4ASK} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{I,1}V_{I,1} + a_{I,2}V_{I,2} \\ a_{Q,1}V_{Q,1} + a_{Q,2}V_{Q,2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Trong đó  $V_{I,1}, V_{I,2}, V_{Q,1}$  và  $V_{Q,2}$  đều thuộc về các tín hiệu BPSK. Công thức (2.27) có thể được chia thành hai chỉ số ký hiệu BPSK

$$\mathbf{X}_{4ASK} = a_1 \underbrace{\begin{bmatrix} V_{I,1} \\ V_{Q,1} \end{bmatrix}}_{\text{Chỉ số 1}} + a_2 \underbrace{\begin{bmatrix} V_{I,2} \\ V_{Q,2} \end{bmatrix}}_{\text{Chỉ số 2}} \quad (2.28)$$

Thay  $\mathbf{X}_{4ASK}$  trong (2.28) vào (2.26), ta có

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi a_1 \mathbf{H}_{4ASK}}{\sqrt{N_t}} \begin{bmatrix} V_{I,1} \\ V_{Q,1} \end{bmatrix} + \frac{\varphi a_2 \mathbf{H}_{4ASK}}{\sqrt{N_t}} \begin{bmatrix} V_{I,2} \\ V_{Q,2} \end{bmatrix} + \mathbf{Z}_\Sigma \quad (2.29)$$

Đặt

$$\mathbf{X}_{BPSK} = \begin{bmatrix} V_{I,1} \\ V_{Q,1} \\ V_{I,2} \\ V_{Q,2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Và

$$\mathbf{H}_{BPSK} = [a_1 \mathbf{H}_{4ASK}, a_2 \mathbf{H}_{4ASK}] \quad (2.31)$$

Mô hình kênh trong (2.29) được viết lại như sau:

$$\mathbf{Y}_\Phi = \frac{\varphi}{\sqrt{N_t}} \mathbf{H}_{BPSK} \mathbf{X}_{BPSK} + \mathbf{Z}_\Sigma \quad (2.32)$$

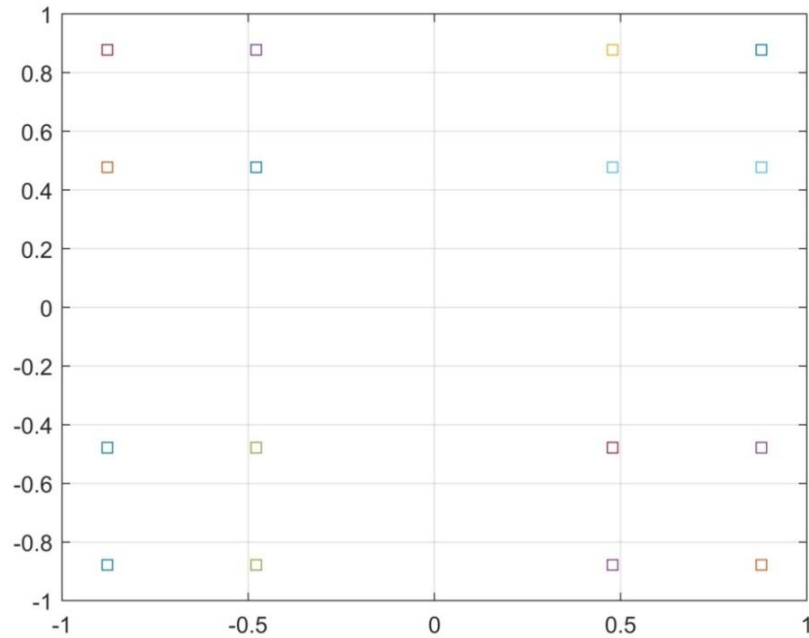
trong đó  $\mathbf{Y}_\Phi$  và  $\mathbf{Z}_\Sigma$  cùng là ma trận có kích thước  $N_r \times 1$ . Ngược lại, kích thước của  $\mathbf{H}_{BPSK}$  là  $N_r \times (4N_t)$  và kích thước của  $\mathbf{X}_{BPSK}$  là  $(4N_t) \times 1$ .

Khi quan sát biểu thức (2.32), có thể thấy đây là mô hình kênh tiêu chuẩn nơi một sơ đồ điều chế nhị phân được sử dụng. Do đó, thuật toán tách sóng tín hiệu MIMO dựa trên lan truyền độ tin cậy ở Mục 2.1.3 có thể được áp dụng trực tiếp, chỉ cần điều chỉnh phương sai của nhiễu  $Z_\Sigma$ . Vì kích thước của ma trận tương đương  $\mathbf{H}_{BPSK}$  là  $N_r \times (4N_t)$ , đồ thị Tanner giờ đây nên có  $N_r$  nút quan sát và  $4N_t$  nút ký hiệu.

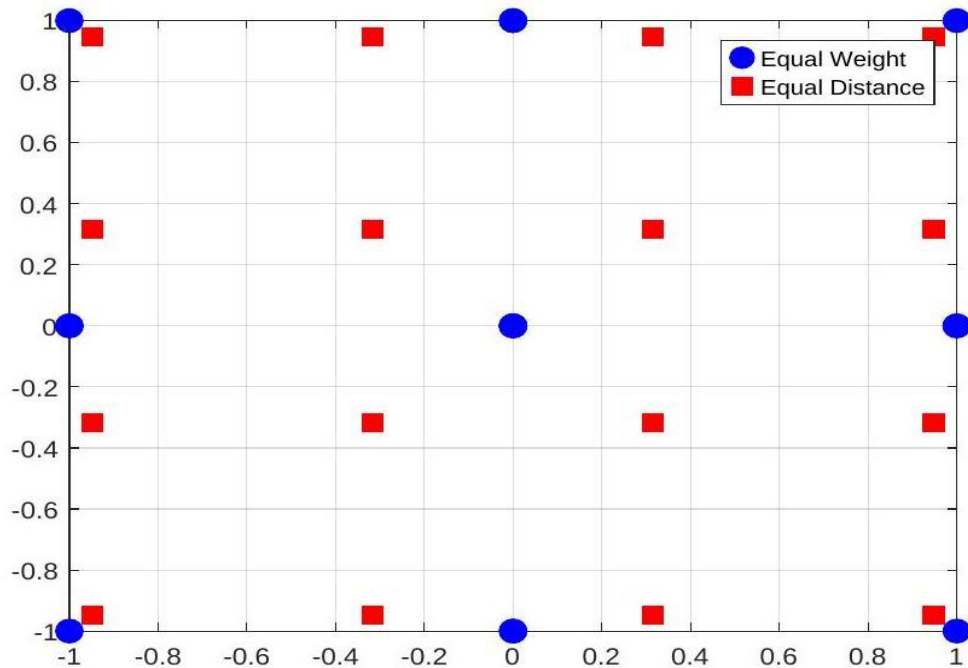
### 2.1.5. Kết quả mô phỏng

Trong phần này, NCS trình bày các kết quả thực nghiệm thu được từ mô phỏng máy tính nhằm minh họa hiệu năng của sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu đã được giới thiệu ở phần trước. Kênh truyền Rayleigh fading được sử dụng và giả định rằng thông tin trạng thái kênh (CSI) được biết hoàn toàn tại phía thu. Số lần lặp tối đa được đặt là 10. Trong phạm vi nghiên cứu, luận án không chỉ xem xét mô hình điều chế cơ bản mà còn phân tích sự tác động của trọng số điều chế lên hiệu năng hệ thống, đặc biệt là đối với các cấu trúc chòm sao tín hiệu mở rộng. Các hệ số trọng số này được sử dụng để ánh xạ tín hiệu theo sơ

đồ xếp chồng, qua đó hình thành 16 điểm chòm sao khác biệt như minh họa trong Hình 2.4.



Hình 2.4. Chòm sao hệ số trọng số điều chế khác nhau của điều chế 16-QAM



Hình 2.5. Khoảng cách bằng nhau (ED) so với trọng số bằng nhau (EW) của điều chế 16-QAM

Hình 2.5 minh họa một trường hợp đặc trưng trong đó các điểm lân cận của chòm sao điều chế được bố trí với khoảng cách bằng nhau, NCS gọi đây là sơ đồ điều chế ED. Đối với sơ đồ điều chế EW, thay vì duy trì khoảng cách cố định giữa các điểm, mỗi bit được gán cùng một hệ số trọng số, dẫn tới cấu trúc chồng lớp đặc thù của tín hiệu.

Bảng 2.2 trình bày chi tiết tập hệ số xếp chồng tương ứng cho cả hai phương pháp điều chế, qua đó cho thấy sự khác biệt về mặt tổ chức tín hiệu dẫn đến các đặc tính giải điều chế và hiệu năng khác nhau trong hệ thống. Vì các kênh thành phần cùng pha và vuông pha có cùng đặc tính, do đó, trong trường hợp trọng số bằng nhau, các hệ số xếp chồng là  $a_1 = a_2 = 0.5$ , điều này dẫn đến các điểm tín hiệu bị xếp chồng lên nhau như thể hiện trong Hình 2.5, khiến chòm sao tín hiệu chỉ còn lại chín điểm. Trong bối cảnh này, khoảng cách hình học giữa các điểm trên mặt phẳng không còn cung cấp đủ thông tin để tách sóng chính xác, ngay cả khi sử dụng ADC phân giải cao. Do đó, nhiệm vụ giải quyết sự mơ hồ này không được thực hiện tại tầng điều chế hay nói cách khác hệ thống không mã hóa sẽ không hoạt động được trong trường hợp trọng số bằng nhau. Để có thể hoạt động trong trường hợp này cần phải chuyển sang tầng mã hóa kênh và giải mã lặp, nơi có thể khai thác cấu trúc mã để hỗ trợ quá trình phân giải các điểm tín hiệu bị trùng. Mặt khác, khi chọn  $a_1 = 2 \times a_2$  với  $a_2 = 0.316$  ta thu được các khoảng cách bằng nhau giữa bất kỳ hai điểm liền kề nào. Tuy nhiên, ánh xạ từ mỗi tổ hợp bit đến một điểm tín hiệu trong trường hợp này không phải là ánh xạ Gray.

Bảng 2.2: Các hệ số xếp chồng cho điều chế 16-QAM

Sơ đồ điều chế	$a_1$	$a_2$
Điều chế ED	0.632	0.316
Điều chế EW	0.5	0.5

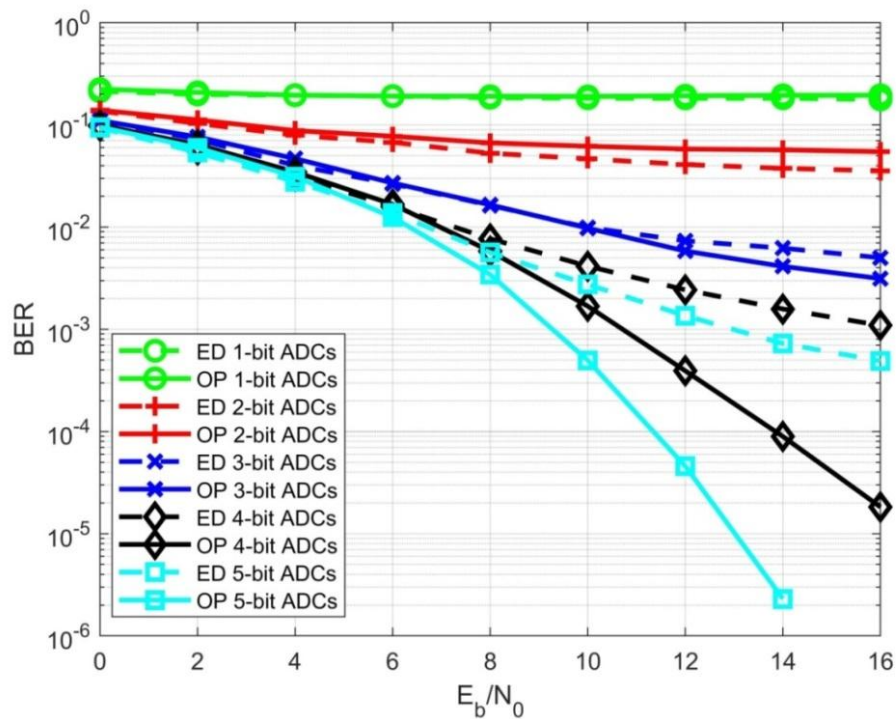
Do đó, ở trường hợp hệ thống không mã hóa luận án thực hiện mô phỏng với các trường hợp các hệ số trọng số điều chế xếp chồng ED  $a_1 = 0.629$  và  $a_2 = 0.311$  và hệ số trọng số tối ưu cho trường hợp điều chế xếp chồng không mã hóa 4-ASK được chọn như Bảng 2.3 ở dưới. Hệ số trọng số tối ưu cho điều chế xếp chồng không mã hóa 4-ASK là bộ số  $(a_1, a_2)$  thỏa mãn  $a_1^2 + a_2^2 = 0.5$  giúp xác suất lỗi đạt giá trị nhỏ nhất tại một cấu hình MIMO, SNR và mức ADC cụ thể. Giá trị tối ưu bộ  $(a_1, a_2)$  phụ thuộc vào độ phân

giải ADC, tức mỗi mức ADC có một bộ hệ số tối ưu riêng. Giá trị này được xác định bằng thuật toán tìm kiếm dựa trên mô phỏng BER theo kết quả đã được nghiên cứu [109].

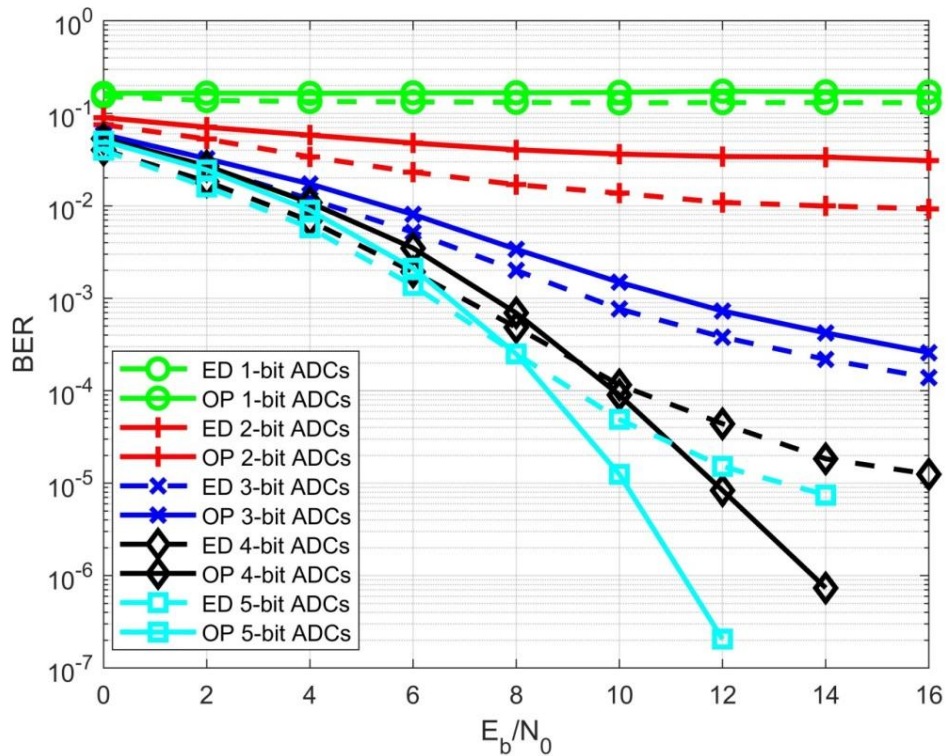
Bảng 2.3: Hệ số trọng số tối ưu với từng độ phân giải ADC điều chế xếp chồng không mã hóa

Độ phân giải	$a_1$	$a_2$
ADC 1 bit	0.175	0.684
ADC 2 bit	0.207	0.675
ADC 3 bit	0.224	0.948
ADC 4 bit	0.219	0.670
ADC 5 bit	0.170	0.686

Hình 2.6 và Hình 2.7 thể hiện hiệu năng tỉ lệ lỗi bit (BER) của hai kiến trúc phân bổ công suất tín hiệu hệ số trọng số điều chế xếp chồng ED và hệ số trọng số tối ưu cho trường hợp điều chế xếp chồng không mã hóa 4-ASK.



Hình 2.6. Hiệu năng BER: Hệ thống LS-MIMO  $10 \times 60$ , điều chế 16-QAM không mã hóa



Hình 2.7. Hiệu năng BER: Hệ thống LS-MIMO  $10 \times 100$ , điều chế 16-QAM không mã hóa

Có thể thấy rằng khi ADC có độ phân giải thấp (1–2 bit), sơ đồ ED đạt hiệu năng tách sóng tốt hơn so với sơ đồ OP. Nguyên nhân là do ở mức lượng tử hóa thô, tín hiệu đầu ra ADC bị méo lượng tử nghiêm trọng, khiến quá trình tối ưu trọng số trong sơ đồ OP không còn hiệu quả. Trong khi đó, sơ đồ ED – với khoảng cách biên độ giữa các tín hiệu đồng đều – giúp duy trì khả năng phân biệt tín hiệu rõ ràng hơn, giảm hiện tượng chồng chập mức và suy hao năng lượng.

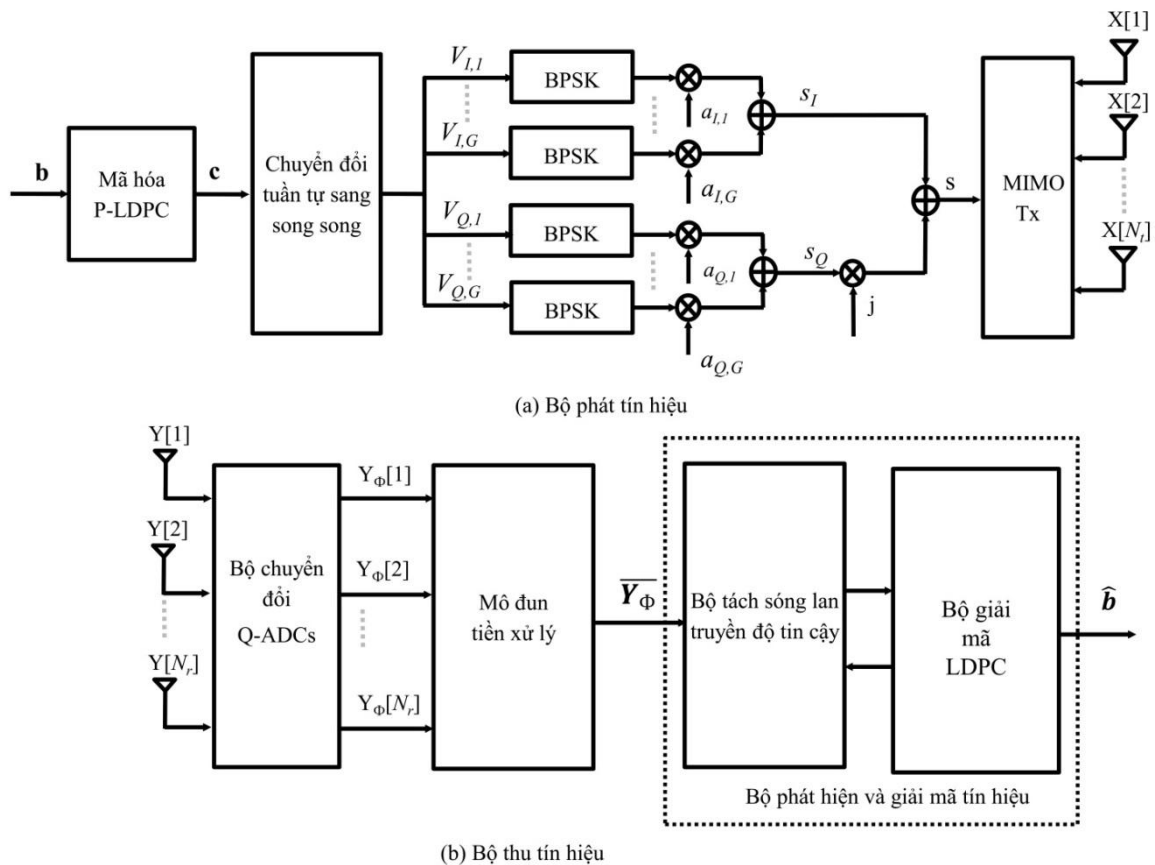
Ngược lại, khi độ phân giải ADC tăng (từ 3 đến 5 bit), lượng méo lượng tử giảm đáng kể, cho phép hệ số trọng số tối ưu trong OP phát huy hiệu quả phân bổ công suất hợp lý hơn giữa các tầng tín hiệu chồng. Nhờ đó, sơ đồ OP dần vượt trội so với ED, đạt BER thấp hơn ở cùng giá trị SNR. Điều này chứng minh rằng sự lựa chọn phương pháp phân bổ công suất phải phụ thuộc vào độ phân giải ADC, tức là ở mức lượng tử hóa thấp, cần ưu tiên sự ổn định tín hiệu, còn ở mức lượng tử hóa cao, có thể khai thác lợi thế hiệu năng. Như vậy, hai kết quả mô phỏng này khẳng định mối quan hệ đánh đổi giữa độ phân giải ADC và chiến lược điều chế xếp chồng: khi phần cứng thu bị giới hạn bởi độ phân giải

thấp, một sơ đồ điều chế ổn định, khoảng cách đều sẽ hiệu quả hơn các kỹ thuật tối ưu phức tạp. Ngược lại, khi hệ thống đạt đủ độ chính xác lượng tử hóa, việc tối ưu hóa trọng số công suất mới thực sự cải thiện hiệu năng BER một cách đáng kể.

## 2.2. Hệ thống MIMO cỡ lớn mã hóa P-LDPC

### 2.2.1. Mô hình hệ thống

Mô hình hệ thống được sử dụng trong chương này được mô tả chi tiết trong Hình 2.8. Cấu trúc tổng thể và các giả thiết cơ bản của mô hình đều được xây dựng dựa trên những thành phần then chốt đã nêu tại Hình 2.1 trong mục 2.1.1, bao gồm đặc tả tín hiệu đầu vào, đặc tính kênh truyền, cấu trúc bộ thu và các khối xử lý tín hiệu liên quan. Việc tái trình bày mô hình nhằm đảm bảo tính thống nhất về mặt lý thuyết, đồng thời tạo nền tảng rõ ràng để triển khai các thuật toán tách sóng và giải mã được đề xuất trong các phần tiếp theo.



Hình 2.8. Sơ đồ khối của bộ thu phát trong hệ thống truyền thông MIMO mã hóa P-LDPC điều chế  $M$ -QAM với ADC có độ phân giải thấp.

Giả sử  $\mathbf{b}$  là một luồng bit thông tin đầu vào có độ dài  $K_c$  trong hệ thống truyền thông không dây MIMO. Luồng bit này trước tiên được đưa vào bộ mã hóa P-LDPC, tạo ra một luồng bit được mã hóa  $\mathbf{c}$  có độ dài  $N_c$ . Sau đó,  $\mathbf{c}$  được phân vùng từ tuần tự sang song song thành các khối gồm  $2G$  bit, trong đó  $G = \frac{1}{2} \log_2 M$  và  $M$  là bậc điều chế. Trong số  $2G$  bit này,  $G$  bit được ánh xạ vào kênh đồng pha (I) và  $G$  bit còn lại vào kênh vuông góc (Q). Trong khuôn khổ điều chế xếp chồng, mỗi bit  $V_{I,k}$  đối với  $k = 1, 2, \dots, G$  trước tiên được điều chế thông qua khóa dịch pha nhị phân (BPSK), sau đó được nhân với hệ số xếp chồng  $a_{I,k}$ , với ràng buộc  $\sum_{k=1}^G a_{I,k}^2 = 0.5$ . Một quy trình tương tự được áp dụng cho  $G$  bit trên kênh vuông góc bằng cách sử dụng các hệ số  $a_{Q,k}$ ,  $k = 1, 2, \dots, G$ , phải thỏa mãn  $\sum_{k=1}^G a_{Q,k}^2 = 0.5$ . Thiết lập này được minh họa trong Hình 2.8.

Các ký hiệu  $M$ -QAM kết quả sau đó được đưa vào bộ mã hóa MIMO, thực hiện như một sơ đồ truyền V-BLAST, trong đó mỗi ăng-ten phát  $N_t$  gửi một ký hiệu điều chế riêng biệt. Do đó, có  $N_t$  luồng dữ liệu song song tương ứng với  $N_t$  ăng-ten phát. Các tín hiệu này được truyền qua kênh MIMO đến máy thu có ăng-ten  $N_r$ .

Kênh truyền thông này được mô hình hóa về mặt toán học như sau:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2.33)$$

trong đó

- $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  là từ mã MIMO được truyền đi
- $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  là ma trận kênh
- $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  là một vector nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) với giá trị trung bình và phương sai  $N_0$  bằng không.

Không mất tính tổng quát, giả sử tín hiệu điều chế được  $S[m]$  (với  $m = 1, 2, \dots, N_t$ ) được ánh xạ trực tiếp tới  $X[m]$  trong từ mã MIMO  $\mathbf{X}$  được truyền đi. Năng lượng tín hiệu trung bình

$$E_s = \mathbb{E}[|\mathbf{X}|^2]$$

được chuẩn hóa bằng 1.

Từ phương pháp điều chế xếp chồng được mô tả trong Hình 2.8, ký hiệu truyền  $X[m]$  có thể được biểu thị là:

$$X[m] = \sum_{k=1}^G a_{I,k} V_{I,k}[m] + j \sum_{k=1}^G a_{Q,k} V_{Q,k}[m], \quad (2.34)$$

trong đó  $a_{I,k}$  và  $a_{Q,k}$  lần lượt là các hệ số phân bổ xếp chồng (công suất) cho các thành phần đồng pha và vuông pha, và  $V_{I,k}[m]$  và  $V_{Q,k}[m]$  là các ký hiệu được điều chế BPSK trên mỗi nhánh. Ở đây,  $j$  biểu thị đơn vị ảo.

### 2.2.2. Mô đun tiền xử lý

Khối này chuyển đổi sơ đồ điều chế bậc cao thành một sơ đồ điều chế BPSK tương đương, từ đó cho phép áp dụng thuật toán tách sóng lan truyền niềm tin trên đồ thị Tanner kép [27], [37]. Cách tiếp cận này tạo nên một lợi thế then chốt của điều chế xếp chồng tín hiệu trong các hệ thống MIMO cỡ lớn sử dụng điều chế bậc cao, vì nó đơn giản hóa đáng kể độ phức tạp của bộ tách sóng tín hiệu MIMO.

Để bắt đầu, luận án biểu thị ký hiệu MIMO được truyền  $X[m]$  tại ăng-ten thứ  $m$  ở dạng phức hợp của nó, trong đó thành phần thực tương ứng với ký hiệu điều chế pha đồng pha  $X_I[m]$  và thành phần ảo tương ứng với ký hiệu điều chế vuông góc  $X_Q[m]$ :

$$X[m] = X_I[m] + jX_Q[m], \quad (2.35)$$

Ở đó:

$$X_I[m] = \sum_{k=1}^G a_{I,k} V_{I,k}[m] \quad (2.36)$$

Và:

$$X_Q[m] = \sum_{k=1}^G a_{Q,k} V_{Q,k}[m] \quad (2.37)$$

Ta có:

$$\mathbf{Y}_{\Phi,I} = \varphi \begin{bmatrix} \mathbf{H}_I & -\mathbf{H}_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} + \varphi \mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{\Phi,I} \quad (2.38)$$

Và

$$\mathbf{Y}_{\Phi,Q} = \varphi \begin{bmatrix} \mathbf{H}_Q & \mathbf{H}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} + \varphi \mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{\Phi,I} \quad (2.39)$$

Ở đó  $\mathbf{X}_I = [X_I[1], X_I[2], \dots, X_I[M]]^T$  và  $\mathbf{X}_Q = [X_Q[1], X_Q[2], \dots, X_Q[M]]^T$

Đặt:

$$\overline{\mathbf{Y}}_{\Phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{\Phi,I} \\ \mathbf{Y}_{\Phi,Q} \end{bmatrix}$$

Ta có thể viết lại:

$$\overline{\mathbf{Y}}_{\Phi} = \varphi \begin{bmatrix} \mathbf{H}_I & -\mathbf{H}_Q \\ \mathbf{H}_Q & \mathbf{H}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi \mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{\Phi,I} \\ \varphi \mathbf{Z}_Q + \mathbf{Z}_{\Phi,Q} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Với:

$$\mathbf{X}_I[m] = [a_{I,1}, \quad a_{I,2}, \quad \dots, \quad a_{I,G}] \underbrace{\begin{bmatrix} V_{I,1}[m] \\ V_{I,2}[m] \\ \vdots \\ V_{I,G}[m] \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_I[m]} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{X}_Q[m] = [a_{Q,1}, \quad a_{Q,2}, \quad \dots, \quad a_{Q,G}] \underbrace{\begin{bmatrix} V_{Q,1}[m] \\ V_{Q,2}[m] \\ \vdots \\ V_{Q,G}[m] \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_Q[m]} \quad (2.42)$$

Dạng rút gọn của ký hiệu MIMO truyền đi được đưa ra dưới đây:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_R & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_I \\ \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Tại đây,  $\mathbf{a}_R$  và  $\mathbf{a}_I$ , mỗi ma trận có chiều  $M \times G$ , là các ma trận chứa các hệ số xếp chồng cho kênh đồng pha và kênh vuông góc.

$$\mathbf{a}_I = \begin{bmatrix} a_{I,1} & a_{I,2} & \dots & a_{I,G} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{I,1} & a_{I,2} & \dots & a_{I,G} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{Q,1} & a_{Q,2} & \dots & a_{Q,G} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{Q,1} & a_{Q,2} & \dots & a_{Q,G} \end{bmatrix}$$

Và  $\mathbf{0}$  là ma trận toàn số không có kích thước  $M \times G$ .

$$\overline{\mathbf{Y}}_{\Phi} = \varphi \begin{bmatrix} \mathbf{H}_I & -\mathbf{H}_Q \\ \mathbf{H}_Q & \mathbf{H}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_I & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_I \\ \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi \mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{\Phi,I} \\ \varphi \mathbf{Z}_Q + \mathbf{Z}_{\Phi,Q} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Hoặc viết dưới dạng:

$$\overline{\mathbf{Y}}_{\Phi} = \varphi \overline{\mathbf{H}}_{\Phi} \overline{\mathbf{V}}_{\Phi} + \overline{\mathbf{Z}}_{\Phi} \quad (2.45)$$

Với:

$$\overline{\mathbf{H}}_{\Phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_R & -\mathbf{H}_I \\ \mathbf{H}_I & \mathbf{H}_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_R & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_I \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

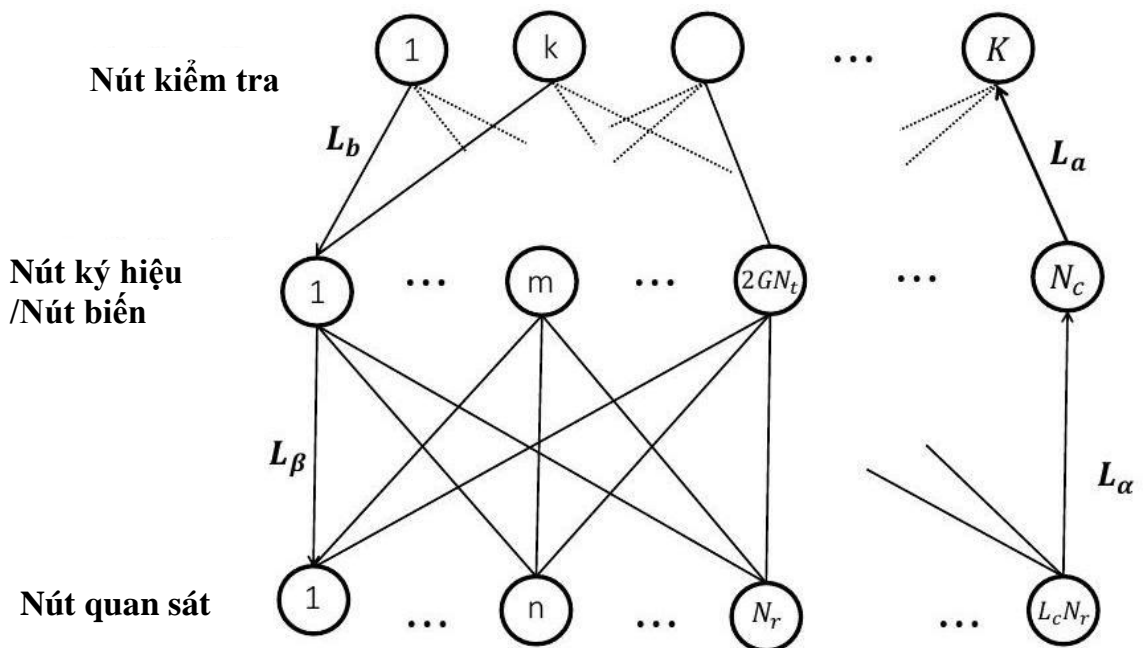
Và:

$$\overline{\mathbf{V}}_{\Phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_R \\ \mathbf{V}_I \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Theo định nghĩa, vectơ  $\overline{\mathbf{V}}_{\Phi}$  bao gồm  $2 \times N_t \times G$  phần tử được rút ra từ sơ đồ điều chế BPSK, bao gồm hai điểm tín hiệu  $\{-1, +1\}$ .

### 2.2.3. Tách sóng và giải mã kết hợp trong hệ thống MIMO

Khi số lượng ăng-ten tăng lên hàng chục hoặc hàng trăm, các phương pháp dò tín hiệu MIMO truyền thống – chẳng hạn như ZF, MMSE, giải mã hình cầu và dò tìm xác suất cực đại - trở nên không khả thi về mặt tính toán [38], [39]. Do đó, các thuật toán truyền tin đưa ra một giải pháp thay thế đầy hứa hẹn [27]. Vu và cộng sự [49] đã xây dựng thuật toán lan truyền thông tin cho các hệ thống thông tin không mã hóa. Tuy nhiên, các kỹ thuật lan truyền thông tin hiện có chủ yếu được thiết kế cho các sơ đồ điều chế nhị phân. Trong phần này, luận án đề xuất một thuật toán lan truyền thông tin mới, được thiết kế đặc biệt để xử lý không chỉ các ảnh hưởng của lượng tử hóa trong ADC độ phân giải thấp mà còn cả sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu bậc cao, vốn có thể chuyển đổi thành hệ thống điều chế nhị phân tương đương. Để minh họa thuật toán kết hợp tách sóng và giải mã, luận án sử dụng đồ thị hai lớp, được hiển thị trong Hình 2.9.



Hình 2.9. Đồ thị hai lớp cho bộ kết hợp tách sóng và giải mã của máy thu

Đồ thị này bao gồm ba loại nút:

- Các nút quan sát  $L_c \times N_r$ , biểu diễn chuỗi tín hiệu nhận được  $\overline{\mathbf{Y}}_{\Phi}$ .

-  $N_c = 2 \times L_c \times N_t \times G$  nút ký hiệu, biểu diễn chuỗi ký hiệu được truyền  $\overline{\mathbf{V}_\Phi}$ .

- Các nút kiểm tra  $K = N_c - K_c$  tương ứng với các phương trình kiểm tra của mã P-LDPC được chỉ định.

Các mối liên hệ giữa các nút biến và các nút kiểm tra trong hệ thống được quyết định bởi cấu trúc của ma trận kiểm tra chẵn lẻ thuộc bộ mã LDPC. Khi tín hiệu được truyền qua kênh, tập các nút quan sát có kích thước  $N_t$  cùng với nhóm  $2 \times N_t \times G$  nút ký hiệu tạo thành một đồ thị con chuyên dụng cho quá trình tách sóng MIMO, trong đó mỗi nút quan sát được liên kết với toàn bộ các nút ký hiệu  $2 \times N_t \times G$ . Bên cạnh đó, trong đồ thị con dành cho giải mã LDPC tồn tại  $N_c$  nút biến, mỗi nút đại diện cho một bit trong chuỗi mã  $\mathbf{c}$ . Giữa các bit mã và các ký hiệu điều chế tồn tại quan hệ ánh xạ một-một, khiến cho mỗi cặp nút biến và nút ký hiệu tương ứng có thể được hợp nhất thành một nút chung trong cấu trúc đồ thị hai tầng. Vì vậy, trong suốt phần trình bày của luận án, hai khái niệm “nút biến” và “nút ký hiệu” sẽ được sử dụng luân phiên tùy theo ngữ cảnh mà không gây nhầm lẫn.

Trong thuật toán kết hợp tách sóng và giải mã lặp, năm loại thông tin riêng biệt được trao đổi qua đồ thị:

-  $L_\alpha[n, m]$ : thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ .

-  $L_a[m, k]$ : thông điệp được truyền từ nút biến thứ  $m$  đến nút kiểm tra thứ  $k$ .

-  $L_b[k, m]$ : thông điệp được truyền từ nút kiểm tra thứ  $k$  đến nút biến thứ  $m$ .

-  $L_\beta[m, n]$ : thông điệp được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$ .

-  $L_\Gamma[m]$ : tỷ lệ LLR của ký hiệu  $\overline{\mathbf{V}_\Phi}[m]$ .

Trong phần tiếp theo, luận án sẽ mô tả chi tiết cơ chế vận hành của bộ thu thực hiện đồng thời hai chức năng tách sóng và giải mã dựa trên thuật toán truyền thông tin. Tại đây, cấu trúc bộ thu được xây dựng theo hướng tích hợp thêm kỹ thuật triệt tiêu ký hiệu mềm nhằm nâng cao độ chính xác của quá trình ước lượng và cải thiện hiệu năng giải mã trong điều kiện kênh truyền phức tạp. Cách tiếp cận này cho phép bộ thu khai thác tối đa thông tin mềm thu được từ cả các nút quan sát và các nút kiểm tra trong đồ thị, đảm bảo quá trình lặp hội tụ nhanh và ổn định.

#### ***a. Thông điệp được truyền từ các nút quan sát đến các nút ký hiệu***

Tín hiệu nhận được tại nút quan sát thứ  $n$  được đưa ra như sau:

$$\begin{aligned}
\bar{Y}_\Phi[n, m] &= \varphi \sum_{m=1}^{N_{t,\Phi}} \bar{H}_\Phi[n, m] \bar{V}_\Phi[m] + \bar{Z}_\Phi[m] = \\
&= \varphi \bar{H}_\Phi[n, m] \bar{V}_\Phi[m] + \underbrace{\varphi \sum_{t=1, t \neq m}^{N_{t,\Phi}} \bar{H}_\Phi[n, t] \bar{V}_\Phi[t]}_{\text{Interference}} + \bar{Z}_\Phi[m].
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Trong đó  $N_{t,\Phi} = 2 \times N_t \times G$

So với hệ thống không lượng tử hóa (độ phân giải cao), tín hiệu thu được tại ăng-ten thứ  $n$  ứng với ký hiệu  $\bar{V}_\Phi[m]$  sẽ gặp phải chịu thêm một thành phần nhiễu bổ sung (nhiều lượng tử hóa) và bị suy giảm thêm bởi hệ số  $\varphi$  do quá trình lượng tử hóa gây ra.

Trong luận án này, kỹ thuật khử nhiễu song song [39] được sử dụng để loại bỏ nhiễu giữa các luồng con trong biểu thức (2.48). Ký hiệu mềm được ước lượng trước tiên dựa trên thông tin ngoại lai được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$ . Giả sử  $\hat{V}_\Phi[n, m]$  là ký hiệu mềm thu được từ thông điệp truyền từ nút quan sát thứ  $n$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ . Đối với sơ đồ điều chế BPSK, ký hiệu mềm được tính như sau:

$$\hat{V}_\Phi[n, m] = \tanh\left(\frac{L_\beta[m, n]}{2}\right) \tag{2.49}$$

trong đó  $L_\beta[m, n]$  là thông điệp ngoại lai được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$ . Luận án giả định rằng các thông điệp  $L_\beta[m, n], \forall n = 1, 2, \dots, L_c N_r, \forall m = 1, 2, \dots, L_c N_{t,\Phi}$  là không tương quan và thỏa mãn điều kiện nhất quán [40]. Ký hiệu mềm trong biểu thức (2.49) hiện được sử dụng để khử nhiễu từ tín hiệu thu tại nút quan sát thứ  $n$  đối với ký hiệu truyền thứ  $m$ ,  $\bar{V}_\Phi[m]$ , như dưới đây:

$$\hat{Y}_\Phi[n, m] = \bar{Y}_\Phi[n, m] - \varphi \sum_{t=1, t \neq m}^{N_{t,\Phi}} \bar{H}_\Phi[n, t] \hat{V}_\Phi[n, t] \tag{2.50}$$

trong đó  $\hat{Y}_\Phi[n, m]$  là tín hiệu nhận được của ký hiệu truyền  $\bar{V}_\Phi[m]$  tại nút quan sát thứ  $n$  sau khi loại bỏ nhiễu.

Thông thường, ký hiệu mềm  $\hat{V}_\Phi[n, m]$  chỉ là một xấp xỉ của ký hiệu truyền  $\bar{V}_\Phi[m]$ . Do đó, một phần nhiễu dư vẫn còn tồn tại trong tín hiệu  $\hat{Y}_\Phi[n, m]$  sau khi khử nhiễu. Gọi  $\bar{W}_\Phi[n, m]$  là phần nhiễu dư cộng với nhiễu nền. Khi đó, ta có:

$$\bar{W}_\Phi[n, m] = \varphi \sum_{t=1, t \neq m}^{N_{t,\Phi}} \bar{H}_\Phi[n, t] (\bar{V}_\Phi[n, t] - \hat{V}_\Phi[n, t]) + \bar{Z}_\Phi[n] \quad (2.51)$$

Ta có thể viết lại  $\hat{Y}_\Phi[n, m]$  như sau:

$$\hat{Y}_\Phi[n, m] = \varphi \bar{H}_\Phi[n, m] \bar{V}_\Phi[m] + \bar{W}_\Phi[n, m] \quad (2.52)$$

Như thể hiện trong phương trình (2.51), nhiễu dư là tổng của  $N_{t,\Phi}$  biến ngẫu nhiên, trong đó  $N_{t,\Phi}$  thường rất lớn trong các hệ thống MIMO quy mô lớn sử dụng điều chế xếp chồng tín hiệu. Do đó, theo định luật số lớn, ta xấp xỉ nhiễu dư này là một nhiễu Gauss cộng thêm. Kết quả là, công suất của thành phần nhiễu dư cộng với nhiễu nền  $\bar{W}_\Phi[n, m]$ , được tính như sau:

$$\begin{aligned} \Psi_\Phi[n, m] &= \varphi^2 \sum_{t=1, t \neq m}^{N_{t,\Phi}} |\bar{H}_\Phi[n, t]|^2 (1 - |\hat{V}_\Phi[n, t]|^2) \\ &\quad + \varphi^2 N_0 + \varphi(1 - \varphi) \left( \sum_{m=1}^{N_{t,\Phi}} |\bar{H}_\Phi[n, m]|^2 + N_0 \right) \end{aligned} \quad (2.53)$$

Thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n$  đến nút biến thứ  $m$  là tỷ lệ log-likelihood (LLR), được đưa ra bởi:

$$\begin{aligned} L_\alpha[n, m] &= \ln \frac{\Pr(\hat{Y}_\Phi[n, m] | \bar{\mathbf{H}}_\Phi, \bar{V}_\Phi[m] = +1)}{\Pr(\hat{Y}_\Phi[n, m] | \bar{\mathbf{H}}_\Phi, \bar{V}_\Phi[m] = -1)} \\ &= \frac{4\varphi}{\Psi_\Phi[n, m]} \Re(\bar{H}_\Phi^*[n, m] \hat{Y}_\Phi[n, m]) \end{aligned} \quad (2.54)$$

Có tổng cộng  $N_r$  thông điệp được gửi đến một nút ký hiệu cụ thể, và tổng của tất cả các thông điệp này tương đương với thông điệp kênh ( $L_{ch}$ ) trong thuật toán truyền thông tin truyền thống [41]. So với biểu thức được đưa ra trong [38], biểu thức mới trong phương trình (2.54) đã tích hợp thêm ảnh hưởng của nhiễu lượng tử thông qua các hệ số  $\varphi$  và  $\Psi_\Phi[n, m]$ , vốn phụ thuộc vào độ phân giải ADC và kênh fading như đã đề cập trước đó. Khi sử dụng ADC có độ phân giải thấp  $4\varphi/\Psi_\Phi[n, m]$  trong (2.54) bị giảm đi do  $\varphi$  tỷ lệ thuận với độ phân giải ADC, dẫn đến thông điệp kênh  $L_\alpha[n, m]$  bị giảm. Do đó, hiệu năng của bộ giải mã kênh sẽ bị suy giảm.

Trong giới hạn độ phân giải cao khi ( $\Sigma \rightarrow \infty$ ) thì,  $\varphi_Q \rightarrow 1$  và thành phần thứ ba trong phương trình (2.53) trở nên không đáng kể. Do đó, thông điệp kênh trong hệ thống sử dụng

ADC độ phân giải thấp sẽ tiến gần đến thông điệp kênh của kịch bản sử dụng ADC độ phân giải cao như trong [38].

***b. Thông điệp được truyền từ các nút biến đến các nút kiểm tra***

Xét nút biến thứ  $m$ , nút này đồng thời tiếp nhận hai nhóm thông điệp: các thông điệp gửi từ  $N_r$  nút quan sát thuộc đồ thị con tách sóng MIMO và các thông điệp phát từ các nút kiểm tra trong đồ thị con LDPC. Khi tạo thông điệp ngoại lai truyền tới nút kiểm tra thứ  $k$ , nút biến  $m$  sẽ tổng hợp tất cả các thông điệp đến từ các nút quan sát và các nút kiểm tra khác, nhưng loại trừ thông điệp xuất phát từ nút kiểm tra  $k$  để tránh hồi tiếp thông tin. Do đó, thông điệp ngoại lai gửi đi từ nút biến  $m$  được xác định như sau:

$$L_a[m, k] = \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m)} L_\alpha[t, m] + \sum_{t \in \mathcal{S}_c(m) \setminus k} L_b[t, m] \quad (2.55)$$

trong đó  $\mathcal{S}_c(m)$  biểu thị tập hợp các nút kiểm tra được kết nối với nút biến thứ  $m$  và  $\mathcal{S}_o(m)$  biểu thị tập hợp các nút quan sát được kết nối với nút biến thứ  $m$ .

So với phương pháp PEXIT thông thường, hạng tử đầu tiên ở vế phải của phương trình (2.55), tức là  $\sum_{t \in \mathcal{S}_o(m)} L_\alpha[t, m]$ , đóng vai trò là thông điệp LLR từ kênh truyền. Giả định rằng thông điệp LLR từ kênh này tuân theo phân phối Gauss đối xứng là một yêu cầu then chốt trong việc phát triển thuật toán PEXIT [42]. Đối với kênh MIMO sử dụng các bộ chuyển đổi ADC, công trình trước đây [37] đã chứng minh rằng điều kiện Gauss này thực sự được thỏa mãn.

***c. Tin nhắn được truyền từ các nút kiểm tra đến các nút biến***

Thông điệp từ nút kiểm tra thứ  $k$  đến nút biến thứ  $m$  giống hệt như trong thuật toán truyền thông điệp thông thường [41] và được cho bởi:

$$L_b[k, m] = \ln \frac{1 - \prod_{t \in \mathcal{S}_v(k) \setminus m} \frac{1 - e^{L_a[t, k]}}{1 + e^{L_a[t, k]}}}{1 + \prod_{t \in \mathcal{S}_v(k) \setminus m} \frac{1 - e^{L_a[t, k]}}{1 + e^{L_a[t, k]}}} \quad (2.56)$$

trong đó  $\mathcal{S}_v(k)$  được hiểu là tập các nút biến có liên kết trực tiếp với nút kiểm tra thứ  $k$ . Khi triển khai trong các hệ thống thực, việc tính toán giá trị  $L_b[k, m]$  thường được rút gọn bằng cách sử dụng dạng biểu diễn thông qua hàm tanh( $\cdot$ ), giúp giảm độ phức tạp và tăng tính ổn định số trong quá trình thực hiện thuật toán truyền thông điệp.

#### *d. Tin nhắn được truyền từ các nút ký hiệu đến các nút quan sát*

Xét nút ký hiệu thứ  $m$ , nút này đồng thời tiếp nhận thông tin từ các nút quan sát trong đồ thị con tách sóng và từ các nút kiểm tra trong đồ thị con giải mã LDPC. Khi hình thành thông điệp gửi tới nút quan sát thứ  $n$ , nút ký hiệu sẽ tổng hợp tất cả các thông điệp nhận được, ngoại trừ thông điệp đến trực tiếp từ nút quan sát  $n$ . Vì vậy, thông điệp được truyền từ nút biên  $m$  đến nút quan sát  $n$  có thể được mô tả dưới dạng:

$$L_\beta[m, n] = \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m) \setminus n} L_\alpha[t, m] + \sum_{t \in \mathcal{S}_c(m)} L_b[t, m] - L_\alpha[n, m] \quad (2.57)$$

trong đó  $\mathcal{S}_o(m)$  và  $\mathcal{S}_c(m)$  lần lượt biểu thị tập hợp các nút quan sát và nút kiểm tra kết nối với nút ký hiệu thứ  $m$ .

#### *e. Các thông điệp hậu nghiệm của các bit mã hóa*

LLR hậu nghiệm của ký hiệu truyền thứ  $m$  sau khi hoàn tất một vòng lặp được xác định bằng cách cộng dồn toàn bộ các thông điệp được gửi đến nút ký hiệu này từ phía các nút quan sát cũng như các nút kiểm tra, được biểu diễn như sau:

$$L_\Gamma[m] = \sum_{n \in \mathcal{S}_o(m)} L_\alpha[n, m] + \sum_{k \in \mathcal{S}_c(m)} L_b[k, m] \quad (2.58)$$

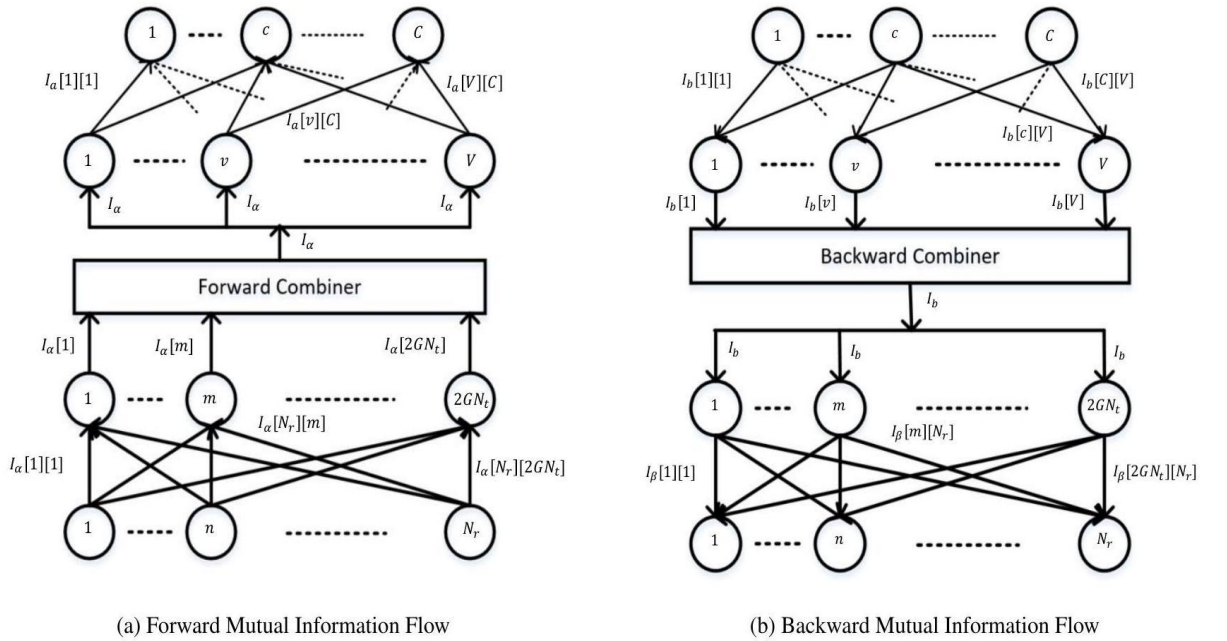
LLR hậu nghiệm sau cùng được chuyển tới bộ quyết định cứng (hard decision) để suy ra giá trị ước lượng của bit mã. Việc đưa ra quyết định được thực hiện dựa trên quy tắc so sánh dấu của giá trị LLR: nếu giá trị này mang dấu dương, bit được giải đoán là “0”; ngược lại, nếu LLR âm, bộ quyết định sẽ gán bit “1”. Cơ chế này đảm bảo lựa chọn bit theo xác suất hậu nghiệm lớn nhất, đồng thời kết thúc quy trình giải mã sau toàn bộ các vòng lặp lan truyền thông tin.

$$\hat{c}[m] = \begin{cases} 0, & L_\Gamma[m] > 0 \\ 1, & \text{trường hợp còn lại} \end{cases} \quad (2.59)$$

Ở đây  $\hat{c}[m]$  là phiên bản đã được giải mã của  $c[m]$ . Do đó, chuỗi thông tin giải mã  $\hat{\mathbf{b}}$  sẽ được thu nhận. Quá trình truyền thông tin sẽ kết thúc khi tất cả các phương trình kiểm tra đều được thỏa mãn hoặc khi đạt đến số vòng lặp tối đa. Nếu không, quá trình sẽ lặp lại với việc cập nhật thông tin từ các nút quan sát như đã trình bày trong Mục 2.2.3.a.

## 2.2.4. Đồ thị hai lớp MIMO và Protograph LDPC kết hợp

Biểu đồ protograph kết hợp giữa MIMO và LDPC được minh họa trong Hình 2.10, thể hiện một phiên bản thu nhỏ của biểu đồ hai lớp được trình bày trong Hình 2.9. Để đơn giản hóa quá trình phân tích luồng thông tin tiếp theo, luận án phân tách các nút biến và nút ký hiệu thành hai thực thể riêng biệt, được kết nối với nhau thông qua một bộ kết hợp phía trước để xử lý luồng thông tin xuôi và một bộ kết hợp phía sau để xử lý luồng thông tin ngược.



Hình 2.10. Tách sóng tín hiệu MIMO kết hợp và bộ giải mã P-LDPC

Phần MIMO trong protograph của hệ thống kết hợp MIMO-LDPC bao gồm  $N_r$  nút quan sát,  $N_{t,\Phi}$  nút ký hiệu, cùng với tổng số liên kết bằng  $N_{t,\Phi} \times N_r$ . Cấu trúc đồ thị con này được lặp lại  $L_c$  lần tương ứng với số lần sử dụng kênh truyền, tạo nên phân đoạn MIMO trong đồ thị hai lớp như minh họa ở Hình 2.10. Bên cạnh đó, phần LDPC trong protograph kết hợp gồm  $V$  nút biến,  $C$  nút kiểm tra và hệ thống các cạnh nối giữa hai tập nút này. Sự kết nối giữa các nút được mô tả thông qua ma trận proto  $\mathbf{B}$  có kích thước  $V \times C$  trong đó mỗi phần tử  $\mathbf{B}[c, v]$ .

Để thu được phân đoạn LDPC của đồ thị hai lớp trong Hình 2.10, đồ thị con LDPC của protograph MIMO-LDPC kết hợp trước tiên được sao chép  $\delta_c = \frac{N_c}{V} = \frac{L_c N_{t,\Phi}}{V}$  lần. Sau

đó, một phép hoán vị được áp dụng cho các cặp cạnh nối từ nút biến đến nút kiểm tra  $\delta_c$  này, tương ứng với cùng một loại cạnh trong protograph gốc [44]. Lưu ý rằng số lượng nút kiểm tra được tính bởi:  $C = \frac{(N_c - K_c)}{\delta_c} = (1 - R_c)V$ .

Luận án định nghĩa năm loại thông tin tương hỗ (Mutual information) chính, tương ứng với năm loại thông điệp được trao đổi trên đồ thị hai lớp trong Hình 2.10 của kết hợp MIMO và P-LDPC, như sau:

+  $I_\alpha[n, m]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_\alpha[n, m]$ , được gửi bởi nút quan sát thứ  $n$  đến nút biến thứ  $m$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biến thứ  $m$ .

+  $I_a[v, c]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_a[v, c]$ , được gửi bởi nút biến thứ  $v$  đến nút kiểm tra thứ  $c$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biến thứ  $v$ .

+  $I_b[c, v]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_b[c, v]$ , được gửi bởi nút kiểm tra thứ  $c$  đến nút biến thứ  $v$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biến thứ  $v$ .

+  $I_\beta[m, n]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_\beta[m, n]$ , được gửi bởi nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$  và ký hiệu tương ứng với nút ký hiệu thứ  $m$ .

+  $I_\Gamma[v]$  là thông tin tương hỗ hậu nghiệm giữa giá trị LLR hậu nghiệm  $L_\Gamma[v]$  và bit mã tương ứng với nút biến thứ  $v$ .

Thêm vào đó,  $P_v$  biểu thị nhãn bị bị đục lỗ của nút biến thứ  $v$ , được đặt bằng 0 nếu nút  $v$  bị thủng (tức là các bit từ mã tương ứng của nó không được truyền) và thành 1 nếu không bị đục lỗ.

### 2.2.5. Luồng thông tin tương hỗ thuận

Luồng thông tin tương hỗ theo chiều thuận mô tả quá trình lan truyền của các giá trị thông tin ngoại lai từ các nút quan sát, sau đó được chuyển tiếp qua các nút ký hiệu và nút biến, trước khi tới các nút kiểm tra trong đồ thị hai lớp. Quá trình lan truyền này được minh họa trong Hình 2.10.a và đóng vai trò quan trọng trong việc hình thành các ước lượng tin cậy ở phía thu. Trong phần tiếp theo, luận án sẽ phân tích các hàm thông tin tương hỗ liên quan đến dòng truyền thông tin hướng thuận này.

#### a. Thông tin tương hỗ $I_\alpha[n, m]$

Do bản chất phát sóng của tín hiệu vô tuyến trong các kênh LS-MIMO, nút ký hiệu thứ  $m$  nhận được  $N_r$  giá trị LLR, mỗi giá trị đến từ một trong các  $N_r$  nút quan sát. Đối với

ma trận thực hiện kênh cố định  $\bar{\mathbf{H}}_\Phi$ , thông điệp LLR  $L_\alpha[n, m]$  được truyền từ nút quan sát thứ  $n$  đến nút biến thứ  $m$  (hay còn gọi là nút ký hiệu), như được suy ra trong phương trình (2.55), được cho bởi:

$$\begin{aligned} L_\alpha[n, m] &= \frac{4\varphi}{\Psi_\Phi[n, m]} \Re(\bar{H}_\Phi^*[n, m]\hat{Y}_\Phi[n, m]) \\ &= \frac{4}{\Psi_\Phi[n, m]} \Re(\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2\bar{V}_\Phi[m] + \varphi W_\Phi[n, m]) \\ &= \frac{4}{\Psi_\Phi[n, m]} (\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2\bar{V}_\Phi[m] + \varphi\Re(\bar{H}_\Phi^*[n, m]W_\Phi[n, m])) \end{aligned} \quad (2.60)$$

trong đó  $\bar{H}_\Phi^*[n, m]$  là liên hợp phức của  $\bar{H}_\Phi[n, m]$ , và  $\Psi_\Phi[n, m]$  là phương sai của thành phần nhiễu trong  $\hat{Y}_\Phi[n, m]$ .

Không làm mất tính tổng quát, ta giả sử rằng mã từ toàn số “0” được truyền đi. Do đó, giá trị LLR  $L_\alpha[n, m]$  được biểu diễn như sau:

$$L_\alpha[n, m] = \frac{4\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2 + \varphi\Re(\bar{H}_\Phi^*[n, m]\bar{W}_\Phi[n, m])}{\Psi_\Phi[n, m]} \quad (2.61)$$

Vì  $\mathbb{E}[z_\zeta[n_\zeta, m]z_\zeta^*[n_\zeta, m]] = \Psi_\zeta[n_\zeta, m]$  với  $\mathbb{E}(\cdot)$  là toán tử kì vọng, chúng ta có:

$$\begin{aligned} &(\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2 + \varphi\Re(\bar{H}_\Phi^*[n, m]\bar{W}_\Phi[n, m])) \sim \\ &\mathcal{N}\left(\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2, \frac{\varphi^2|\bar{H}_\Phi[n, m]|^2\Psi_\Phi[n, m]}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.62)$$

trong đó  $\sim \mathcal{N}(x, y)$  chỉ ra rằng một biến ngẫu nhiên tuân theo phân phối chuẩn với kỳ vọng  $x$  và phương sai  $y$ .

Từ đó, ta có:

$$L_\alpha[n, m] \sim \mathcal{N}\left(\frac{\sigma_{L_\alpha}^2[n, m]}{2}, \sigma_{L_\alpha}^2[n, m]\right) \quad (2.63)$$

Với

$$\sigma_{L_\alpha}^2[n, m] = \frac{8\varphi^2 |\bar{H}_\Phi[n, m]|^2}{\Psi_\Phi[n, m]} \quad (2.64)$$

Giá trị LLR  $L_\alpha[n, m]$  tuân theo phân phối Gauss đối xứng đối với một ma trận kênh đã cho [43]. Kết quả trong (2.63) được suy ra dưới giả định rằng thành phần nhiễu cộng can nhiễu  $W[n, m]$  là một biến ngẫu nhiên Gauss phức độc lập và phân phối đồng đều.

**b. Thông tin tương hỗ  $L_\alpha$  từ các nút ký hiệu tới các nút biến**

Nút ký hiệu thứ  $m$  nhận được tổng cộng  $N_r$  thông điệp từ các nút quan sát  $N_r$ . Gọi  $L_\alpha[m]$  là thông điệp tổng hợp mà nút ký hiệu thứ  $m$ , ta có:

$$L_\alpha[m] = \sum_{n=1}^{N_r} L_\alpha[n, m] \quad (2.65)$$

Theo phương trình (2.63), tổng thông điệp cũng tuân theo phân phối Gauss với kỳ vọng và phương sai như sau:

$$L_\alpha[m] \sim \mathcal{N}\left(\frac{\sigma_{L_\alpha}^2[m]}{2}, \sigma_{L_\alpha}^2[m]\right) \quad (2.66)$$

Ở đó:

$$\sigma_{L_\alpha}^2[m] = \sum_{n=1}^{N_r} \sigma_{L_\alpha}^2[n, m] \quad (2.67)$$

và do đó thông tin tương hỗ ngoại lai,  $I_\alpha[m]$ , được tính theo phương trình sau:

$$I_\alpha[m] = J(\sigma_\alpha[m]) \quad (2.68)$$

với  $J(x)$  được đưa ra trong [41].

Lưu ý rằng  $I_\alpha[m]$  tương tự như thông tin tương hỗ kênh  $I_{ch}$ , vốn được truyền từ kênh đến nút biến trong thuật toán PEXIT truyền thống [42]. Luận án diễn giải  $I_\alpha[m]$  như một phiên bản tổng quát của  $I_{ch}$  có khả năng tính đến cả nhiễu dư và nhiễu do lượng tử hóa. Trong giới hạn độ phân giải cao của các bộ chuyển đổi ADC và khi triệt tiêu nhiễu là hoàn hảo,  $I_\alpha[m]$  sẽ trùng khớp với  $I_{ch}$ .

Giả sử độ dài mã tiến tới vô hạn ( $N_c \rightarrow \infty$ ), khi đó mỗi bit tương ứng với một nút biến được truyền qua tất cả các ăng-ten phát với xác suất đồng đều bằng  $1/N_{t,\Phi}$ . Trong bối cảnh này, chức năng chính của bộ tương hỗ thuận là tính toán giá trị trung bình của thông tin tương hỗ do toàn bộ các nút ký hiệu gửi tới, rồi chuyển giá trị tổng hợp này đến các nút

biến. Gọi  $I_\alpha$  là giá trị trung bình của thông tin tương hỗ được kết hợp theo cơ chế trên, ta thu được biểu thức sau:

$$I_\alpha = \frac{1}{N_{t,\Phi}} \sum_{m=1}^{N_{t,\Phi}} I_\alpha[m] \quad (2.69)$$

trong đó  $I_\alpha[m]$  được đưa ra trong (2.53).

Do đó, thông tin tương hỗ từ kênh truyền từ các nút ký hiệu đến nút biến thứ  $p$  được cho bởi

$$I_\alpha[v] = P_v I_\alpha, \forall v = 1, 2, \dots, V \quad (2.70)$$

**c. Thông tin tương hỗ  $I_\alpha$  từ các nút biến tới các nút kiểm tra**

Biểu thức mô tả lượng thông tin tương hỗ được chuyển từ nút biến thứ  $v$  sang nút kiểm tra thứ  $c$ , ký hiệu là  $I_\alpha[v, c]$ , tuân theo cùng nguyên tắc như trong thuật toán PEXIT cổ điển đã được trình bày trong tài liệu [42]. Giá trị này có thể được xác định theo công thức sau:

$$I_\alpha[v, c] = J \left( \sqrt{[J^{-1}(I_\alpha[v])]^2 + \sigma_b^2[v]} \right) \quad (2.71)$$

Với

$$\sigma_b^2[v] = \sum_{t \in \mathcal{S}_c(v) \setminus k} \mathbf{B}[t, v] [J^{-1}(I_b[t, v])]^2 \quad (2.72)$$

Ở đó, hàm  $J^{-1}(x)$  được cho bởi [41].

Trong biểu thức (2.72),  $\mathcal{S}_c(v)$  biểu thị tập hợp các nút kiểm tra được kết nối với nút biến thứ  $v$ . Cần lưu ý rằng  $[J^{-1}(I_\alpha[v])]^2$  trong biểu thức (2.71) tương đương với  $\sigma_{ch}^2$  trong cả thuật toán PEXIT gốc cho các kênh AWGN [42] và phiên bản điều chỉnh cho các hệ thống đa dạng không gian. Trong nghiên cứu [43], các tác giả chỉ ra rằng đối với mô hình kênh SIMO chịu fading Rayleigh, các giá trị LLR sinh ra từ kênh không tuân theo phân phối Gauss đối xứng. Tuy nhiên, kết luận này không hoàn toàn áp dụng cho hệ thống LS-MIMO. Nguyên nhân là trong kiến trúc MIMO quy mô lớn, mỗi thông điệp LLR đầu vào thực chất được tạo thành từ việc tổng hợp  $N_r$  thành phần LLR riêng biệt do  $N_r$  nút quan sát cung cấp. Theo luật số lớn, có thể hợp lý giả định rằng các thông điệp LLR từ kênh trong trường hợp này tuân theo phân phối Gauss đối xứng, điều đã được xác minh trước đó trong [27], [37].

## 2.2.6. Luồng thông tin tương hỗ nghịch

Luồng truyền thông tin tương hỗ theo hướng ngược mô tả cơ chế lan truyền của các thông điệp ngoại lai bắt đầu từ các nút kiểm tra, sau đó đi qua các nút ký hiệu và nút biến, trước khi quay trở lại các nút quan sát. Quá trình này được mô phỏng trong Hình 2.10.b, thể hiện rõ cấu trúc trao đổi thông tin giữa các lớp nút trong đồ thị hai lớp kết hợp MIMO-LDPC. Ở phần kế tiếp, luận án sẽ tập trung phân tích chi tiết các biểu thức đặc trưng cho thông tin tương hỗ trong nhánh truyền ngược này, qua đó làm rõ vai trò của luồng thông tin từ bộ giải mã đối với quá trình cập nhật độ tin cậy trong bộ tách sóng MIMO.

### a. Thông tin tương hỗ $I_b$ từ các nút kiểm tra tới các nút biến

Việc tính toán thông tin tương hỗ được truyền từ nút kiểm tra thứ  $c$  đến nút biến thứ  $v$  giống như trong thuật toán PEXIT truyền thống [42]. Ta tính toán  $I_b[c, v]$  như sau:

$$I_b[c, v] = 1 - J(\sigma_a[c]) \quad (2.73)$$

Với

$$\sigma_a^2[c] = \sum_{t \in \mathcal{S}_v(c) \setminus v} \mathbf{B}[c, t] [J^{-1}(1 - I_a[t, c])]^2 \quad (2.74)$$

### b. Thông tin tương hỗ $I_b$ từ các nút biến tới các nút ký hiệu

Gọi  $I_b[v]$  là tổng thông tin tương hỗ mà nút biến thứ  $v$  nhận được từ các nút kiểm tra. Ta có:

$$I_b[v] = \sum_{c \in \mathcal{S}_c(v)} I_b[c, v] \quad (2.75)$$

Dựa trên giả thiết độ dài mã tiến tới vô hạn, xác suất để một nút ký hiệu lựa chọn truyền bit mã tương ứng với nút biến thứ  $v$  là  $1/(\sum_{v=1}^V P_v)$ . Với giả thiết này, bộ kết hợp theo hướng ngược đóng vai trò tổng hợp và lấy trung bình lượng thông tin tương hỗ nhận được từ toàn bộ các nút biến trước khi chuyển thông tin này trở lại các nút ký hiệu. Như vậy, giá trị thông tin tương hỗ trung bình lan truyền từ tập các nút biến tới các nút ký hiệu trong pha truyền ngược được xác định theo biểu thức sau:

$$I_b = \frac{1}{(\sum_{v=1}^V P_v)} \sum_{v=1}^V P_v I_b[v] \quad (2.76)$$

**c. Thông tin tương hỗ  $I_\beta$  từ các nút biến tới các nút kiểm tra**

Thông tin tương hỗ được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n$ , ký hiệu là  $I_\beta[m, n]$ , được tính theo công thức sau:

$$I_\beta[m, n] = J \left( \sqrt{\sigma_{\alpha^*}^2[m] + \sigma_b^2} \right) \quad (2.77)$$

Với

$$\sigma_b^2 = [J^{-1}(I_b)]^2 \quad (2.78)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\alpha^*}^2[m] &= \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m) \setminus n} [J^{-1}(I_\alpha[t, m])]^2 \\ &= \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m) \setminus n} \sigma_\alpha^2[t, m] = \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m) \setminus n} \frac{8\varphi^2 |\bar{H}_\Phi[t, m]|^2}{\Psi[t, m]} \end{aligned} \quad (2.79)$$

**2.2.7. Thông tin tương hỗ APP**

Tính toán giá trị  $I_\Gamma[v]$  cho nút biến thứ  $v$

$$I_\Gamma[v] = J \left( \sqrt{\sigma_\alpha^2 + \sigma_b^2[v]} \right) \quad (2.80)$$

Với

$$\sigma_b^2[v] = \sum_{t \in \mathcal{S}_c(v)} \mathbf{B}[t, v] [J^{-1}(I_b[t, v])]^2 \quad (2.81)$$

**2.2.8. Thuật toán PEXIT đề xuất cho các hệ thống truyền thông LS-MIMO với ADC có độ phân giải thấp**

Thuật toán PEXIT là một công cụ đã được kiểm chứng rộng rãi trong việc dự đoán hiệu năng của các mã LDPC dạng protograph dưới nhiều mô hình kênh truyền khác nhau [42], [43]. Tuy nhiên, phiên bản gốc của thuật toán này chủ yếu được thiết kế cho các hệ thống có độ phân giải cao, bao gồm cả cấu hình đơn đầu vào đơn đầu ra (SISO) hoặc MIMO truyền thống. Trong phần này, luận án giới thiệu một thuật toán PEXIT mới có khả năng tính đến các ảnh hưởng của bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp, nhờ đó phù hợp với quá trình tách sóng và giải mã đồng thời dựa trên truyền thông tin trong các hệ thống LS-MIMO.

Thuật toán PEXIT được đề xuất được xây dựng bằng cách áp dụng các hàm thông tin tương hỗ từ các mục nhỏ trước vào các tham số của một cấu hình MIMO cụ thể, gồm:

- Hệ thống LS-MIMO cho trước với cấu hình là  $N_{t,\Phi} \times N_r$
- Một ma trận cơ sở  $\mathbf{B}$  có kích thước  $C \times V$
- Mức tín hiệu kênh  $E_b/N_0$
- Độ phân giải của ADC  $\Sigma$  và các hệ số trọng số điều chế xếp chồng

Thuật toán LS-MIMO-PEXIT được trình bày như sau:

- **Bước 0: Khởi tạo**

- Tính toán tỉ lệ mã:  $R_c = \frac{V-C}{\sum_{v=1}^V P_v}$
- Tính toán công suất nhiễu  $N_0 = \frac{N_t}{R_c(E_b/N_0)}$
- Gán lần lượt các giá trị cho  $\varphi$  tương ứng với mức độ phân giải  $\Sigma$  từ Bảng 2.1
- Cấu hình hệ thống MIMO với  $N_{t,\Phi}$  ăng-ten phát và  $N_r$  ăng-ten thu
- Thiết lập giá trị ban đầu cho  $I_\beta = 0$
- Đặt các tham số cho điều chế xếp chồng với số bậc M
- Gán giá trị cho các hệ số thành phần tín hiệu thực  $a_{I,1}, a_{I,2}, \dots, a_{I,\sqrt{M}/2}$
- Gán giá trị cho các hệ số thành phần tín hiệu ảo  $a_{Q,1}, a_{Q,2}, \dots, a_{Q,\sqrt{M}/2}$
- Sinh ra  $F_c$  các ma trận kênh LS-MIMO  $H_1, H_2, \dots, H_F$

- **Bước 1: Tiền xử lý**

- Hình thành ma trận  $\mathbf{a}_I$  và  $\mathbf{a}_Q$
- Với mỗi  $f = 1, 2, \dots, F_c$  tính toán ma trận kênh tương ứng:  $\bar{H}_{\Phi,f}$

- **Bước 2: Cập nhật thông tin từ nút giám sát tới nút biến**

- Cho  $f = 1, 2, \dots, F_c$
- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{t,\Phi}$  và  $n = 1, 2, \dots, N_r$
- Tính  $\sigma_\beta = J^{-1}(I_\beta)$
- Khởi tạo  $L_{\beta,f}[m, n] \sim \mathcal{N}\left(\pm \frac{\sigma_\beta^2}{2}, \sigma_\beta^2\right)$
- Ước lượng xấp xỉ thông tin mềm cho  $\hat{V}_{\Phi,f}[m, n] = \tanh\left(\frac{L_{\beta,f}[m, n]}{2}\right)$
- Tính  $\Psi_{\Phi,f}[n, m]$  sử dụng biểu thức:

$$\Psi_{\Phi,f}[n,m] = \varphi^2 \sum_{t=1, t \neq m}^{N_{t,\Phi}} |\bar{H}_{\Phi,f}[n,t]|^2 \left(1 - |\hat{V}_{\Phi,f}[t,n]|^2\right) + \varphi^2 N_0 + \varphi(1 - \varphi) \left( \sum_{m=1}^{N_{t,\Phi}} |\bar{H}_{\Phi,f}[n,m]|^2 + N_0 \right)$$

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{t,\Phi}$
- Tính toán  $I_{\alpha,f}[m]$

$$I_{\alpha,f}[m] = J \left( \sqrt{\sum_{n=1}^{N_r} \frac{8\varphi^2 |\bar{H}_{\Phi,f}[n,m]|^2}{\Psi_{\Phi,f}[n,m]}} \right)$$

- Tính giá trị trung bình của  $I_{\alpha,f}$  trên tất cả các kênh sửa lỗi

$$I_{\alpha}[m] = \mathbb{E}(I_{\alpha,f}[m]) = \frac{1}{F_c} \sum_{f=1}^{F_c} I_{\alpha,f}[m], \forall m = 1, 2, \dots, N_{t,\Phi}.$$

- Cho  $v = 1, 2, \dots, V$ , thực hiện tính  $I_{\alpha}[v]$  qua biểu thức

$$I_{\alpha}[v] = P_v \left( \frac{1}{N_{t,\Phi}} \sum_{m=1}^{N_{t,\Phi}} I_{\alpha}[m] \right)$$

Lưu ý rằng nếu nút biến thứ  $v$  là nút đục lỗ thì giá trị  $P_v = 0$  và ngược lại thì  $P_v = 1$ .

- **Bước 3: Cập nhật thông tin từ nút biến tới nút kiểm tra**

- Cho  $v = 1, 2, \dots, V$  và  $c = 1, 2, \dots, C$ , thực hiện tính giá trị  $I_a[v, c]$
- Nếu  $B[p, q] \neq 0$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\alpha}[p, q]$  sử dụng biểu thức

$$I_a[v, c] = J \left( \sqrt{\sum_{t \in \mathcal{S}_c(v) \setminus c} \mathbf{B}[t, v] [J^{-1}(I_b[t, v])]^2 + \sigma_{\alpha}^2[v]} \right)$$

Với

$$\sigma_{\alpha}[v] = J^{-1}(I_{\alpha}[v]).$$

- Nếu  $\mathbf{B}[v, c] = 0$ , gán giá trị  $I_a[v, c] = 0$

- **Bước 4: Cập nhật thông tin từ nút kiểm tra tới nút biến**

- Cho  $c = 1, 2, \dots, C$  và  $v = 1, 2, \dots, V$  thực hiện tính giá trị  $I_b[c, v]$
- Nếu  $\mathbf{B}[c, v] \neq 0$ , thực hiện tính giá trị  $I_b[q, p]$  sử dụng biểu thức

$$I_b[c, v] = 1 - J \left( \sqrt{\sum_{t \in \mathcal{S}_v(c) \setminus v} \mathbf{B}[c, t] [J^{-1}(1 - I_a[t, c])]^2} \right)$$

- Nếu  $\mathbf{B}[c, v] = 0$ , gán giá trị  $I_b[c, v] = 0$
- **Bước 5: Cập nhật thông tin từ nút ký hiệu tới nút giám sát**
- Cho  $f = 1, 2, \dots, F_c$
- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{t,\Phi}$  và  $n = 1, 2, \dots, N_r$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta,f}[m, n]$  sử dụng biểu thức

$$I_{\beta,f}[m, n] = J \left( \sqrt{\sigma_{\alpha_f^*}^2[m] + \sigma_b^2} \right)$$

Với

$$\sigma_{\alpha_f^*}^2[m] = \sum_{t \in \mathcal{S}_o(m) \setminus n} \frac{8\varphi^2 |\bar{H}_{\Phi,f}[t, m]|^2}{\Psi_{\Phi,f}[t, m]}$$

Và

$$\sigma_b = J^{-1}(I_b) = J^{-1} \left( \frac{\sum_{v=1}^V \sum_{c=1}^C I_b[c, v]}{\sum_{v=1}^V P[v]} \right)$$

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{t,\Phi}$  và  $n = 1, 2, \dots, N_r$ , thực hiện tính giá trị  $I_\beta[n, m]$  sử dụng biểu thức:

$$I_\beta[n, m] = \mathbb{E}(I_{\beta,f}[n, m]) = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\beta,f}[n, m]$$

- **Bước 6: Tính thông tin tương hỗ APP-LLR**
- Cho  $v = 1, 2, \dots, V$ , thực hiện tính giá trị  $I_\Gamma[v]$  sử dụng biểu thức

$$I_\Gamma[v] = J \left( \sqrt{\sigma_\alpha^2[v] + \sum_{c=1}^C \mathbf{B}[c, v] [J^{-1}(I_b[c, v])]^2} \right)$$

- **Bước 7: Kiểm tra giá trị  $I_\Gamma[v]$  và lặp lại Bước 2 – Bước 7 cho đến khi  $I_\Gamma[v] = 1, \forall v = 1, 2, \dots, V$**

Thuật toán PEXIT được đề xuất sẽ hội tụ khi giá trị  $E_b/N_0$  đạt đến hoặc vượt qua ngưỡng giải mã lặp yêu cầu. Vì vậy, ngưỡng  $(E_b/N_0)^*$  được định nghĩa là giá trị nhỏ nhất tại đó thông tin tương hỗ giữa các thông điệp xác suất hậu nghiệm (APP-LLR) và các bit

mã tương ứng của chúng hội tụ về 1. Có thể nhận thấy rằng quy trình PEXIT được đề xuất cho các hệ thống sử dụng ADC độ phân giải thấp có sự khác biệt đáng kể so với thuật toán PEXIT chuẩn [42], ngoại trừ Bước 3. Sự khác biệt này chủ yếu nằm ở việc mô hình hóa tác động của quá trình lượng tử hóa thô trong Bước 2 và Bước 5, nơi các hàm thông tin tương hỗ được điều chỉnh để phản ánh chính xác ảnh hưởng của các mức phân giải ADC. Mức phân giải này được ký hiệu bởi biến  $\varphi$ , tham gia trực tiếp vào quá trình tính toán phương sai nhiễu  $\Psi_{\Phi, f}$  tại nút quan sát  $n$ . So với các công trình gần đây về tách sóng và giải mã kết hợp [21], [27], điểm mới của thuật toán PEXIT được đề xuất nằm ở Bước 1, nơi tín hiệu thu được được xử lý sơ bộ để phù hợp với bộ tách sóng tín hiệu dựa trên đồ thị. Hơn nữa, các hệ số trọng số trong sơ đồ điều chế xếp chồng cũng được tích hợp vào quá trình tính ngưỡng.

### 2.3. Đánh giá hiệu năng của các hệ thống truyền thông điều chế xếp chồng mã hóa P-LDPC

Trong phần này, luận án sử dụng thuật toán PEXIT được đề xuất để đánh giá hiệu năng của ba mã P-LDPC đã được thiết kế trước đó cho các kênh AWGN và kênh fading với các trường hợp điều chế bậc cao 16-QAM và 64-QAM. Các protograph tương ứng được biểu diễn trong các ma trận (2.82), (2.83) và (2.84): ma trận đầu tiên (2.82) và ma trận thứ ba (2.84) có kích thước  $6 \times 3$  được thiết kế tối ưu cho kênh LS-MIMO trong một nghiên cứu trước đó [27], trong khi ma trận thứ hai (2.83) có kích thước  $8 \times 4$  được thiết kế cho kênh AWGN [47].

$$\mathbf{B}_{6 \times 3} = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$\mathbf{B}_{8 \times 4} = \begin{bmatrix} 3 & 3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 0 & 2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$\mathbf{B}_{6 \times 3} = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 1 & 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 2 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Trong bước đầu, luận án tiến hành đánh giá hiệu năng của hai mã P-LDPC (2.82) và (2.83) trong kịch bản mỗi ký hiệu điều chế mang bốn bit thông tin — hai bit cho thành phần đồng pha (I) và hai bit cho thành phần vuông pha (Q). Cấu trúc này tương ứng với sơ đồ điều chế 16-QAM thông thường, trong đó mỗi điểm chòm sao biểu thị tổ hợp của bốn bit dữ liệu.

Bảng 2.4: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), MIMO  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$ ,  $10 \times 80$ , 16-QAM

Độ phân giải ADC	Cấu hình MIMO	Điều chế EW (dB)	Điều chế ED (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit	MIMO $10 \times 40$	0.26	1.46	1.2
	MIMO $10 \times 60$	-1.81	-0.69	1.12
	MIMO $10 \times 80$	-3.21	-2.12	1.09
ADC 2 bit	MIMO $10 \times 40$	-1.84	-0.82	1.02
	MIMO $10 \times 60$	-3.69	-2.83	1.01
	MIMO $10 \times 80$	-4.98	-3.97	1.01
ADC 3 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.35	-1.37	0.98
	MIMO $10 \times 60$	-4.16	-3.17	0.99
	MIMO $10 \times 80$	-5.44	-4.44	1.00
ADC 4 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.50	-1.52	0.98
	MIMO $10 \times 60$	-4.30	-3.31	0.99
	MIMO $10 \times 80$	-5.57	-4.58	0.99
ADC 5 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.53	-1.55	0.98
	MIMO $10 \times 60$	-4.33	-3.34	0.99
	MIMO $10 \times 80$	-5.59	-4.61	0.98

Quan sát Bảng 2.4 đối với mã  $6 \times 3$  dưới cấu hình MIMO  $10 \times 40$ , ta thấy rằng chòm sao tín hiệu với EW đạt được ngưỡng giải mã lặp thấp hơn đáng kể so với chòm sao

tín hiệu ED. Độ chênh lệch giữa hai sơ đồ chòm sao này xấp xỉ 1,2 dB trong trường hợp độ phân giải cực thấp với ADC 1 bit. Khi độ phân giải của ADC tăng lên, khoảng cách này vẫn duy trì trong khoảng từ 0,98 dB đến 1,02 dB, điều này cho thấy rõ ưu thế của phương pháp EW so với ED.

Một mô hình tăng cường công suất tương tự cũng có thể được quan sát trong cấu hình MIMO  $10 \times 60$ , như thể hiện trong Bảng 2.4. Mặc dù khoảng cách giữa hai phương pháp hơi thu hẹp hơn ở mức độ phân giải thấp của ADC, sự chênh lệch vẫn duy trì khoảng 0,99 dB, tương tự như trong trường hợp MIMO  $10 \times 40$ . Thiết kế bộ tách sóng này cho thấy việc tăng số lượng ăng-ten thu là rất quan trọng khi sử dụng sơ đồ ADC 1 bit, bởi vì số lượng tín hiệu thu lớn hơn giúp trung bình hóa nhiễu lượng tử hóa. Bên cạnh lợi ích này, việc tăng số lượng ăng-ten thu còn giúp giảm ngưỡng từ 0,26 dB xuống  $-1,81$  dB đối với ADC 1 bit và từ  $-2,53$  dB xuống  $-4,33$  dB đối với ADC 5 bit, tương đương với việc tiết kiệm công suất khoảng 2 dB và 1,8 dB tương ứng.

Một cấu hình MIMO khác,  $10 \times 80$  cũng được lựa chọn để khảo sát xu hướng này, với các ngưỡng giải mã lặp được liệt kê trong Bảng 2.4. Dữ liệu cho thấy rằng việc tiết kiệm công suất tiếp tục tăng khi số lượng ăng-ten thu tăng, trong khi ưu thế của chòm sao EW vẫn rõ ràng, với khoảng cách dao động từ 0,98 dB đến 1,09 dB. Đáng chú ý, khoảng cách này giảm nhẹ từ 1,12 dB xuống còn 1,09 dB khi số lượng ăng-ten thu tăng từ 60 lên 80 ở ADC độ phân giải 1-bit.

Tiếp theo, luận án phân tích hiệu năng của một mã P-LDPC được thiết kế cho kênh AWGN, với ma trận gốc có kích thước lớn hơn so với mã đã sử dụng trong các nghiên cứu trước đó. Các ngưỡng giải mã lặp đối với mã này, dưới cấu hình MIMO  $10 \times 40$ , được trình bày trong Bảng 2.5. Nhìn chung, các giá trị ngưỡng này cao hơn trong mọi kịch bản so với các giá trị trong Bảng 2.4, cho thấy rằng mã P-LDPC này kém hiệu quả hơn trong môi trường fading so với mã được thiết kế riêng cho các kênh fading. Cụ thể, với ADC 1-bit, ngưỡng của phương án hệ số EW cao hơn 0,27 dB, trong khi của phương án hệ số ED cao hơn 0,35 dB.

Bảng 2.5: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC  $8 \times 4$  (2.83), MIMO  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$ ,  $10 \times 80$ , 16-QAM

Độ phân giải ADC	Cấu hình MIMO	Điều chế EW (dB)	Điều chế ED (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit	MIMO $10 \times 40$	0.53	1.81	1.28
	MIMO $10 \times 60$	-1.57	-0.37	1.20
	MIMO $10 \times 80$	-2.98	-1.82	1.16
ADC 2 bit	MIMO $10 \times 40$	-1.61	-0.53	1.08
	MIMO $10 \times 60$	-3.48	-2.39	1.09
	MIMO $10 \times 80$	-4.76	-3.70	1.06
ADC 3 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.13	-1.08	1.05
	MIMO $10 \times 60$	-3.94	-2.90	1.04
	MIMO $10 \times 80$	-5.22	-4.17	1.05
ADC 4 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.28	-1.24	1.04
	MIMO $10 \times 60$	-4.08	-3.04	1.04
	MIMO $10 \times 80$	-5.35	-4.30	1.05
ADC 5 bit	MIMO $10 \times 40$	-2.31	-1.28	1.03
	MIMO $10 \times 60$	-4.11	-3.07	1.04
	MIMO $10 \times 80$	-5.38	-4.33	1.05

Chuyển sang cấu hình MIMO tiếp theo cũng trong Bảng 2.5, cấu hình này sử dụng 60 ăng-ten thu. Việc bổ sung thêm các ăng-ten mang lại mức tiết kiệm công suất khoảng 2,1 dB ở độ phân giải ADC 1-bit và 1,8 dB ở các độ phân giải cao hơn, tương tự như mức cải thiện thu được với mã protograph  $6 \times 3$ . Khoảng cách hiệu năng giữa hai chòm sao điều chế cũng thể hiện xu hướng tương tự, dao động từ 1,04 dB đến 1,2 dB. Trong khi đó, sự khác biệt giữa hai mã tại độ phân giải ADC 1-bit là 0,24 dB, so với 0,22 dB tại độ phân giải ADC 5-bit.

Cuối cùng, ngưỡng giải mã lặp cho mã protograph  $8 \times 4$  thiết kế cho kênh AWGN dưới cấu hình MIMO  $10 \times 80$  cũng được trình bày trong Bảng 2.5. Một xu hướng tương tự xuất hiện như với mã tương ứng trước đó, trong đó sơ đồ EW tiếp tục vượt trội hơn so với sơ đồ ED, và khoảng cách này hơi lớn hơn so với Bảng 2.4 dành cho mã  $6 \times 3$ . Sự chênh lệch giữa hai mã tại độ phân giải ADC 1-bit là 0,23 dB, phù hợp với các kết quả thu được trong các cấu hình MIMO khác.

Trong tất cả các cấu hình MIMO được thử nghiệm, sơ đồ điều chế chồng tín hiệu EW luôn vượt trội hơn so với sơ đồ điều chế thông thường ED. Hiện tượng này có thể được giải thích bằng cách xem xét các chòm tín hiệu của hai sơ đồ điều chế được minh họa trong Hình 2.10, trong đó các chấm màu xanh biểu thị các điểm tín hiệu của sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu EW, còn các hình vuông màu đỏ biểu thị các điểm tín hiệu của sơ đồ điều chế ED thông thường. Khi các hệ số EW, chỉ tồn tại 9 điểm tín hiệu phân biệt, với 8 điểm trong số đó bị chồng lên nhau tại gốc tọa độ. Sự xếp chồng tín hiệu làm tăng khoảng cách hiệu dụng giữa các điểm chòm sao, đồng nghĩa với việc năng lượng mỗi bit tăng lên, giúp giảm xác suất sai bit. Dù đặc tính này có thể gây ra hiện tượng nhập nhằng tín hiệu trong các hệ thống không mã hóa, khối mã kênh lại có khả năng giải quyết sự nhập nhằng đó đồng thời tận dụng lợi thế khoảng cách tín hiệu lớn hơn để cải thiện độ tin cậy.

Khi áp dụng sơ đồ điều chế xếp chồng EW, hiệu năng hệ thống được cải thiện rõ rệt so với sơ đồ ED. Trong sơ đồ EW, các lớp tín hiệu được gán trọng số biên độ bằng nhau, giúp phân bố năng lượng đồng đều và giảm méo phi tuyến do lượng tử hóa. Nhờ đó, tín hiệu sau ADC có phân bố cân bằng hơn, làm cho hàm LLR ổn định và hội tụ nhanh trong các vòng giải mã lặp, từ đó nâng cao ngưỡng BER và tốc độ hội tụ của mã P-LDPC. Ngược lại, sơ đồ ED với phân bố năng lượng không đồng đều dễ gây suy hao ở các mức biên độ nhỏ khi lượng tử hóa, làm méo tín hiệu và giảm khả năng phục hồi chính xác tại bộ thu. Hơn nữa, sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu còn giúp đơn giản hóa quá trình tách sóng tín hiệu, vì hệ thống có thể được tái cấu trúc thành một mô hình điều chế nhị phân tương đương, cho phép áp dụng thuật toán tách sóng tín hiệu dựa trên đồ thị Tanner. Đặc biệt, đáng chú ý là sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu có thể giúp giảm đáng kể độ phức tạp tính toán ở phía thu. Cụ thể, độ phức tạp của thuật toán lan truyền niềm tin [53] là  $\mathcal{O}(N_t N_r M)$ , trong đó  $M$  là bậc của sơ đồ điều chế,  $N_t$  là số ăng-ten phát, và  $N_r$  là số ăng-ten thu. Trong khi đó, độ phức tạp của thuật toán max-log-MAP [52], thường được sử dụng trong các hệ

thống BICM-ID với các sơ đồ điều chế bậc cao truyền thống, lại tăng theo cấp số mũ  $\mathcal{O}(M^{N_t})$ .

Trong nghiên cứu tiếp theo, NCS đã tính toán ngưỡng giải mã cho điều chế 64-QAM, sử dụng hai cấu hình: một mã P-LDPC theo biểu thức (2.82) và một ma trận đã được tối ưu trong [27]. Kết quả ngưỡng giải mã lặp của mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82) dưới các cấu hình LS-MIMO  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$  với ADC độ phân giải thấp được trình bày trong bảng 2.6.

Bảng 2.6: Ngưỡng giải mã lặp: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), MIMO  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$ ,  $10 \times 80$ , 16-QAM

Độ phân giải ADC	Cấu hình MIMO	Điều chế EW (dB)	Điều chế ED (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit	MIMO $10 \times 40$	2.49	3.42	0.93
	MIMO $10 \times 60$	0.19	1.03	0.84
	MIMO $10 \times 80$	-1.3	-0.5	0.8
ADC 2 bit	MIMO $10 \times 40$	0.12	0.86	0.74
	MIMO $10 \times 60$	-1.81	-1.08	0.73
	MIMO $10 \times 80$	-3.14	-2.41	0.73
ADC 3 bit	MIMO $10 \times 40$	-0.46	0.24	0.7
	MIMO $10 \times 60$	-2.32	-1.62	0.7
	MIMO $10 \times 80$	-3.62	-2.91	0.71
ADC 4 bit	MIMO $10 \times 40$	-0.63	0.06	0.69
	MIMO $10 \times 60$	-2.47	-1.77	0.7
	MIMO $10 \times 80$	-3.76	-3.06	0.7
ADC 5 bit	MIMO $10 \times 40$	-0.66	0.03	0.69
	MIMO $10 \times 60$	-2.5	-1.8	0.7
	MIMO $10 \times 80$	-3.79	-3.08	0.71

Ở cấu hình  $10 \times 40$ , sơ đồ tín hiệu EW cho thấy hiệu năng vượt trội so với sơ đồ ED, với mức cải thiện ngưỡng giải mã lên đến  $0,93$  dB khi dùng ADC 1-bit. Trên dải độ phân giải từ 1 đến 5 bit, mức chênh lệch vẫn ổn định trong khoảng  $0,7$ – $0,8$  dB, cho thấy tính bền vững của sơ đồ này trong môi trường lượng tử hóa thô.

Xu hướng tương tự được quan sát trong cấu hình  $10 \times 60$ , nơi khoảng cách giữa hai sơ đồ thu hẹp đôi chút ở độ phân giải thấp, nhưng vẫn duy trì lợi thế từ  $0,7$  đến  $0,8$  dB. Điều này cho thấy tăng số lượng ăng-ten thu giúp cải thiện đáng kể hiệu năng, nhất là khi sử dụng ADC 1-bit. Cụ thể, ngưỡng giải mã giảm từ  $2,49$  dB xuống  $0,19$  dB với ADC 1-bit và từ  $-0,66$  dB xuống  $-2,5$  dB với ADC 5-bit, tương ứng với mức tiết kiệm công suất khoảng  $2,3$  dB và  $1,8$  dB.

Cấu hình  $10 \times 80$  ở Bảng 2.6 tiếp tục củng cố xu hướng này: hiệu năng cải thiện khi số lượng ăng-ten thu tăng, đồng thời sơ đồ trọng số bằng nhau vẫn duy trì lợi thế ổn định trong khoảng  $0,7$ – $0,8$  dB. Đáng chú ý, khoảng cách giữa hai sơ đồ ở độ phân giải 1-bit giảm nhẹ từ  $0,84$  dB (trường hợp 60 ăng-ten thu) xuống còn  $0,8$  dB (trường hợp 80 ăng-ten thu).

Bảng 2.7 trình bày các ngưỡng giải mã lặp cho mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.84) được đánh giá trong các kịch bản LS-MIMO khác nhau, sử dụng điều chế 64-QAM và các bộ ADC độ phân giải thấp. Trong cấu hình MIMO  $10 \times 40$ , chòm sao tín hiệu EW luôn cho hiệu năng vượt trội so với chòm sao ED, với mức cải thiện ngưỡng giải mã lên tới  $0,84$  dB khi sử dụng ADC 1-bit. Trên toàn dải ADC từ 1 đến 5 bit, lợi thế hiệu năng của lược đồ EW duy trì ổn định trong khoảng  $0,7$  dB đến  $0,8$  dB, cho thấy tính bền vững và hiệu quả của nó trong môi trường lượng tử hóa độ phân giải thấp.

Xu hướng hiệu năng tương tự cũng được quan sát trong cấu hình MIMO  $10 \times 60$ . Mặc dù khoảng cách hiệu năng giữa các chòm sao tín hiệu EW và ED thu hẹp nhẹ ở độ phân giải 1 bit (khoảng  $0,83$  dB), nhưng việc tăng số lượng ăng-ten thu mang lại những cải thiện đáng kể. Cụ thể, ngưỡng giải mã lặp đối với ADC 1 bit giảm từ  $2,6$  dB xuống còn  $0,3$  dB, và đối với ADC 5 bit, cải thiện từ  $-0,58$  dB xuống  $-2,4$  dB. Những mức giảm này tương ứng với tiết kiệm công suất khoảng  $2,5$  dB và  $1,8$  dB. Các kết quả thu được với cấu hình MIMO  $10 \times 80$  tiếp tục củng cố xu hướng đã quan sát. Mặc dù khoảng cách ngưỡng giữa hai loại chòm sao tín hiệu vẫn nằm trong khoảng từ  $0,72$  dB đến  $0,83$  dB, song có sự giảm

nhẹ ở ADC có độ phân giải 1-bit khi số lượng ăng-ten thu tăng lên, từ 0,87 dB ở cấu hình 10×60 xuống 0,83 dB trong cấu hình 10×80.

Bảng 2.7: Ngưỡng giải mã lặp lại: Mã P-LDPC 6 × 3 (2.84), MIMO 10 × 40, 10 × 60, 10 × 80, 16-QAM

Độ phân giải ADC	Cấu hình MIMO	Điều chế EW (dB)	Điều chế ED (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit	MIMO 10x40	2.59	3.57	0.98
	MIMO 10x60	0.31	1.18	0.87
	MIMO 10x80	-1.18	-0.35	0.83
ADC 2 bit	MIMO 10x40	0.21	0.97	0.76
	MIMO 10x60	-1.7	-0.96	0.74
	MIMO 10x80	-3.02	-2.28	0.74
ADC 3 bit	MIMO 10x40	-0.38	0.34	0.72
	MIMO 10x60	-2.22	-1.5	0.72
	MIMO 10x80	-3.51	-2.78	0.73
ADC 4 bit	MIMO 10x40	-0.55	0.17	0.72
	MIMO 10x60	-2.37	-1.65	0.72
	MIMO 10x80	-3.65	-2.93	0.72
ADC 5 bit	MIMO 10x40	-0.58	0.13	0.71
	MIMO 10x60	-2.4	-1.68	0.72
	MIMO 10x80	-3.68	-2.95	0.73

Một lưu ý cuối cùng liên quan đến phân tích ngưỡng giải mã đó là: khi số lượng ăng-ten thu vượt quá số lượng ăng-ten phát, hiệu quả tăng thêm sẽ dần suy giảm nếu độ phân giải đạt từ ADC 3-bit trở lên. Trong tất cả các kịch bản, việc tăng độ phân giải từ ADC 1-bit lên ADC 2-bit mang lại sự cải thiện đáng kể trong ngưỡng giải mã lặp, trong khi chỉ có một mức cải thiện rất nhỏ khi vượt quá độ phân giải ADC 3-bit. Hành vi này phù hợp với

các nghiên cứu lý thuyết và lý thuyết thông tin trước đây, cho thấy rằng ADC 1-bit và 2-bit đặc biệt hiệu quả trong các hệ thống MIMO quy mô lớn hoặc MIMO rất lớn.

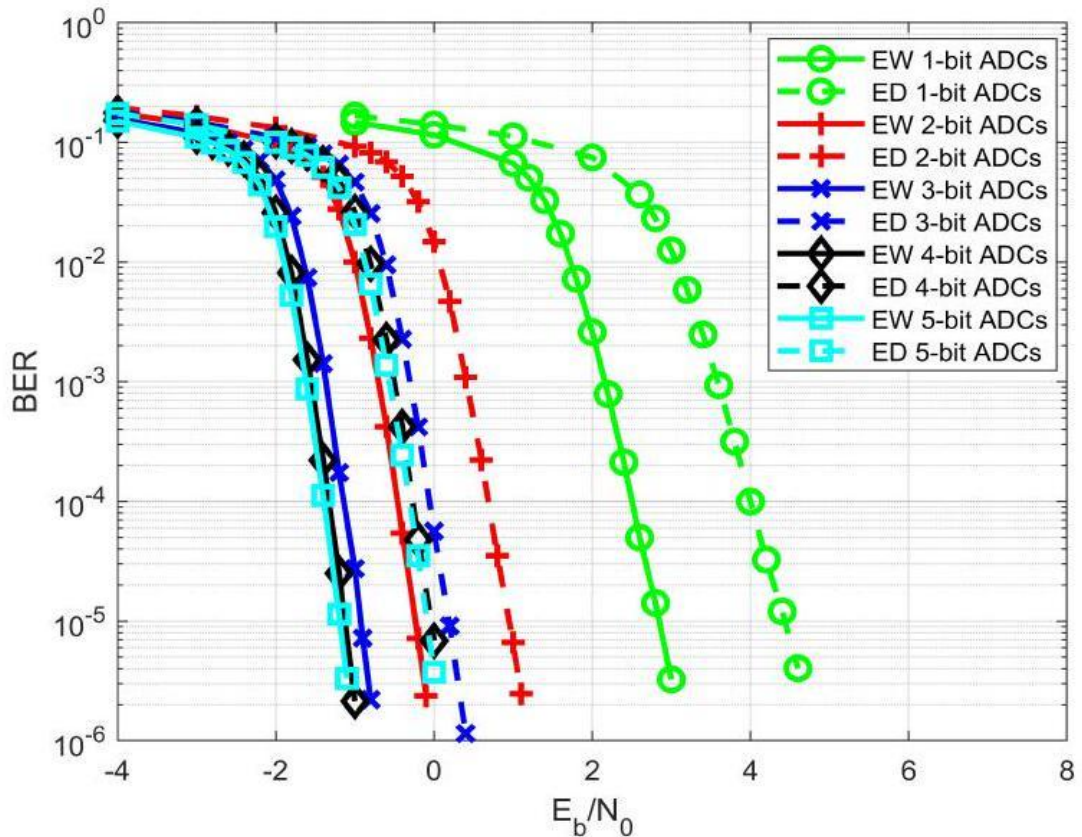
#### 2.4. Mô phỏng hệ thống

Trong phần này, luận án tiến hành phân tích và mô phỏng hiệu năng của các mã P-LDPC trong các cấu hình hệ thống LS-MIMO khác nhau, nhằm đánh giá tác động của điều chế xếp chồng tín hiệu và ADC độ phân giải thấp đến hiệu quả truyền thông. Mô hình kênh Rayleigh fading được lựa chọn để mô phỏng môi trường truyền dẫn không có thành phần truyền thẳng, phản ánh đặc trưng phổ biến của các hệ thống MIMO quy mô lớn và mạng vô tuyến mật độ cao. Mô hình này sử dụng biến ngẫu nhiên phức Gauss để biểu diễn hiệu ứng đa đường, cho phép đánh giá hệ thống trong điều kiện kênh bất lợi, đồng thời duy trì khả năng so sánh với các nghiên cứu hiện có nhờ tính chuẩn hóa.

Bộ điều chế được sử dụng là 16-QAM, đại diện cho nhóm điều chế bậc cao thường áp dụng trong các hệ thống truyền thông thế hệ mới; đồng thời, việc mở rộng lên 64-QAM được xem xét để kiểm chứng khả năng mở rộng băng thông và đánh đổi độ chính xác. Các cấu hình MIMO được lựa chọn trong phạm vi  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ , tương ứng với quy mô LS-MIMO từ 10 đến 80 ăng-ten, bảo đảm khả năng đánh giá hiệu năng theo quy mô và mật độ hệ thống. Trong toàn bộ mô phỏng, trạng thái thông tin kênh (CSI) được giả định chỉ khả dụng tại phía thu và không có tại phía phát, phản ánh điều kiện thực tế trong các hệ thống truyền thông không dây đa người dùng. Các tham số này được lựa chọn nhằm tái hiện chính xác đặc tính vật lý của hệ thống MIMO hiện đại, đồng thời đảm bảo tính nhất quán giữa kết quả mô phỏng và các phân tích lý thuyết trong luận án..

Một mã P-LDPC, hoặc mã LDPC tương đương, được xây dựng thông qua quá trình sao chép và hoán vị được gọi là “nâng protograph” (protograph lifting). Trong luận án sử dụng phương pháp nâng hai bước. Đầu tiên, protograph được nâng với hệ số 4 bằng thuật toán tăng trưởng cạnh lũy tiến [47], nhằm loại bỏ tất cả các cạnh song song lặp lại. Tiếp theo, một hệ số nâng thứ hai được chọn để đạt được độ dài khối mã mong muốn. Ví dụ, với mã được mô tả trong phương trình (2.82), có protomatrix kích thước  $3 \times 6$  và tỷ lệ mã là  $1/2$ , hệ số nâng thứ hai được đặt là 100, dẫn đến độ dài khối mã cuối cùng là 2400 bit. Quá trình giải mã sử dụng bộ giải mã truyền thông tin tiêu chuẩn, với tối đa 10 vòng lặp

được áp dụng trong tất cả các kịch bản, ngoại trừ các trường hợp phân tích ảnh hưởng của số vòng lặp đến hiệu năng của hệ thống thông tin LS-MIMO.



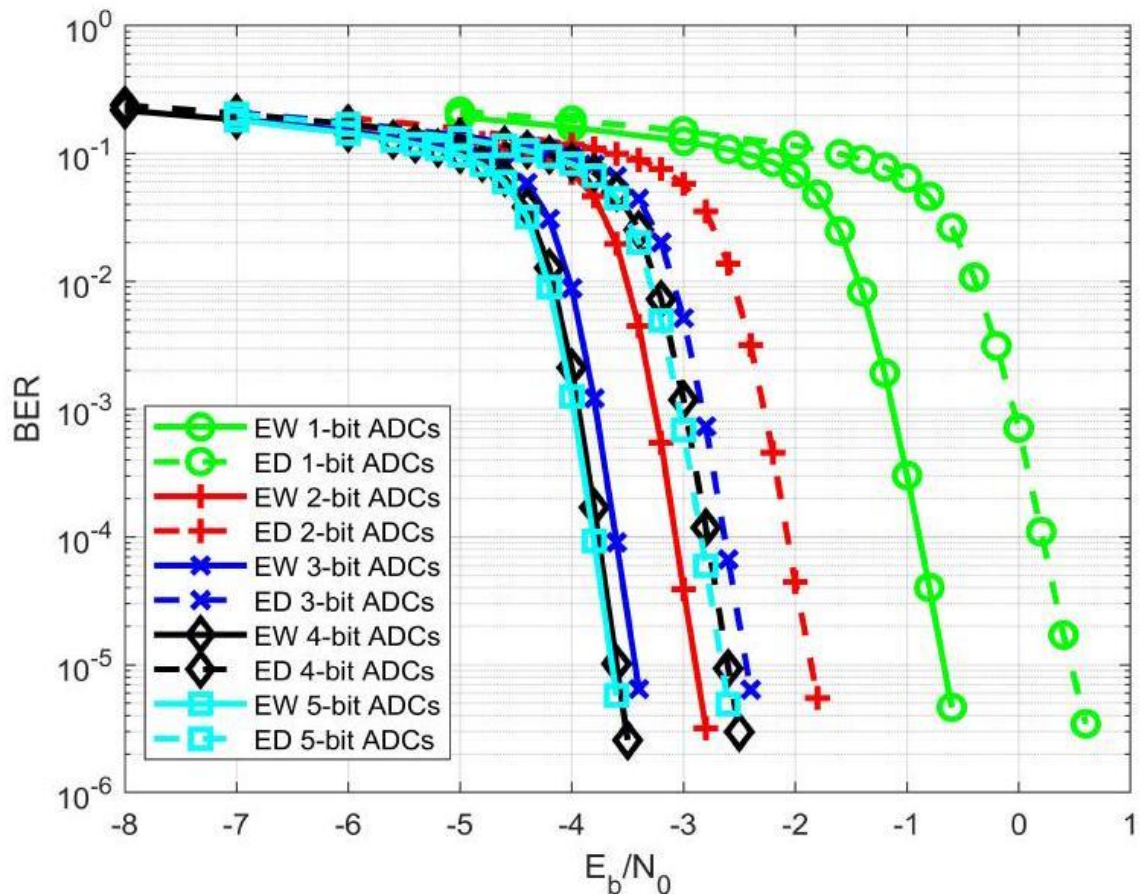
Hình 2.11. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 40$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit.

Hình 2.11 minh họa sự so sánh hiệu năng giữa hai sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu, cụ thể là sơ đồ EW và ED, dưới cấu hình MIMO  $10 \times 40$  với độ dài mã là 2400 bit. Do đó, hệ thống cần 60 lần sử dụng kênh để truyền một mã từ. Độ phân giải của ADC dao động từ 1 bit đến 5 bit. Như dự đoán, hệ thống sử dụng ADC 1 bit có hiệu năng kém nhất, yêu cầu tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) lần lượt là 2,5 dB và 4,0 dB để đạt được xác suất lỗi bit (BER) là  $10^{-4}$ . Đáng chú ý, sơ đồ điều chế EW có hiệu năng vượt trội hơn so với sơ đồ ED khoảng 1,5 dB, cao hơn khoảng 0,2 dB so với mức tăng được dự đoán bởi ngưỡng giải mã lặp lại trong Bảng 2.4.

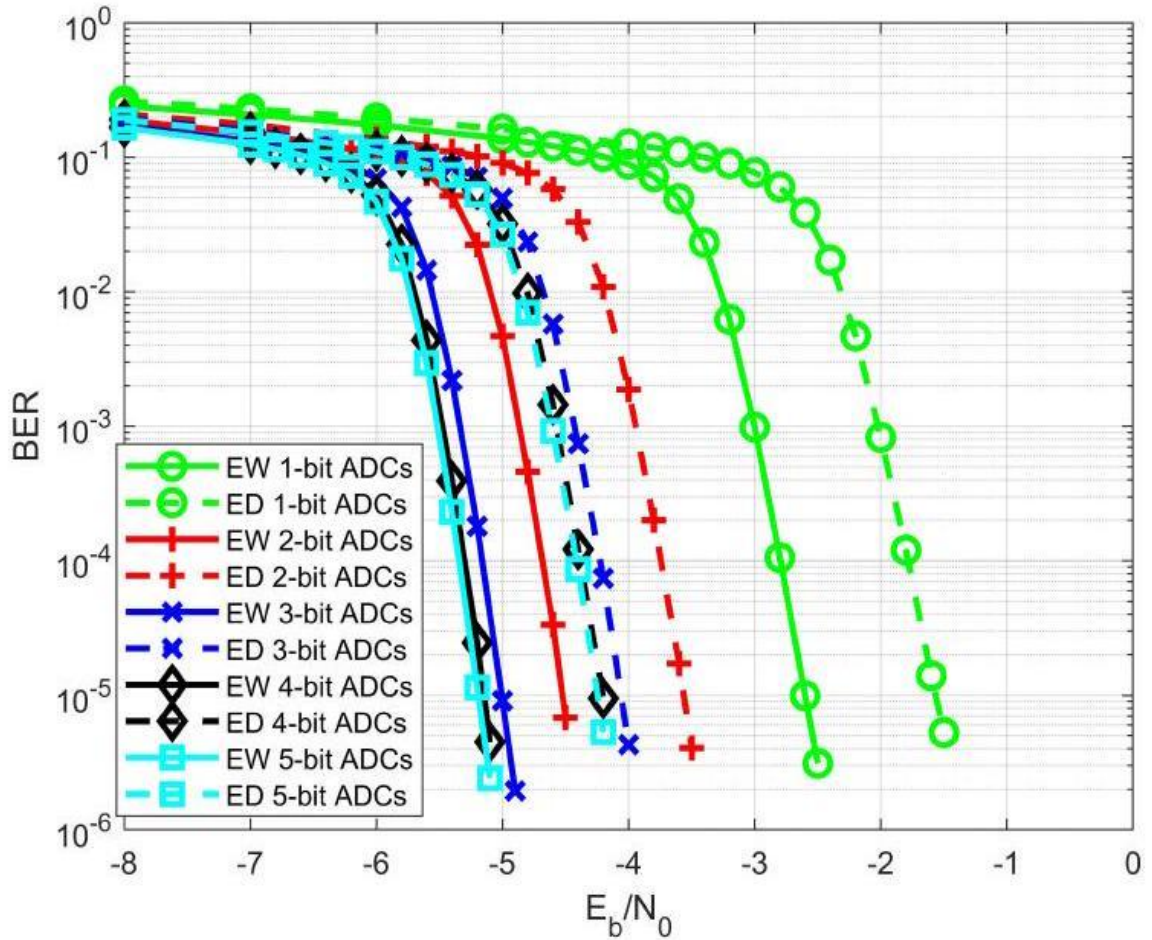
Khi độ phân giải tăng lên 2 bit mỗi mẫu, các đường cong BER dịch chuyển đáng kể sang trái, khoảng 3 dB, vượt quá mức cải thiện 2,3 dB được chỉ ra trong phân tích ngưỡng giải mã lặp. Hơn nữa, như phân tích đó đã chỉ ra, khoảng cách hiệu năng giữa hai sơ đồ

điều chế thu hẹp lại một chút, mặc dù sơ đồ EW vẫn giữ được lợi thế vượt trội. Ưu thế của sơ đồ điều chế ED này cũng tiếp tục được duy trì ở các độ phân giải ADC cao hơn.

Khi độ phân giải của ADC dao động từ 3 đến 5 bit mỗi mẫu, mức cải thiện hiệu năng chỉ còn ở mức nhỏ, đặc biệt là đối với các độ phân giải 4 bit và 5 bit, nơi mà khoảng cách giữa hai đường cong BER gần như bằng không. Điều này hoàn toàn phù hợp với các kết quả về ngưỡng giải mã lặp được trình bày trong phần trước, qua đó xác nhận rằng phương pháp PEXIT được đề xuất là một công cụ đáng tin cậy để dự đoán và đánh giá hiệu năng hệ thống ở các mức độ phân giải ADC khác nhau. Các xu hướng hiệu năng tương tự cũng có thể được quan sát khi cấu hình MIMO thay đổi từ  $10 \times 40$  sang  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ , như được minh họa trong Hình 2.12 và Hình 2.13. Hơn nữa, các kết quả mô phỏng phù hợp chặt chẽ với các phép tính ngưỡng được trình bày trong Bảng 2.4.

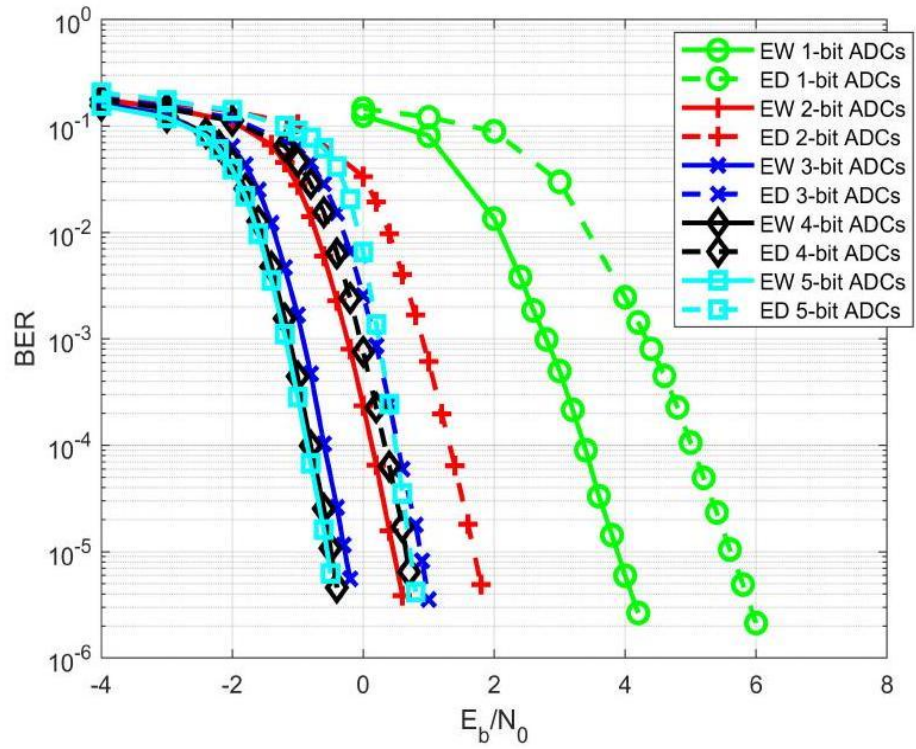


Hình 2.12. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 60$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit.

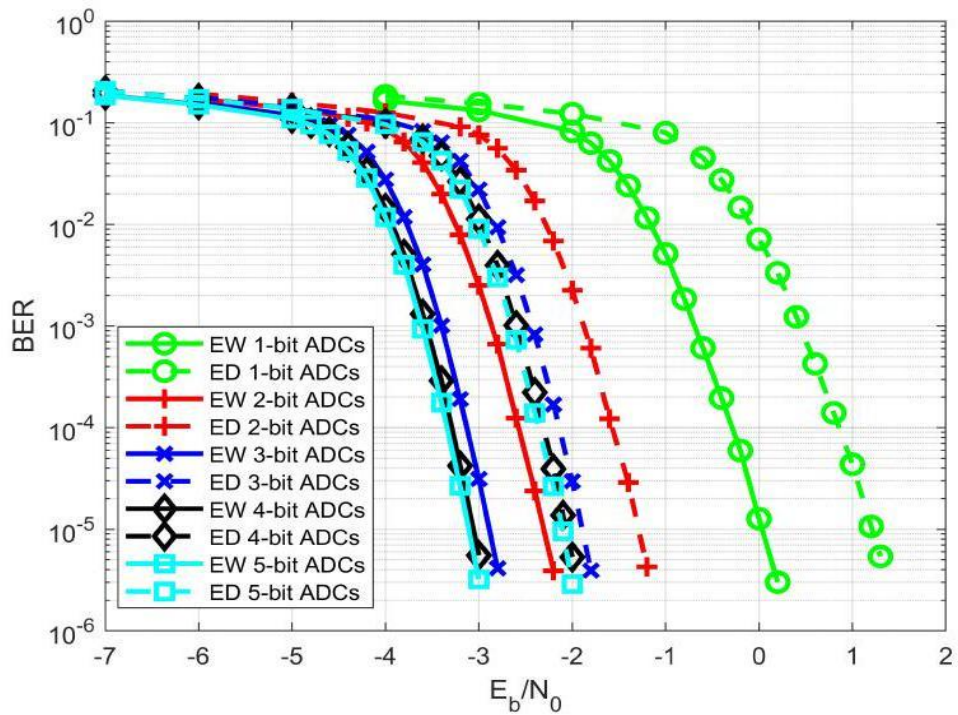


Hình 2.13. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 80$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit.

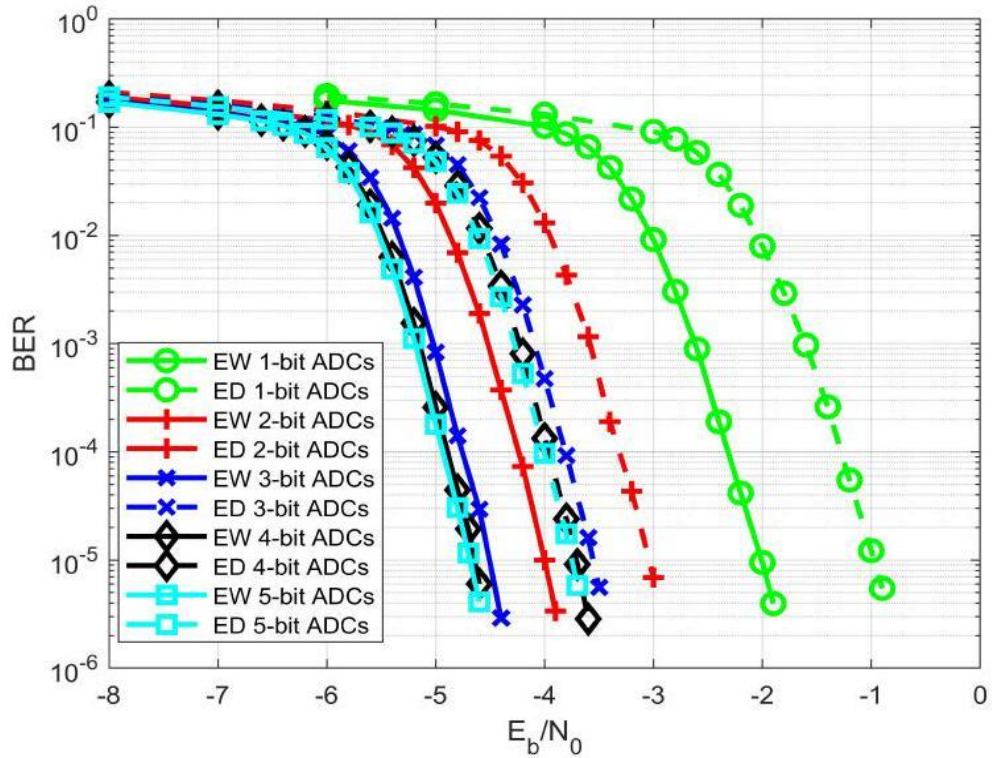
Để xác minh tính hiệu quả của phương pháp PEXIT được đề xuất, luận án đã tiến hành các mô phỏng trên một mã P-LDPC khác đã được thiết kế trước đó cho kênh AWGN [46], với proto-ma trận được cho trong biểu thức (2.83). Mã này có số lượng nút kiểm tra và nút biến nhiều hơn so với mã được thiết kế cho các kênh fading. Hiệu năng của mã này đối với các cấu hình MIMO và độ phân giải ADC khác nhau được minh họa trong Hình 2.14–2.16.



Hình 2.14. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $8 \times 4$  (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 40$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit.



Hình 2.15. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $8 \times 4$  (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 60$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit.

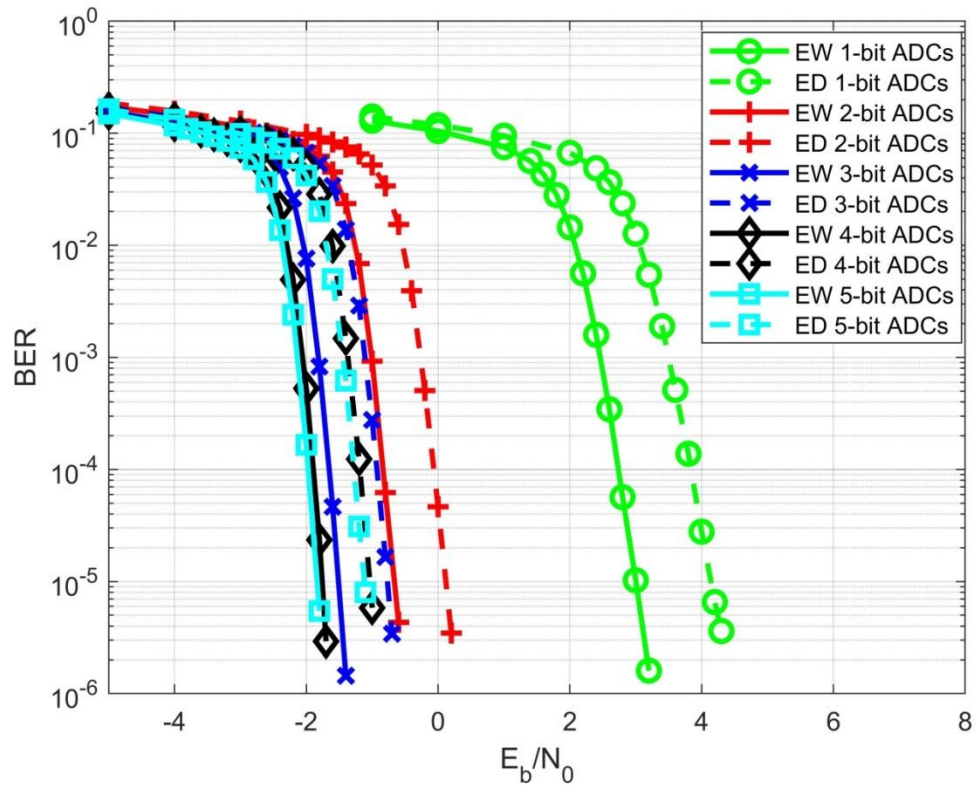


Hình 2.16. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $8 \times 4$  (2.83), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 80$ , 16-QAM, ADC 1-5 bit

Trong phần này, NCS cũng tiến hành mô phỏng với trường hợp điều chế bậc cao 64-QAM với ma trận P-LDPC được cho trong biểu thức (2.82) và (2.84). Các kết quả mô phỏng nhằm đánh giá hiệu năng của hệ thống truyền thông LS-MIMO cũng được thực hiện dưới nhiều cấu hình khác nhau, bao gồm các mảng ăng-ten  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ . Trọng tâm của phần mô phỏng là so sánh hai chòm sao điều chế 64-QAM dựa trên kỹ thuật điều chế xếp chồng tín hiệu. Cấu hình thứ nhất tuân theo phương pháp phân bố công suất theo ED, với các hệ số phân bổ công suất được đặt là  $a_1 = 0.316$ ,  $a_2 = 0.316$  và  $a_3 = 0.548$ . Cấu hình thứ hai sử dụng thiết kế EW, trong đó tất cả các hệ số công suất được gán đều nhau là  $a_1 = a_2 = a_3 = 0.4082$ .

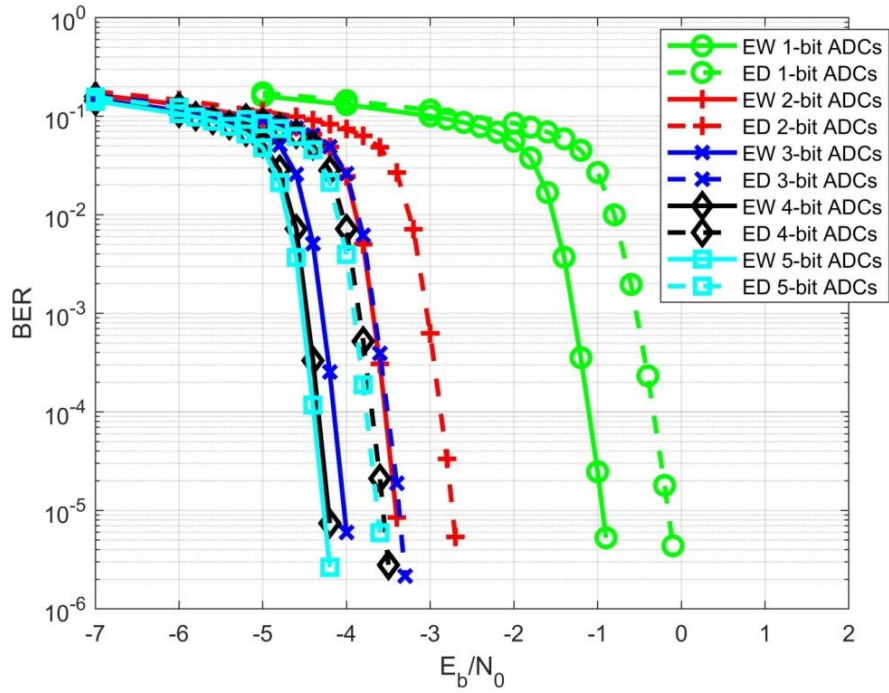
Hình 2.17 trình bày so sánh hiệu năng giữa hai sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu – EW và ED – trong cấu hình MIMO  $10 \times 40$  với độ dài mã 2400 bit và ADC có độ phân giải từ 1 đến 5 bit. Kết quả cho thấy, hệ thống với ADC 1 bit đạt BER =  $10^{-4}$  ở mức SNR là 2,8 dB đối với sơ đồ EW và 3,8 dB đối với sơ đồ ED, tức chênh lệch 1,1 dB. Mức cải thiện này cao hơn 0,2 dB so với ngưỡng giải mã lặp được trình bày trong Bảng 2.5, cho thấy lợi thế rõ rệt của sơ đồ EW trong môi trường lượng tử hóa thô. Như phân tích đó đã chỉ ra,

khoảng cách hiệu năng giữa hai sơ đồ điều chế thu hẹp lại một chút, mặc dù sơ đồ EW vẫn giữ được lợi thế vượt trội. Ưu thế của sơ đồ điều chế EW này cũng tiếp tục được duy trì ở các độ phân giải ADC cao hơn.

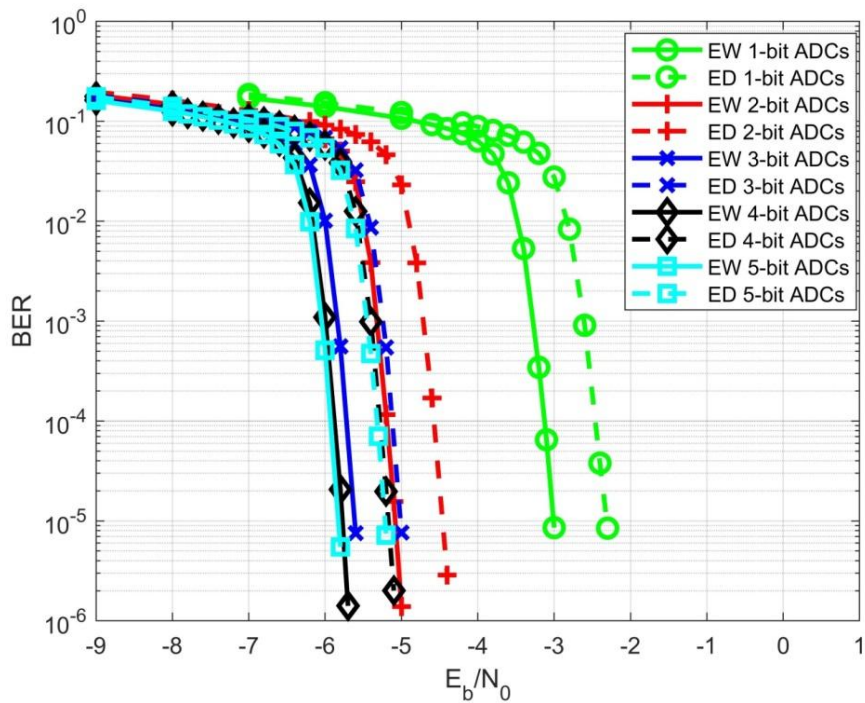


Hình 2.17. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 40$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit

Ở mức độ phân giải ADC từ 3 đến 5 bit, đặc biệt tại 4 và 5 bit, sự chênh lệch hiệu năng giữa hai sơ đồ điều chế trở nên không đáng kể, với các đường cong BER gần như trùng nhau. Kết quả này hoàn toàn nhất quán với các ngưỡng giải mã lập đã trình bày trước đó, khẳng định tính chính xác và độ tin cậy của phương pháp PEXIT trong việc dự đoán hiệu năng hệ thống ở các mức lượng tử hóa khác nhau. Xu hướng tương tự cũng được ghi nhận khi mở rộng cấu hình MIMO từ  $10 \times 40$  sang  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ , như minh họa tại Hình 2.18 và Hình 2.19. Các kết quả mô phỏng thu được hoàn toàn tương thích với ngưỡng giải mã trong Bảng 2.5.

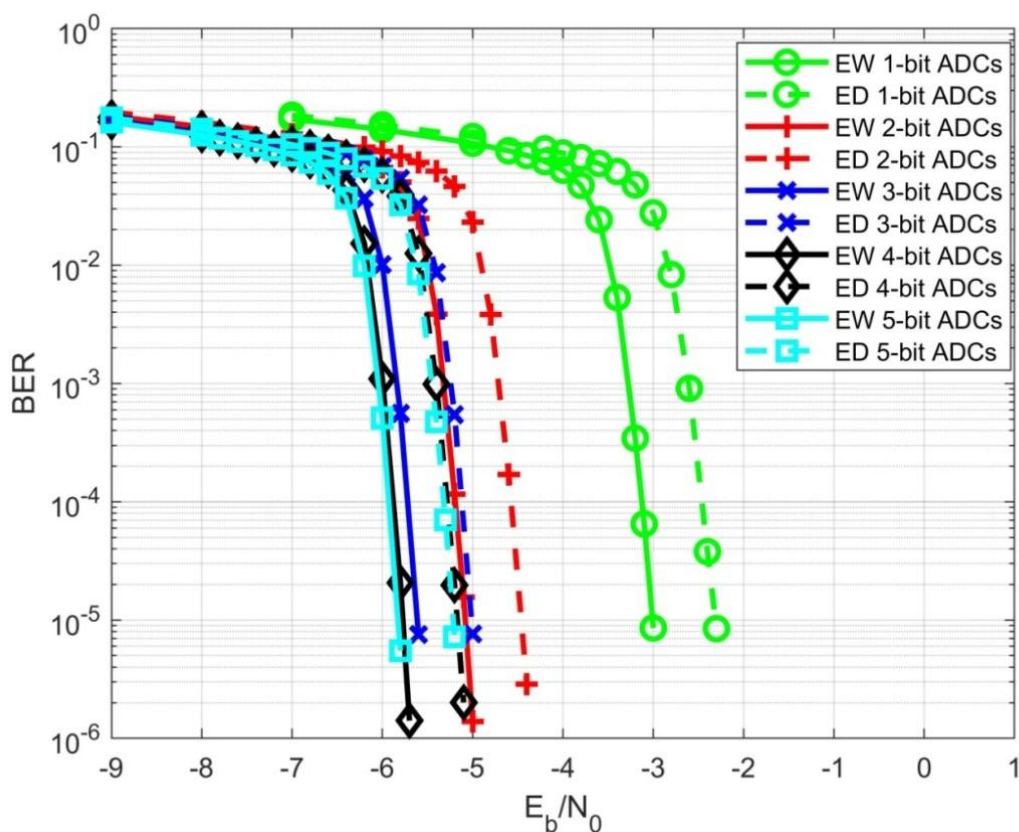


Hình 2.18. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 60$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit.

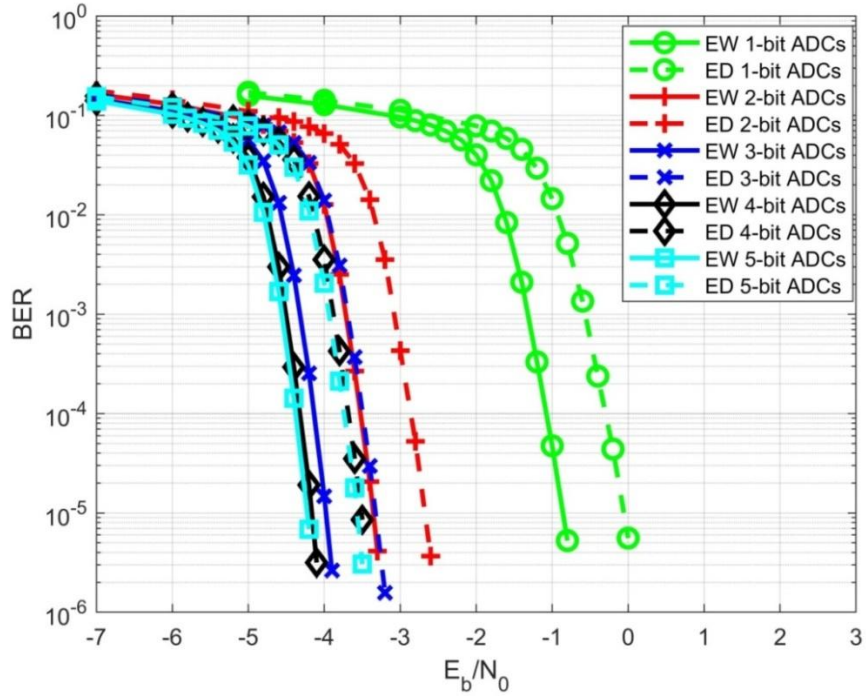


Hình 2.19. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.82), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 80$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit

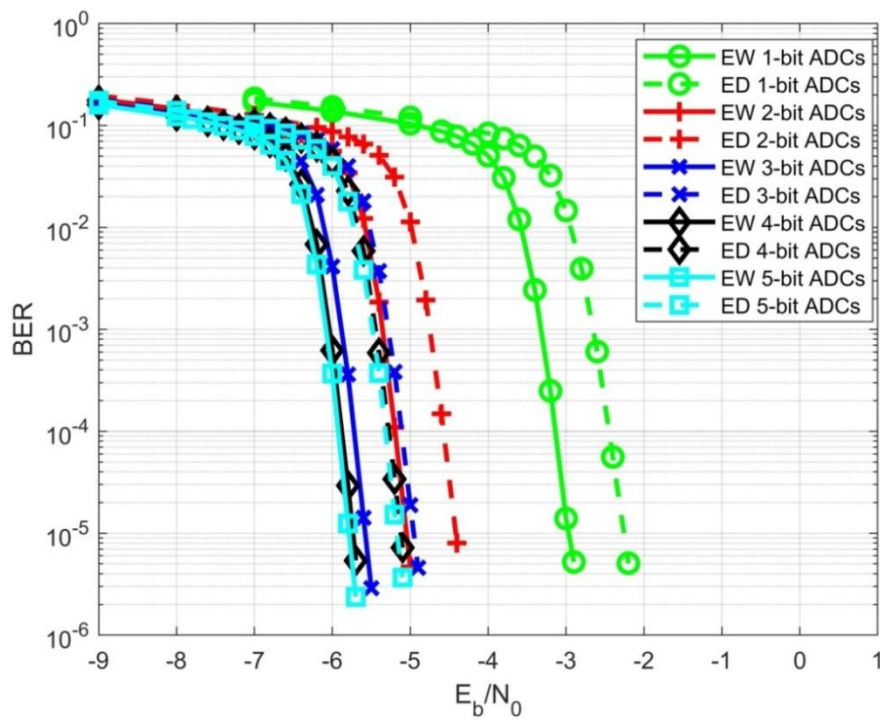
Luận án đã tiến hành các mô phỏng trên một mã P-LDPC (2.84). Hiệu năng của mã này đối với các cấu hình MIMO và độ phân giải ADC khác nhau được minh họa trong Hình 2.20–2.22. Các kết quả cho thấy rằng lược đồ điều chế xếp chồng EW mang lại hiệu năng cao hơn đến 1 dB so với phương pháp phân bố công suất ED trong các kịch bản sử dụng ADC độ phân giải thấp, đồng thời vẫn duy trì được hiệu năng phổ cao và độ phức tạp bộ thu ở mức hợp lý. Khung phân tích được đề xuất là nền tảng vững chắc cho việc phát triển các mã P-LDPC mới có khả năng chống chịu tốt trước các méo tín hiệu do lượng tử hóa gây ra và phù hợp với các hệ thống điều chế bậc cao trong mạng không dây thế hệ tiếp theo.



Hình 2.20. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 40$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit



Hình 2.21. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 60$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit



Hình 2.22. Hiệu năng BER: Mã P-LDPC  $6 \times 3$  (2.84), Độ dài mã 2400 bit, MIMO  $10 \times 80$ , 64-QAM, ADC 1-5 bit

Việc quan sát các hình này cho thấy rằng kết quả mô phỏng phù hợp chặt chẽ với các kết quả thu được từ phân tích ngưỡng giải mã lặp trình bày ở phần trước. Hơn nữa, các kết quả mô phỏng xác nhận hiệu năng kém hơn của mã này, mặc dù có số lượng nút kiểm tra và nút biến nhiều hơn, cho thấy rằng một thiết kế mã mới có thể là cần thiết khi mô hình kênh thay đổi để khai thác tối đa lợi ích từ mã hóa. Nhận xét này làm nổi bật tính hiệu quả của khuôn khổ kết hợp tách sóng và giải mã (JDD) được đề xuất, được hỗ trợ bởi thuật toán PEXIT mới phát triển trình bày trong mục 2.2.8.

## 2.5. Kết luận chương 2

Trong chương này, luận án đã nghiên cứu, đánh giá hiệu năng của sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu trong một hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng mã hóa P-LDPC, kết hợp với số lượng lớn ăng-ten và các bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp nhằm tối ưu hóa tiêu thụ điện năng. Bằng cách thiết kế một mô đun xử lý để chuyển đổi điều chế xếp chồng tín hiệu bậc cao thành sơ đồ điều chế nhị phân tiêu chuẩn, thuật toán kết hợp giữa tách sóng tín hiệu và giải mã kênh dựa trên đồ thị Tanner có thể được áp dụng, giúp tránh được độ phức tạp xử lý không thể kiểm soát tại bộ thu khi số lượng ăng-ten thu tăng lên trong các hệ thống không dây hiện đại.

Luận án cũng đã phát triển một thuật toán PEXIT mới để phân tích hiệu năng lý thuyết của hệ thống mã hóa, và xác minh độ chính xác của nó thông qua các kết quả mô phỏng. Sử dụng khuôn khổ này, luận án đã khám phá khả năng tiết kiệm công suất của sơ đồ điều chế xếp chồng EW so với sơ đồ ED. Các nghiên cứu của luận án cho thấy rằng điều chế xếp chồng tín hiệu là một phương pháp đầy hứa hẹn để nâng cao tốc độ truyền trong các hệ thống thông tin không dây trong tương lai.

Nội dung được giới thiệu trong chương này cung cấp một nền tảng vững chắc cho việc thiết kế các mã protograph mới nhằm xử lý hiệu quả các suy hao do bộ chuyển đổi ADC độ phân giải thấp và điều chế bậc cao gây ra. Hơn nữa, khuôn khổ này có thể được mở rộng để áp dụng cho các mô hình suy hao kênh khác, chẳng hạn như suy hao Rice, vốn rất quan trọng đối với các hệ thống thông tin 5G/6G thế hệ tiếp theo. Cuối cùng, việc phân tích sự suy giảm hiệu năng của hệ thống thông tin này khi ước lượng kênh không hoàn hảo có thể mang lại những hiểu biết kỹ thuật mới cho cộng đồng nghiên cứu và cung cấp các hướng dẫn thiết thực cho việc thiết kế hệ thống thực tế. Nội dung của chương được công bố ở những công trình [CT1], [CT2], [CT4], [CT6] của NCS.

### **CHƯƠNG 3. THUẬT TOÁN TÁCH SÓNG VÀ GIẢI MÃ P-LDPC CHO HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN VỚI BỘ ADC CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI HỖN HỢP**

Hệ thống LS-MIMO kết hợp với ADC độ phân giải thấp và sơ đồ điều chế xếp chồng đã đạt được sự cải thiện rõ rệt về hiệu suất phổ (SE) và hiệu quả năng lượng (EE), như trình bày trong Chương 2. Những cải thiện này chủ yếu nhờ vào việc lựa chọn hệ số trọng số phù hợp trong sơ đồ điều chế xếp chồng và phát triển một thuật toán PEXIT chuyên biệt cho hệ thống MIMO cỡ lớn. Tuy nhiên, hệ thống LS-MIMO với hàng trăm đến hàng nghìn ăng-ten thu phải đối mặt với bài toán tiêu thụ điện năng cực lớn, chủ yếu do số lượng chuỗi RF tăng lên đáng kể [35]. Ví dụ, một mảng mmWave với 256 chuỗi RF và 512 ADC độ phân giải cao (8–12 bit) có thể tiêu tốn gần 256 watt [57]. Nguyên nhân là chi phí phần cứng và mức điện năng tiêu thụ của các bộ chuyển đổi này tăng tuyến tính theo băng thông và theo cấp số nhân với độ phân giải.

Trong bối cảnh truyền thông mmWave được hỗ trợ bởi bề mặt phản xạ thông minh (IRS), các nghiên cứu [122], [123] đã phát triển các thuật toán ước lượng kênh mới có khả năng chống chịu tốt với các méo phi tuyến do ADC độ phân giải thấp gây ra. Tương tự, [94] đã nghiên cứu các kỹ thuật cải tiến về tách sóng và ước lượng tín hiệu cho các hệ thống mmWave sử dụng phần cứng với các bộ ADC có độ phân giải hỗn hợp (Mixed-ADC). Hơn nữa, [124] chứng minh rằng việc kết hợp ADC nhiều bit và ADC 1 bit trong liên kết lên của hệ thống LS-MIMO có thể đạt được sự cân bằng hiệu quả giữa hiệu năng và chi phí. Trong khi đó, [125] đã đề xuất một sơ đồ tách sóng tín hiệu vững chắc cho hệ thống LS-MIMO nhiều người dùng sử dụng Mixed-ADC. Những công trình này cùng nhau nhấn mạnh tính khả thi và hiệu quả của thiết kế Mixed-ADC trong việc hỗ trợ các ứng dụng đa dạng, đồng thời thúc đẩy nhu cầu nghiên cứu thêm về các sơ đồ mã hóa và điều chế dưới các ràng buộc lượng tử hóa lại.

Ngoài ra, việc triển khai số lượng lớn ăng-ten thu (từ hàng chục đến hàng trăm) giúp khắc phục nhiễu lượng tử hóa thông qua hiệu ứng trung bình không gian. Khi số lượng ăng-ten tăng, tín hiệu tổng hợp từ nhiều ADC 1 bit khác nhau có xu hướng xấp xỉ phân bố Gauss nhờ định lý giới hạn trung tâm, giúp hệ thống tái tạo biên độ hiệu dụng và cải thiện độ chính xác của ước lượng kênh. Do đó, mặc dù mỗi ADC 1 bit riêng lẻ bị giới hạn

ng nghiêm trọng, sự kết hợp đồng thời của hàng trăm phần tử thu đơn giản lại tạo nên hiệu năng tập thể vượt trội, đặc biệt khi đi kèm với các sơ đồ điều chế cân bằng năng lượng như EW. Như vậy, sự phối hợp hợp lý giữa cấu trúc mixed-ADC, sơ đồ điều chế EW, và số lượng lớn ăng-ten thu cho phép duy trì hiệu năng giải mã cao với chi phí năng lượng thấp, đồng thời mở ra hướng thiết kế hiệu quả cho các hệ thống LS-MIMO thế hệ mới hoạt động trong điều kiện phân cứng giới hạn và yêu cầu tiết kiệm năng lượng nghiêm ngặt.

Chương 3 trình bày thuật toán PEXIT cải tiến để phân tích và dự đoán ngưỡng giải mã nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng các bộ ADC độ phân giải hỗn hợp tại phía thu. Sơ đồ điều chế xếp chồng bậc cao được áp dụng để tăng hiệu quả băng thông, trong khi bộ thu sử dụng kiến trúc Mixed-ADC (dạng kép và ba cấp) nhằm cân bằng giữa hiệu năng BER và tiêu thụ năng lượng. Việc kết hợp linh hoạt giữa các bộ ADC độ phân giải cao và thấp, vừa giảm được đáng kể công suất tiêu thụ và chi phí phần cứng, vừa duy trì hiệu năng phát hiện tín hiệu và giải mã gần với hệ thống dùng bộ ADC độ phân giải cao truyền thống. Một khung phân tích hiệu năng tổng quát được đề xuất, xét đến kích thước mảng MIMO, tham số mã LDPC, hệ số xếp chồng, và sự kết hợp giữa các mức lượng tử hóa như trong kiến trúc Mixed-ADC ba cấp. Mặc dù việc dùng ADC độ phân giải thấp có thể ảnh hưởng đến các khối xử lý tín hiệu như ước lượng kênh và tách sóng tín hiệu, các nghiên cứu trước [119], [209], [120], [64], [212] đã chỉ ra các giải pháp khả thi để giảm thiểu ảnh hưởng này. Hệ thống Mixed-ADC kép — chủ yếu gồm ADC 1 bit kết hợp với một số ít ADC có độ phân giải cao hơn — đã được chứng minh hiệu quả trong [68], [21], trong đó [21] cho thấy việc sử dụng một lượng nhỏ ADC 5 bit vẫn có thể cải thiện đáng kể hiệu năng hệ thống.

Dựa trên các kết quả khả quan từ hệ thống Mixed-ADC kép, nghiên cứu này mở rộng sang cấu trúc Mixed-ADC ba cấp, gồm ba mức phân giải: 1 bit, 2 bit và 5 bit. Lựa chọn ADC 2 bit nhằm khai thác hiệu năng tốt trong nhóm ADC độ phân giải thấp [35], trong khi ADC 5 bit được sử dụng chọn lọc cho các ăng-ten quan trọng để tối ưu điện năng thay vì dùng ADC 8–12 bit truyền thống. Một thuật toán lan truyền niềm tin được phát triển phù hợp với cấu trúc đồ thị hai lớp của hệ thống. Thuật toán này đặc biệt hiệu quả khi áp dụng cho MIMO lớn với cấu hình Mixed-ADC ba cấp, trong đó đồ thị MIMO được tách thành ba lớp tương ứng với từng loại ADC (1 bit, 2 bit và 5 bit). Đây là điểm khác biệt đáng chú ý so với các nghiên cứu trước đó sử dụng ADC độ phân giải cao hơn [110],

[111]. Hơn nữa, luận án kiểm tra hiệu năng của mã P-LDPC kết hợp với sơ đồ xếp chồng trong bối cảnh truyền MIMO hiện đại, liên quan đến các hệ thống không dây thế hệ kế tiếp. Một phiên bản thuật toán PEXIT cải tiến được phát triển để đánh giá hiệu năng lý thuyết, cho phép dự đoán ngưỡng giải mã, lượng hóa ảnh hưởng ADC và đánh giá các chiến lược phân bổ công suất khác nhau.

Nội dung chính của chương bao gồm các nội dung:

- Thuật toán PEXIT cải tiến để đánh giá hiệu năng lý thuyết cho hệ thống MIMO lớn với cấu hình Mixed-ADC ba cấp.
- Dự đoán ngưỡng giải mã lặp của một mã P-LDPC cho các cấu hình ăng-ten MIMO khác nhau.
- Định lượng ảnh hưởng của nhiều thiết lập ADC độ phân giải thấp đến hiệu năng tổng thể.
- Tích hợp các chiến lược phân bổ công suất khác nhau (tức là các hệ số trọng số khác nhau trong điều chế xếp chồng tín hiệu) để đánh giá cách chúng ảnh hưởng đến ngưỡng hiệu năng.
- Kiểm chứng hiệu năng giữa điều chế xếp chồng tín hiệu điều chế EW và ED.

Bằng việc kết hợp giữa phân tích lý thuyết (dựa trên công cụ PEXIT cải tiến) và kết quả mô phỏng, luận án đã chứng minh được ưu thế hiệu năng của điều chế chồng lớp EW so với ED. Mặc dù ánh xạ theo khoảng cách đều giúp các điểm chòm sao phân bố cách đều nhau, việc áp dụng chiến lược phân bổ công suất bằng nhau cho từng lớp bit trong sơ đồ EW lại cho thấy hiệu suất BER vượt trội, đặc biệt khi áp dụng trong các hệ thống sử dụng bộ ADC có độ phân giải thấp đến trung bình. Sự chênh lệch hiệu năng này vẫn được duy trì rõ rệt trên nhiều cấu hình mã LDPC và hệ thống MIMO khác nhau, qua đó nhấn mạnh tính ổn định và lợi ích của sơ đồ EW trong môi trường lượng tử hóa thô.

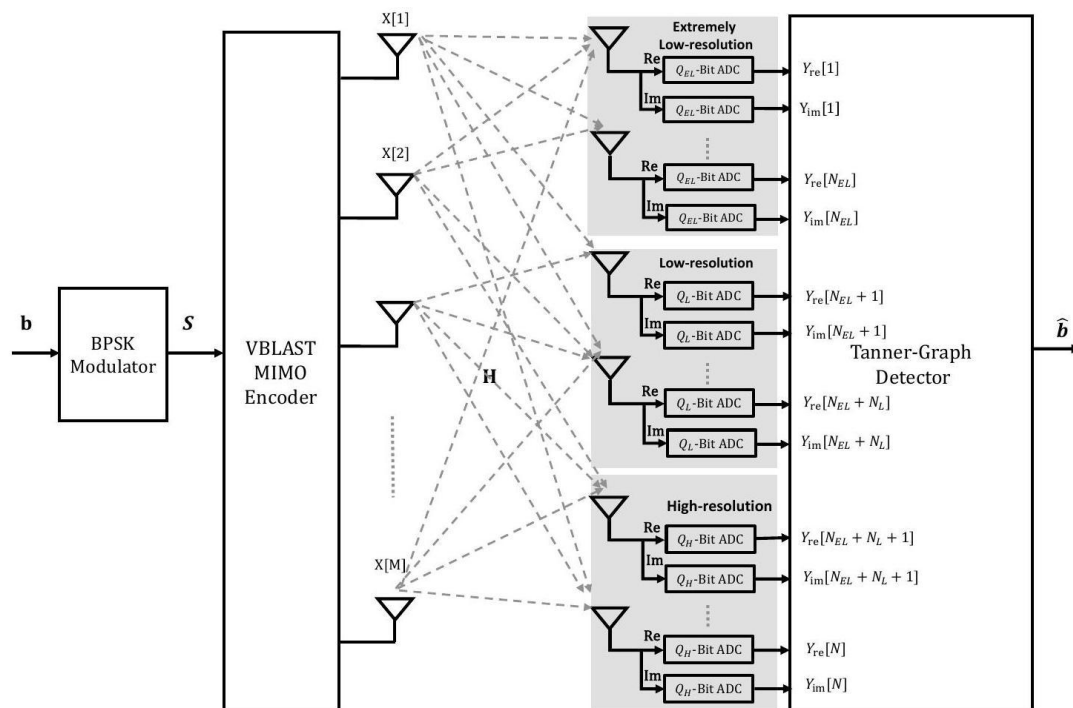
### **3.1. Hệ thống MIMO cỡ lớn không mã hóa**

#### **3.1.1. Mô hình hệ thống**

Xét một kênh truyền không dây MIMO suy hao với  $N_t$  ăng-ten phát và  $N_r$  ăng-ten thu, trong đó có  $2N_r$  cặp Mixed-ADC như minh họa trong Hình 3.1. Một khối gồm  $2G$  bit thông tin đầu vào sẽ được điều chế bằng bộ điều chế QPSK, với đầu ra thuộc tập ký

hiệu:  $S \in \{1 - j, 1 + j, -1 - j, -1 + j\}$ , để tạo ra  $G$  ký hiệu đã điều chế. Trong mỗi lần sử dụng kênh, theo sơ đồ ghép kênh không gian [69],  $G$  ký hiệu điều chế này sẽ được truyền đồng thời trên  $N_t$  ăng-ten phát.

Mô hình tín hiệu thu với các thành phần giống như như công thức (2.5) mục 2.1.1. Điểm khác biệt là trong thiết kế này, NCS đề xuất sử dụng ba loại bộ chuyển đổi tín hiệu ADC với độ phân giải khác nhau: ADC cực thấp (1 bit), ADC độ phân giải thấp (2 bit) và ADC độ phân giải cao hơn (5 bit), như minh họa trong Hình 3.1. Lý do lựa chọn ADC 1 bit và 2 bit là vì hai loại ADC này mang lại hiệu quả năng lượng tốt nhất. Bên cạnh đó, đối với khối ADC có độ phân giải cao, luận án đề xuất sử dụng ADC 5 bit thay vì ADC độ phân giải đầy đủ như trong phương pháp truyền thống, bởi vì nghiên cứu trong [5] đã chỉ ra rằng ADC 5 bit có thể đạt hiệu năng tương đương với các ADC độ phân giải đầy đủ.



Hình 3.1. Hệ thống LS-MIMO không mã hóa điểm-điểm với bộ Mixed-ADC ba cấp

Vector tín hiệu thu  $\mathbf{Y}$  bao gồm ba vector con:  $\mathbf{Y}_{EL}$  có độ dài  $N_{EL}$ ,  $\mathbf{Y}_L$  có độ dài  $N_L$ , và  $\mathbf{Y}_H$  có độ dài  $N_H = N_r - N_L - N_{EL}$  tương ứng với các tín hiệu thu được tại đầu vào của nhóm ăng-ten sử dụng ADC cực thấp, độ phân giải thấp, và độ phân giải cao, tương ứng.

Chúng ta có thể phân tách vector tín hiệu thu  $\mathbf{Y}$  thành ba vector con như sau:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_{EL} &= \mathbf{H}_{EL}\mathbf{X} + \mathbf{Z}_{EL} \\
\mathbf{Y}_L &= \mathbf{H}_L\mathbf{X} + \mathbf{Z}_L \\
\mathbf{Y}_H &= \mathbf{H}_H\mathbf{X} + \mathbf{Z}_H
\end{aligned} \tag{3.1}$$

trong đó:  $\mathbf{H}_{EL} \in \mathbb{C}^{N_{EL} \times N_t}$ ,  $\mathbf{H}_L \in \mathbb{C}^{N_L \times N_t}$ ,  $\mathbf{H}_H \in \mathbb{C}^{N_H \times N_t}$ ,  $\mathbf{Z}_{EL} \in \mathbb{C}^{N_{EL} \times 1}$ ,  $\mathbf{Z}_L \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$  và  $\mathbf{Z}_H \in \mathbb{C}^{N_H \times 1}$ .

Vector con tín hiệu thu  $\mathbf{Y}_{EL}$  được đưa vào  $2 \times N_{EL}$  cặp ADC độ phân giải cực thấp. Vector con  $\mathbf{Y}_L$  được đưa vào  $2 \times N_L$  cặp ADC độ phân giải thấp. Trong khi đó, vector con  $\mathbf{Y}_H$  được đưa vào  $2 \times N_H$  cặp ADC độ phân giải cao, vì đã có chứng minh rằng hệ thống sử dụng ADC 5-bit có hiệu năng tiệm cận với hệ thống sử dụng ADC độ phân giải đầy đủ.

Gọi  $Q(\cdot)$  là hàm lượng tử hóa, khi đó mối quan hệ giữa tín hiệu đầu vào và đầu ra của bộ ADC  $Q_{EL}$ -bit được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{Y}_{\Phi EL} = Q(\mathbf{Y}_{EL, re}) + jQ(\mathbf{Y}_{EL, im}) \tag{3.2}$$

Trong đó,  $\mathbf{Y}_{EL, re}$  và  $\mathbf{Y}_{EL, im}$  lần lượt là phần thực và phần ảo của tín hiệu thu được  $\mathbf{Y}_{EL}$ . Tương tự, mối quan hệ giữa tín hiệu đầu vào và đầu ra của bộ ADC  $Q_L$ -bit được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{Y}_{\Phi L} = Q(\mathbf{Y}_{L, re}) + jQ(\mathbf{Y}_{L, im}) \tag{3.3}$$

Trong đó,  $\mathbf{Y}_{L, re}$  và  $\mathbf{Y}_{L, im}$  lần lượt là phần thực và phần ảo của tín hiệu thu được  $\mathbf{Y}_L$ . Cuối cùng, mối quan hệ giữa tín hiệu đầu vào và đầu ra của bộ ADC  $Q_H$ -bit được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{Y}_{\Phi H} = Q(\mathbf{Y}_{H, re}) + jQ(\mathbf{Y}_{H, im}) \tag{3.4}$$

Trong đó,  $\mathbf{Y}_{H, re}$  và  $\mathbf{Y}_{H, im}$  lần lượt là phần thực và phần ảo của tín hiệu thu được  $\mathbf{Y}_H$ .

Áp dụng mô hình AQNM cho các hệ thống MIMO tích hợp bộ ADC có độ phân giải thấp [35], [112], tín hiệu sau lượng tử hóa được biểu diễn như một dạng tín hiệu nhiễu cộng thêm vào đầu vào của bộ thu. Trong khuôn khổ mô hình này, nhiễu lượng tử hóa được mô tả tương đương với một thành phần nhiễu tuyến tính phụ thuộc vào đặc tính của bộ ADC. Do đó, mối quan hệ giữa tín hiệu trước và sau lượng tử hóa trong các biểu thức (3.2), (3.3) và (3.4) có thể được đặc tả dưới dạng các phương trình toán học phản ánh tác động của quá trình lượng tử hóa lên tín hiệu thu như sau:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_{EL} &= \varphi_{EL}\mathbf{R}_{EL} + \mathbf{Z}_{EL, \Phi} \\
\mathbf{Y}_L &= \varphi_L\mathbf{R}_L + \mathbf{Z}_{L, \Phi} \\
\mathbf{Y}_H &= \varphi_H\mathbf{R}_H + \mathbf{Z}_{H, \Phi}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Trong đó,  $\varphi_{EL} = 1 - \rho_{EL}$  và  $\rho_{EL}$  là nghịch đảo của tỷ số SQNR đối với các bộ ADC 1-bit;  $\varphi_L = 1 - \rho_L$  và  $\rho_L$  là nghịch đảo của tỷ số này đối với các ADC 2-bit;  $\varphi_H = 1 - \rho_H$  và  $\rho_H$  là nghịch đảo của tỷ số này đối với các ADC 5-bit. Ngoài ra,  $\mathbf{Z}_{EL,\Phi}$ ,  $\mathbf{Z}_{L,\Phi}$  và  $\mathbf{Z}_{H,\Phi}$  là các thành phần nhiễu Gauss cộng thêm.

Trong nghiên cứu này, các bộ lượng tử hóa đồng đều được sử dụng [113], tuy nhiên các phân tích sau đây cũng có thể áp dụng cho các bộ lượng tử hóa không đồng đều. Với giả định mô hình kênh như trong biểu thức (3.1), các tín hiệu đầu vào của các bộ ADC cho độ phân giải cực thấp  $Q_{EL}$ -bit, độ phân giải thấp  $Q_L$ -bit và độ phân giải cao  $Q_H$ -bit trong Hình 3.1 là các biến ngẫu nhiên liên tục với miền giá trị vô hạn. Do đó, các tín hiệu đầu vào  $Y_{EL}[n]$ ,  $Y_L[n]$  và  $Y_H[n]$  được cắt bớt để giới hạn trong miền hữu hạn lần lượt là  $[-T_{EL,Q}, T_{EL,Q}]$ ,  $[-L_{L,Q}, T_{L,Q}]$  và  $[-T_{H,Q}, T_{H,Q}]$  được tính toán tương tự như công thức (2.8) phần 2.1.2.

Giá trị tối ưu của các ngưỡng cắt  $T_{EL,Q}$ ,  $T_{L,Q}$  và  $T_{H,Q}$  phụ thuộc vào phân bố mật độ xác suất của tín hiệu đầu vào và số mức lượng tử hóa [114]. Trong nghiên cứu [5], Dang và các cộng sự đã đưa ra công thức tính toán các ngưỡng cắt tối ưu cũng như các chỉ số hiệu năng  $\varphi_{EL}$ ,  $\varphi_L$  và  $\varphi_H$  tương ứng với các mức độ phân giải khác nhau, được liệt kê trong Bảng 3.1.

Bảng 3.1: Các giá trị tối ưu của  $T_\xi$ ,  $\xi \in \{EL, L, H\}$  độ phân giải ADC khác nhau.

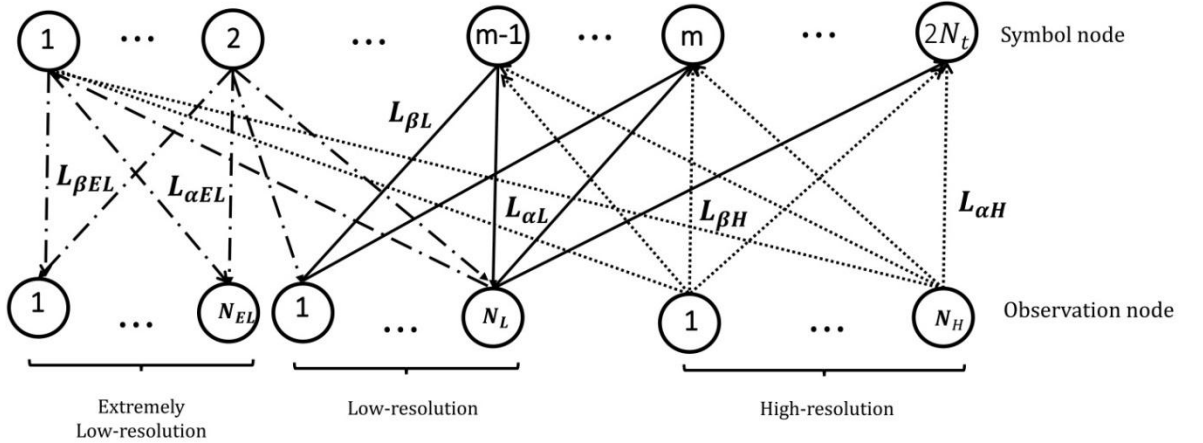
Độ phân giải	1	2	3	4	5
$T_\xi$	1.669	2.0912	2.4613	2.7909	3.0285
$\varphi_\xi$	0.6261	0.8796	0.9628	0.9885	0.9936

### 3.1.2. Bộ tách sóng sử dụng thuật toán lan truyền độ tin cậy cho bộ thu sử dụng bộ ADC có độ phân giải hỗn hợp ba cấp.

Trong phần này, bộ tách sóng của hệ thống LS-MIMO dựa trên đồ thị Tanner [49] được xây dựng cho bộ thu sử dụng bộ Mixed-ADC ba cấp. Như minh họa trong Hình 3.2, đồ thị dùng để tách sóng các bit thông tin được truyền đi bao gồm hai loại nút: nút quan sát và nút ký hiệu. Với một cấu hình MIMO quy mô lớn có kích thước  $N_t \times N_r$ , chúng ta có

$N_r$  nút quan sát tương ứng với  $N_r$  ăng-ten thu và  $2N_t$  nút ký hiệu nhị phân tương ứng với  $N_t$  ký hiệu phát QPSK.

Không giống như các hệ thống sử dụng ADC đơn độ phân giải thấp hoặc hệ thống Mixed-ADC hai cấp, tập các nút quan sát trong mô hình này được chia thành ba nhóm nhỏ: Nhóm đầu tiên gồm  $N_{EL}$  nút quan sát có độ phân giải cực thấp, được trang bị ADC 1-bit. Nhóm thứ hai gồm  $N_L$  nút quan sát có độ phân giải thấp, sử dụng ADC 2-bit. Nhóm còn lại gồm  $N_H$  nút quan sát có độ phân giải cao hơn, sử dụng ADC 5-bit. Do tính chất phát sóng vô tuyến, các nút quan sát thuộc cả ba nhóm — từ độ phân giải cực thấp đến cao — đều được kết nối đầy đủ với tất cả các nút ký hiệu. Do đó, mức độ tin cậy từ các nút quan sát có độ phân giải cao và thấp có thể lan truyền đến các nút quan sát cực thấp thông qua  $2N_t$  nút ký hiệu sau mỗi vòng lặp. Cấu trúc này của sơ đồ tách sóng dựa trên đồ thị cung cấp một lời giải thích rõ ràng về lý do tại sao chỉ cần một số ít ăng-ten thu sử dụng ADC độ phân giải cao cũng có thể cải thiện hiệu năng tổng thể của hệ thống Mixed-ADC.



Hình 3.2. Mô hình Tanner-graph cho tách sóng tín hiệu trong hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ Mixed-ADC ba cấp

NCS chuyển mô hình kênh QPSK sang mô hình kênh BPSK tương đương để tận dụng thuật toán BP trong [49]. Ta có thể viết lại các phương trình (3.5) như sau:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}_{\Phi EL} &= \varphi_{EL} \mathbf{H}_{EL} \mathbf{X} + \varphi_{EL} \mathbf{W}_{EL} + \mathbf{Z}_{EL, \Phi} \\
 \mathbf{Y}_{\Phi L} &= \varphi_L \mathbf{H}_L \mathbf{X} + \varphi_L \mathbf{W}_L + \mathbf{Z}_{L, \Phi} \\
 \mathbf{Y}_{\Phi H} &= \varphi_H \mathbf{H}_H \mathbf{X} + \varphi_H \mathbf{W}_H + \mathbf{Z}_{H, \Phi}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Trong đó,  $\mathbf{X}$  vẫn là ký hiệu điều chế QPSK được truyền. Do đó, ta có thể biểu diễn  $\mathbf{X} = \mathbf{X}_{re} + j\mathbf{X}_{im}$ , trong đó các phần tử của  $\mathbf{X}_{re}$  và  $\mathbf{X}_{im}$  được lấy từ bảng ký hiệu BPSK.

Đặt:

$$\mathbf{X}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{re} \\ \mathbf{X}_{im} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

Trong đó,  $\mathbf{X}_E$  là một vector tín hiệu truyền tương đương, trong đó các phần tử thuộc bảng ký hiệu của bộ điều chế BPSK, vì các phần tử trong cả  $\mathbf{X}_{re}$  và  $\mathbf{X}_{im}$  đều được lấy từ bảng ký hiệu BPSK.

Biểu thị

$$\mathbf{H}_{\xi,E,re} = [\mathbf{H}_{\xi,re} \quad -\mathbf{H}_{\xi,im}] \quad (3.8)$$

$$\mathbf{H}_{\xi,E,im} = [\mathbf{H}_{\xi,im} \quad \mathbf{H}_{\xi,re}] \quad (3.9)$$

Với  $\xi \in \{EL, L, H\}$ . Ta có thể thu được mô hình kênh BPSK tương đương như sau:

$$\mathbf{Y}_{\xi,E} = \mathbf{H}_{\xi,E}\mathbf{X}_E + \mathbf{Z}_{\xi,E} \quad (3.10)$$

Mỗi vòng lặp bắt đầu bằng việc cập nhật thông tin ngoại lai, đó là tỷ số LLR:  $L_{\alpha_{EL}}[n_{EL}][m]$  tại các nút quan sát có độ phân giải cực thấp,  $L_{\alpha_L}[n_L][m]$  tại các nút quan sát có độ phân giải thấp và  $L_{\alpha_H}[n_H][m]$  tại các nút quan sát có độ phân giải cao hơn. Cụ thể, các đại lượng này có thể được tính theo công thức [3.11]:

$$\begin{aligned} L_{\alpha_\xi}[n_\xi, m] &= \ln \frac{\Pr(\hat{Y}_{\xi,E}[n_\xi, m] \mid \mathbf{H}_{\xi,E}, X_E[m] = +1)}{\Pr(\hat{Y}_{\xi,E}[n_\xi, m] \mid \mathbf{H}_{\xi,E}, X_E[m] = -1)} \\ &= \frac{4\varphi_\xi}{\Psi_\xi[n_\xi, m]} \Re(H_{\xi,E}^*[n_\xi, m]\hat{Y}_{\xi,E}[n_\xi, m]) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Trong đó

$$\begin{aligned} \Psi_\xi[n_\xi, m] &= \varphi_\xi^2 \sum_{t=1, t \neq m}^{N_r} |H_{\xi,E}[n_\xi, t]|^2 (1 - |\hat{X}_E[n_\xi, t]|^2) \\ &\quad + \varphi_\xi^2 N_0 + \varphi_\xi(1 - \varphi_\xi) \left( \sum_{m=1}^M |H_{\xi,E}[n_\xi, m]|^2 + N_0 \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Và

$$\hat{Y}_{\xi,E}[n_{\xi}, m] = Y_{\xi,E}[n_{\xi}, m] - \varphi_{\xi} \times \sum_{t=1, t \neq m}^{N_r} H_{\xi,E}[n_{\xi}, t] \hat{X}_E[n_{\xi}, t] \quad (3.13)$$

Trong đó,  $\hat{Y}_{\xi,E}[n_{\xi}, m]$  là tín hiệu thu được của ký hiệu truyền  $X_E[m]$  tại nút quan sát thứ  $n_{\xi}$  sau khi đã khử nhiễu giao thoa.  $\hat{X}_E[n_{\xi}, m]$  biểu thị ký hiệu mềm được thu nhận từ các thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n_{\xi}$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ . Đối với sơ đồ điều chế BPSK, ký hiệu mềm được xác định bởi:

$$\hat{X}_E[n_{\xi}, m] = \tanh\left(\frac{L_{\beta_{\xi}}[m, n_{\xi}]}{2}\right) \quad (3.14)$$

Khi các nút ký hiệu nhận được các thông điệp ngoại lai từ tất cả các nút quan sát, các thông tin ngoại lai mới sau đó sẽ được tính toán như sau:

$$\begin{aligned} L_{\beta_{EL}}[m][n_{EL}] &= L_{\Gamma_H}[m] + L_{\Gamma_L}[m] \\ &\quad + L_{\Gamma_{EL}}[m] - L_{\alpha_{EL}}[n_{EL}][m] \\ L_{\beta_L}[m][n_L] &= L_{\Gamma_H}[m] + L_{\Gamma_{EL}}[m] \\ &\quad + L_{\Gamma_L}[m] - L_{\alpha_L}[n_L][m] \end{aligned} \quad (3.15)$$

Và

$$\begin{aligned} L_{\beta_H}[m][n_H] &= L_{\Gamma_L}[m] + L_{\Gamma_{EL}}[m] \\ &\quad + L_{\Gamma_H}[m] - L_{\alpha_H}[n_H][m] \end{aligned} \quad (3.16)$$

Trong đó

$$L_{\Gamma_{EL}}[m] = \sum_{n_{EL} \in N_{EL}} L_{\alpha_{EL}}[n_{EL}][m] \quad (3.17)$$

$$L_{\Gamma_L}[m] = \sum_{n_L \in N_L} L_{\alpha_L}[n_L][m] \quad (3.18)$$

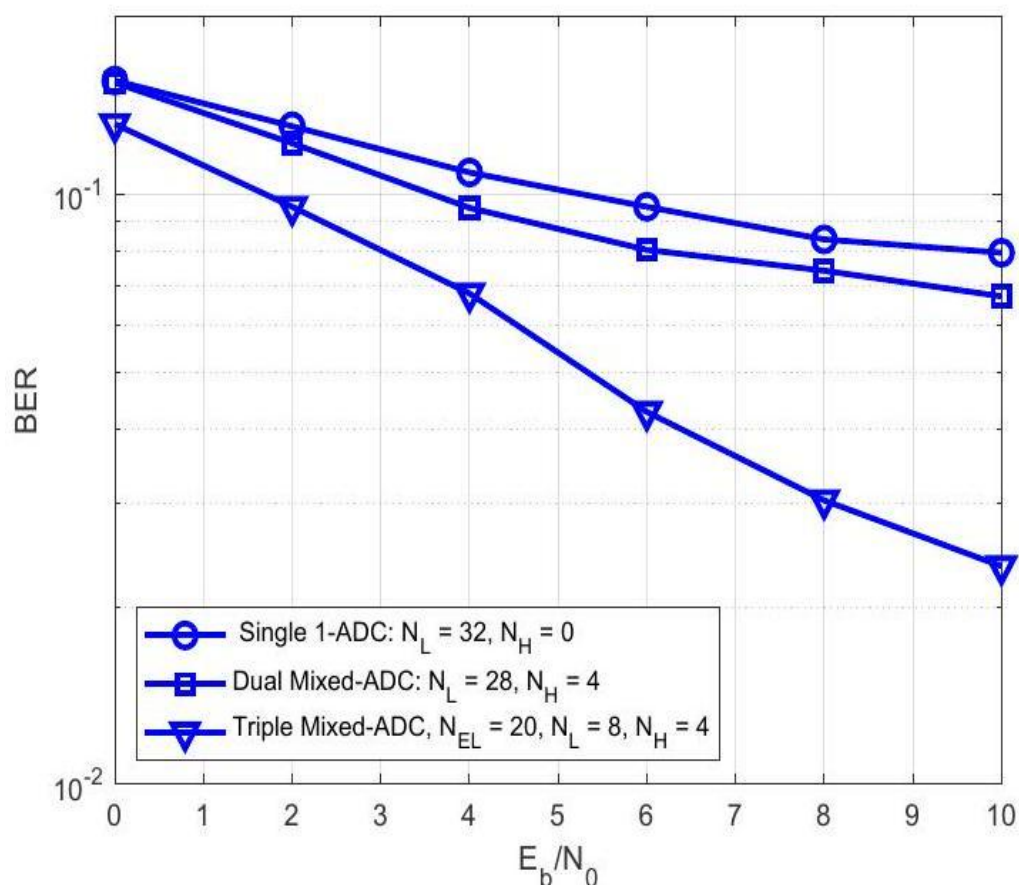
$$L_{\Gamma_H}[m] = \sum_{n_H \in N_H} L_{\alpha_H}[n_H][m] \quad (3.19)$$

$$\hat{X}_E[m] = \text{sign}(L_{\Gamma_H}[m] + L_{\Gamma_L}[m] + L_{\Gamma_{EL}}[m]) \quad (3.20)$$

Dựa trên  $\hat{X}_E[m]$  với  $m = 1, 2, \dots, 2N_t$ , chuỗi nhị phân sau giải điều chế  $\hat{\mathbf{b}}$ , sẽ được khôi phục.

### 3.1.3. Kết quả mô phỏng

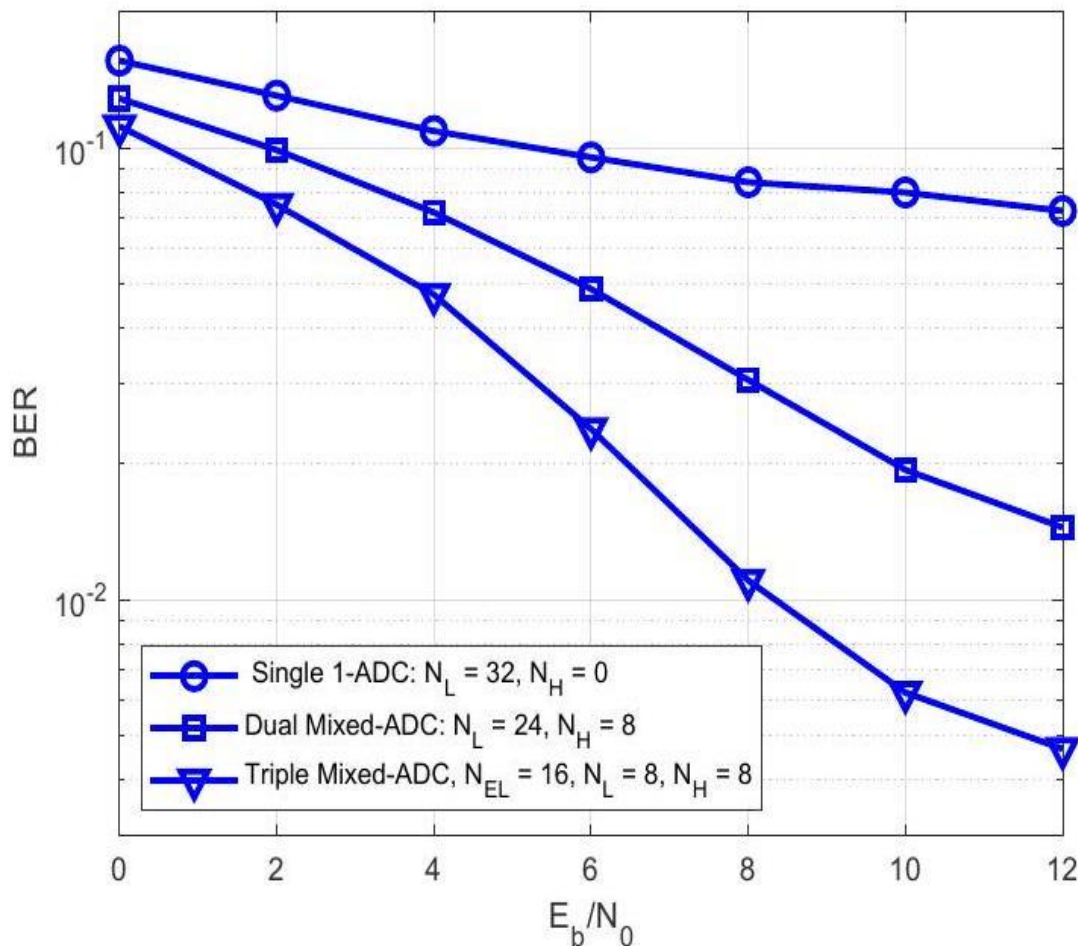
Trong phần này, các mô phỏng trên máy tính được thực hiện cho hai cấu hình MIMO quy mô lớn –  $16 \times 32$  và  $16 \times 64$  – nhằm minh họa hiệu năng và đặc tính hoạt động mà hệ thống Mixed-ADC ba cấp mang lại. Các chỉ số hiệu năng của hệ thống ADC đơn 1-bit và hệ thống Mixed-ADC hai cấp (kết hợp giữa ADC 1-bit và 5-bit) cũng được trình bày trong các biểu đồ nhằm mục đích so sánh đối chiếu.



Hình 3.3. Hiệu năng BER:  $N_t = 16, N_{EL} = 20, N_L = 8, N_H = 4$

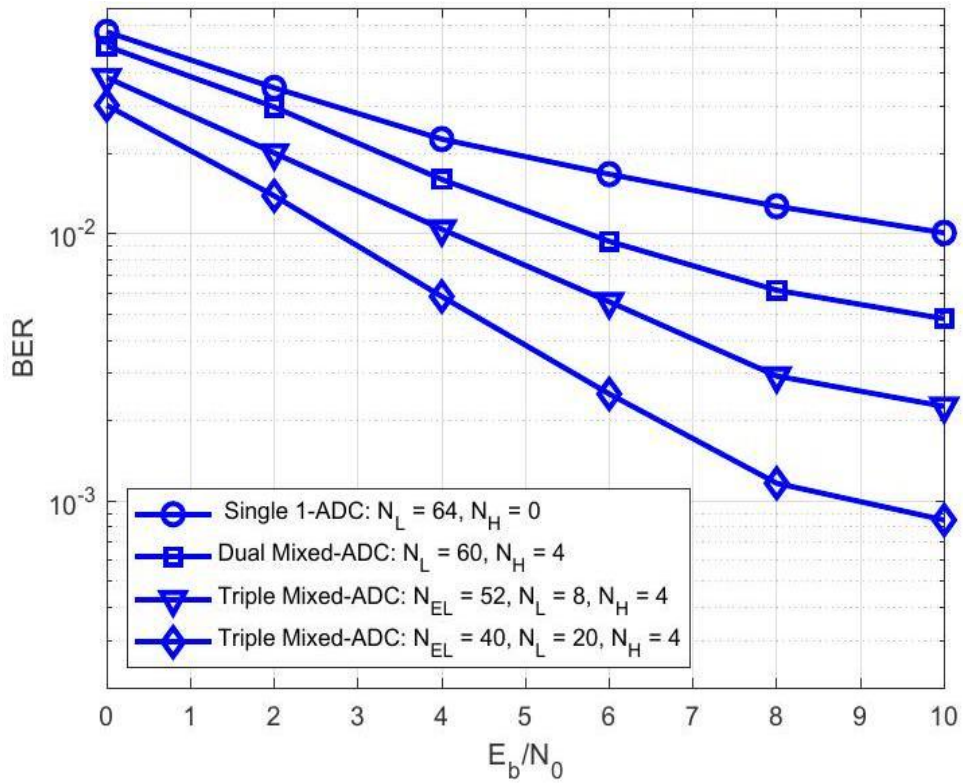
Kịch bản đầu tiên là 32 ăng-ten thu được chia thành một nhóm gồm 20 ăng-ten sử dụng bộ ADC có độ phân giải cực thấp (1 bit), 8 ăng-ten sử dụng ADC độ phân giải thấp (2 bit) và 4 ăng-ten còn lại sử dụng ADC (5 bit). Hình 3.3 cho thấy rằng hệ thống Mixed-ADC kép truyền thống — kết hợp giữa ADC 1 bit và ADC 5 bit — chỉ mang lại một cải

thiện nhỏ so với hệ thống chỉ sử dụng ADC 1 bit. Trong khi đó, hệ thống đề xuất sử dụng ba loại ADC cho thấy hiệu năng vượt trội rõ rệt so với cả hệ thống ADC đơn và hỗn hợp kép.

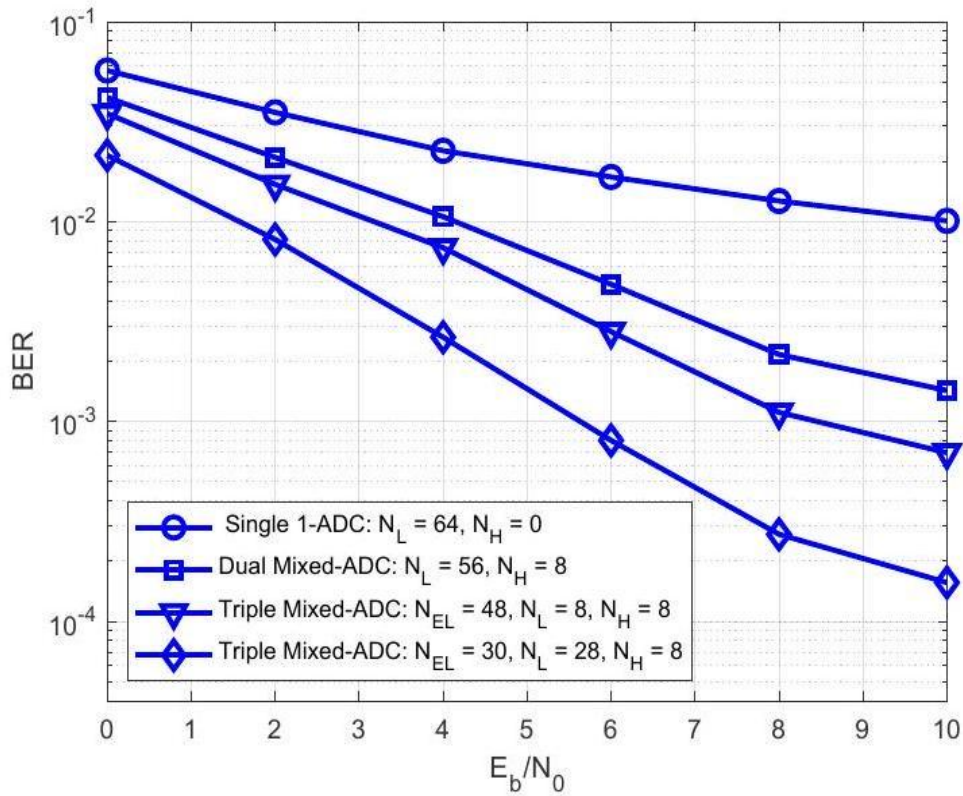


Hình 3.4. Hiệu năng BER:  $N_t = 16, N_{EL} = 16, N_L = 8, N_H = 8$

Vẫn trong cấu hình MIMO  $16 \times 32$ , một kịch bản khác được xét đến, trong đó số lượng ăng-ten sử dụng ADC độ phân giải cao được giữ cố định ở mức  $N_H = 8$  cho cả hệ thống hỗn hợp kép và hỗn hợp ba cấp. Trong hệ thống hỗn hợp ba, có 8 ăng-ten sử dụng ADC 2 bit và 16 ăng-ten sử dụng ADC 1 bit. Tuy nhiên, hệ thống hỗn hợp kép vẫn có hiệu năng tốt hơn hệ thống ADC đơn, như thể hiện trong Hình 3.4. Tuy nhiên, hệ thống Mixed-ADC ba cấp được đề xuất vẫn cho thấy một khoảng cách hiệu năng đáng kể so với cả hai hệ thống còn lại.



Hình 3.5. Hiệu năng BER:  $N_t = 16, N_{EL} = 40, N_L = 20, N_H = 4$



Hình 3.6. Hiệu năng BER:  $N_t = 16, N_{EL} = 30, N_L = 26, N_H = 8$

Cấu hình MIMO thứ hai được đưa vào thí nghiệm là trường hợp số lượng ăng-ten thu được tăng gấp đôi so với cấu hình đã xét trước đó. Cả Hình 3.5 và Hình 3.6 đều xác nhận ưu thế của hệ thống Mixed-ADC ba cấp so với hai hệ thống còn lại. Mặc dù việc tăng số lượng ăng-ten thu có thể giúp bù đắp cho méo tín hiệu gây ra bởi ADC độ phân giải thấp, cả hai hệ thống Mixed-ADC kép và hỗn hợp ba cấp vẫn được ưu tiên sử dụng để cải thiện hiệu năng.

Hình 3.5 cho thấy rằng hệ thống Mixed-ADC kép có thể tiết kiệm gần 4 dB công suất so với hệ thống chỉ sử dụng ADC đơn khi BER ở mức  $10^{-2}$ . Đáng chú ý, hệ thống hỗn hợp ADC ba cấp được đề xuất có thể mang lại thêm 3 dB hiệu quả khi giữ nguyên số lượng ăng-ten độ phân giải cao ở mức  $N_H = 4$ . Khi tăng số lượng ăng-ten độ phân giải cao lên  $N_H = 8$ , hệ thống hỗn hợp ADC ba cấp với 30 ăng-ten cực thấp và 26 ăng-ten độ phân giải thấp có thể đạt được mức cải thiện gần 8 dB tại  $BER = 10^{-2}$ .

### 3.2. Hệ thống MIMO cỡ lớn mã hóa

Nghiên cứu này thực hiện thiết kế và phân tích các liên kết LS-MIMO hiệu quả về năng lượng và băng thông, bằng cách kết hợp sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu, mã hóa P-LDPC, và kiến trúc bộ chuyển đổi Mixed-ADC ba cấp. Những đóng góp chính bao gồm:

i) Kiến trúc Mixed-ADC cho LS-MIMO kết hợp với sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu.

Luận án đề xuất một kiến trúc đầu vào thực tiễn gồm Mixed-ADC kép và ba cấp, chia mảng ăng-ten thu thành nhóm độ phân giải 1 bit (cực thấp), 2 bit (thấp) và 5 bit (cao). Cách phân chia này giúp cân bằng giữa hiệu năng và mức tiêu thụ điện năng, vì sự suy giảm chất lượng tín hiệu do độ méo lớn ở các ADC cực thấp và thấp — vốn tiêu thụ ít điện và có độ phức tạp thấp — có thể được bù lại bởi độ trung thực cao của tín hiệu thu được ở nhóm có độ phân giải cao.

ii) Bộ thu kết hợp tách sóng/giải mã hai lớp.

Luận án cũng phát triển một bộ thu truyền tin dựa trên thuật toán truyền thông điệp, kết hợp bộ tách sóng dựa trên đồ thị hai lớp với kỹ thuật khử nhiễu mềm giao thoa song song mềm, được thiết kế riêng cho các ADC độ phân giải hỗn hợp, điều chế xếp chồng tín hiệu bậc cao, và giải mã P-LDPC.

Ngoài việc chuyển đổi hệ thống điều chế bậc cao sang một sơ đồ điều chế nhị phân chuẩn — giúp việc áp dụng thuật toán tách sóng dựa trên đồ thị Tanner trở nên khả thi — luận án còn đưa ra các biểu thức dạng đóng cho các giá trị xác suất độ tin cậy thông tin ngoại lai được trao đổi không chỉ giữa các nút quan sát và nút ký hiệu như thông thường, mà còn giữa ba đồ thị MIMO tương ứng với nhóm độ phân giải cực thấp, độ phân giải thấp, và độ phân giải cao tương ứng.

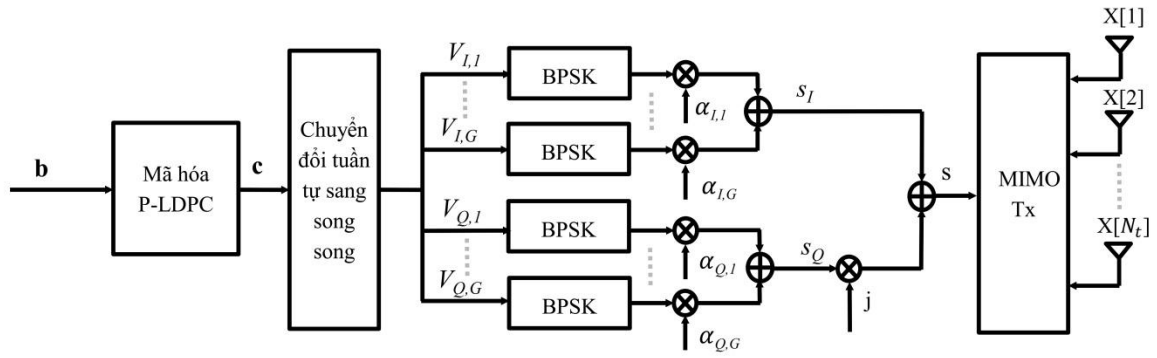
iii) Phân tích PEXIT cho điều chế xếp chồng tín hiệu sử dụng kiến trúc Mixed-ADC.

Luận án xây dựng một thuật toán PEXIT cho hệ thống LS-MIMO sử dụng Mixed-ADC ba cấp, có thể dễ dàng điều chỉnh để áp dụng cho các sơ đồ Mixed-ADC kép hoặc chỉ sử dụng ADC độ phân giải thấp đơn lẻ. Thuật toán này theo dõi quá trình truyền thông tin tương hỗ trên đồ thị kết hợp giữa bộ tách sóng và bộ giải mã. Phương pháp đề xuất cung cấp ngưỡng giải mã lặp tương đối chính xác, như là hàm số của các hệ số chồng tín hiệu, tỷ lệ pha trộn độ phân giải ADC, tỷ lệ phân chia ăng-ten, và các tham số của ma trận gốc LDPC. Khung phân tích này đặt nền móng cho việc thiết kế các mã P-LDPC mới, phù hợp với nhiều kiểu phân chia độ phân giải ADC khác nhau và nhiều cấp độ điều chế xếp chồng tín hiệu, bao gồm các sơ đồ bậc cao như 64-QAM và 256-QAM.

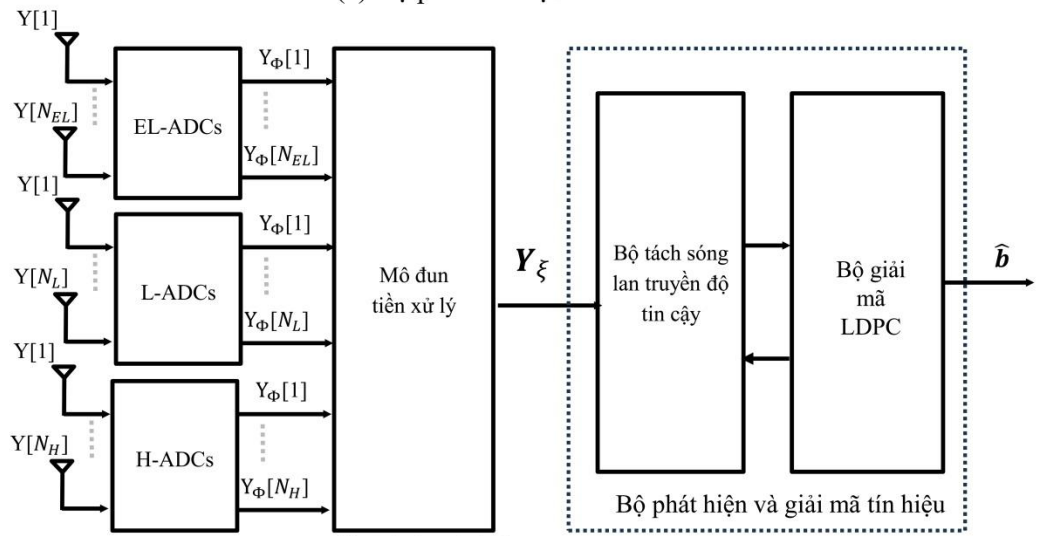
### 3.2.1. Mô hình hệ thống

Xét một hệ thống thông tin MIMO có bộ phát tín hiệu tương tự như hệ thống Hình 2.8 trong Chương 2. Cũng cần lưu ý rằng khung kiến trúc này có thể dễ dàng điều chỉnh thành cấu hình Mixed-ADC kép bằng cách đặt độ phân giải của tầng cực thấp và tầng thấp giống nhau, hoặc chuyển thành kiến trúc ADC đồng nhất một tầng bằng cách gán độ phân giải một bit cho cả ba tầng.

Vector tín hiệu nhận được  $\mathbf{Y}$  bao gồm ba vector con:  $\mathbf{Y}_{EL}$  có độ dài  $N_{EL}$ ,  $\mathbf{Y}_L$  có độ dài  $N_L$ , và  $\mathbf{Y}_H$  có độ dài  $N_H = N_r - N_L - N_{EL}$ . Ba vector này tương ứng với các tín hiệu nhận được tại các tập ăng-ten có độ phân giải cực thấp, thấp và cao, tương ứng. Do đó, ta có thể phân tách vector tín hiệu nhận  $\mathbf{Y}$  thành ba vector con tương tự như công thức (3.2).



(a) Bộ phát tín hiệu



(b) Bộ thu tín hiệu

Hình 3.7. Sơ đồ khối của bộ thu-phát trong hệ thống thông tin MIMO được mã hóa bằng P-LDPC với bộ ADC độ phân giải hỗn hợp ba cấp

(a) Bộ phát sử dụng sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu bậc cao nhằm tăng hiệu quả sử dụng băng thông.

(b) Bộ thu có ba nhóm bộ ADC độ phân giải thấp nhằm giảm tiêu thụ điện năng.

### 3.2.2. Thiết kế bộ thu

#### 3.2.2.1. Mô hình chuyển đổi tương tự sang số

Bằng cách áp dụng mô hình AQNM trong các hệ thống MIMO sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp như đã nêu ở Mục 3.1.1, nhiễu lượng tử được biểu diễn như một thành phần nhiễu bổ sung tác động lên tín hiệu thu được. Theo khuôn khổ của mô hình AQNM, mối quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của bộ lượng tử hóa có thể được mô tả một cách toán học [35] hoàn toàn tương tự như công thức (3.6). Các tín hiệu  $Y_{EL}[n]$ ,  $Y_L[n]$  và  $Y_H[n]$  sẽ được

cắt bớt để thu được miền giá trị hữu hạn trong các khoảng  $[-T_{EL,Q}, T_{EL,Q}]$ ,  $[-T_{L,Q}, T_{L,Q}]$  và  $[-T_{H,Q}, T_{H,Q}]$  tương ứng. Trong đó,  $\bar{Y}_{EL}[n]$ ,  $\bar{Y}_L[n]$  và  $\bar{Y}_H[n]$  biểu thị các phiên bản đã cắt bớt của các tín hiệu thu được  $Y_{EL}[n]$ ,  $Y_L[n]$  và  $Y_H[n]$  tương ứng. Các giá trị tối ưu của  $T_{EL,Q}$ ,  $T_{L,Q}$  và  $T_{H,Q}$  phụ thuộc vào cả hàm mật độ xác suất của tín hiệu đầu vào và số mức lượng tử hóa [114]. Trong nghiên cứu [5], Dang và cộng sự đã đưa ra các biểu thức để xác định các giới hạn cắt bớt tối ưu này và các chỉ số hiệu năng tương ứng  $\varphi_{EL}$ ,  $\varphi_L$  và  $\varphi_H$  cho nhiều mức độ phân giải khác nhau, được tóm tắt trong Bảng 3.1 ở Mục 3.1.1 đã nêu.

### 3.2.2.2. Chuyển đổi từ mô hình điều chế chồng ghép M-QAM sang mô hình điều chế nhị phân

Trong mô đun này, sơ đồ điều chế bậc cao được ánh xạ hiệu quả sang định dạng BPSK tương đương, cho phép thuật toán tách sóng theo phương pháp lan truyền độ tin cậy hoạt động trên đồ thị Tanner hai lớp [37], [27] tương tự như mục 2.2.2. Ta có

$$\mathbf{Y}_\xi = \varphi_\xi \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\xi,I} & -\mathbf{H}_{\xi,Q} \\ \mathbf{H}_{\xi,Q} & \mathbf{H}_{\xi,I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi \mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{\xi,I} \\ \varphi \mathbf{Z}_Q + \mathbf{Z}_{\xi,Q} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Hoặc có thể viết

$$\mathbf{Y}_\xi = \varphi_\xi \mathbf{H}_\xi \mathbf{V}_\xi + \mathbf{Z}_\xi \quad (3.22)$$

Với

$$\mathbf{H}_\xi = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\xi,I} & -\mathbf{H}_{\xi,Q} \\ \mathbf{H}_{\xi,Q} & \mathbf{H}_{\xi,I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_I & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \alpha_Q \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

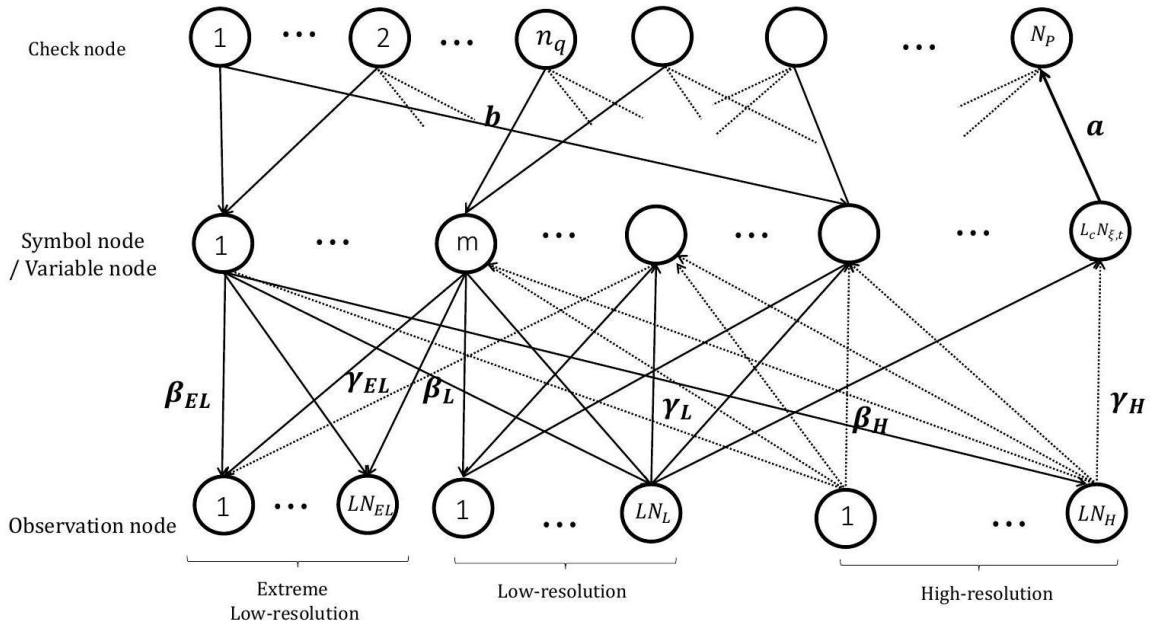
Và

$$\mathbf{V}_\xi = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_I \\ \mathbf{V}_Q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Theo định nghĩa, vector  $\mathbf{V}_\xi$  chứa  $2 \times N_t \times G$  phần tử, mỗi phần tử được lấy từ chòm sao BPSK  $\{-1, +1\}$  và  $\xi \in \{EL, L, H\}$ .

### 3.2.2.3. Kết hợp giải mã và tách sóng tín hiệu

Như được minh họa trong Hình 3.8, đồ thị tách sóng dùng để khôi phục các bit đã truyền bao gồm hai loại nút: nút quan sát và nút ký hiệu. Với một cấu hình MIMO quy mô lớn có kích thước  $N_t \times N_r$ , sẽ có  $N_r$  nút quan sát và  $N_{\xi,t} = 2 \times G \times N_t$  nút ký hiệu nhị phân, các nút quan sát trong mô hình này được chia thành ba tập con.



Hình 3.8. Đồ thị hai lớp cho bộ thu sử dụng Mixed-ADC

Lớp dưới xử lý việc tách sóng tín hiệu MIMO thông qua ba đồ thị con riêng biệt—mỗi đồ thị tương ứng với một mức độ phân giải ADC (cực thấp, thấp và cao). Lớp trên thực hiện truyền thông tin thông qua thuật toán truyền thông điệp để giải mã kênh.

Tập con thứ nhất gồm  $N_{EL}$  nút quan sát có độ phân giải cực thấp, sử dụng các bộ chuyển đổi ADC 1-bit. Tập con thứ hai gồm  $N_L$  nút quan sát có độ phân giải thấp, dùng ADC 2-bit. Tập con còn lại là  $N_H$  nút quan sát có độ phân giải cao hơn, sử dụng ADC 5-bit. Do tính chất truyền tin của truyền thông vô tuyến, các nút quan sát độ phân giải cực thấp, thấp và cao đều được kết nối đầy đủ với các nút ký hiệu. Nhờ đó, thông tin độ tin cậy từ các nút có độ phân giải cao và thấp sẽ lan truyền đến các nút có độ phân giải cực thấp thông qua các nút ký hiệu  $N_{\xi,t}$  sau mỗi vòng lặp. Cấu trúc này trực quan cho thấy rằng: một số lượng nhỏ các ăng-ten có độ phân giải cao cũng có thể giúp cải thiện đáng kể hiệu năng tổng thể của hệ thống Mixed-ADC.

Trong thuật toán kết hợp tách sóng và giải mã lặp, chín loại thông tin riêng biệt được trao đổi qua đồ thị:

- $L_{\alpha,EL}[n_{EL}, m]$ : thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n_{EL}$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ .
- $L_{\alpha,L}[n_L, m]$ : thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n_L$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ .
- $L_{\alpha,H}[n_H, m]$ : thông điệp được truyền từ nút quan sát thứ  $n_H$  đến nút ký hiệu thứ  $m$ .

- $L_a[n_p, n_q]$ : thông điệp được truyền từ nút biến thứ  $n_p$  đến nút kiểm tra thứ  $n_q$ .
- $L_b[n_q, n_p]$ : thông điệp được truyền từ nút biến thứ  $n_q$  đến nút kiểm tra thứ  $n_p$ .
- $L_{\beta, EL}[m, n_{EL}]$ : thông điệp được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_{EL}$ .
- $L_{\beta, L}[m, n_L]$ : thông điệp được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_L$ .
- $L_{\beta, H}[m, n_H]$ : thông điệp được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_H$ .
- $L_\Gamma[m]$ : tỷ lệ LLR của ký hiệu  $V_\xi[m]$ .

Công thức tính toán các thông điệp tương tự như trong Mục 2.2.3 áp dụng với  $\xi \in \{EL, L, H\}$ .

Giá trị LLR hậu nghiệm tương ứng với ký hiệu truyền thứ  $m$  sau mỗi vòng lặp được hình thành bằng cách kết hợp toàn bộ các thông tin được lan truyền từ hai loại nút trong đồ thị Tanner: các nút quan sát và các nút kiểm tra. Quá trình tổng hợp này tạo ra một ước lượng mềm phản ánh mức độ tin cậy cập nhật của ký hiệu tại thời điểm cuối vòng lặp, và có thể được mô tả dưới dạng biểu thức sau:

$$L_\Gamma[m] = \sum_{\xi \in \{EL, L, H\}} \sum_{n \in \mathcal{S}_{0, \xi}(m)} L_{\alpha, \xi}[n_\xi, m] + \sum_{n_q \in \mathcal{S}_c(n_p)} L_b[n_q, n_p] \quad (3.25)$$

LLR hậu nghiệm được gửi đến bộ quyết định cứng để tạo ra phiên bản giải mã của bit mã bằng quy tắc sau:

$$\hat{c}[m] = \begin{cases} 0, & L_\Gamma[m] > 0 \\ 1, & \text{trường hợp còn lại} \end{cases} \quad (3.26)$$

trong đó  $\hat{c}[m]$  là phiên bản đã được giải mã của  $c[m]$ . Do đó, chuỗi thông tin giải mã  $\hat{\mathbf{b}}$  sẽ được thu nhận.

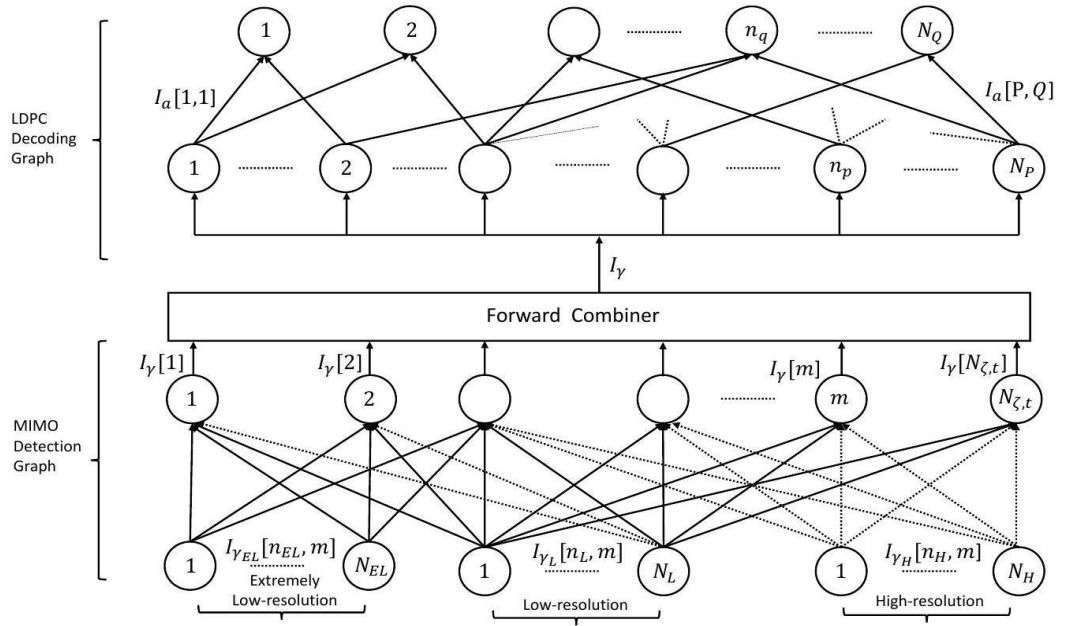
Quá trình tính toán sẽ dừng lại khi toàn bộ các phương trình kiểm tra được thỏa mãn hoặc số vòng lặp đạt đến giới hạn tối đa. Nếu chưa đạt một trong hai điều kiện này, thuật toán tiếp tục lặp lại, thực hiện cập nhật thông tin từ các nút quan sát theo cơ chế đã mô tả trong Mục 3.2.2.3.a.

### 3.2.3. Thuật toán PEXIT đề xuất cho điều chế xếp chồng tín hiệu với ADC độ phân giải ba cấp

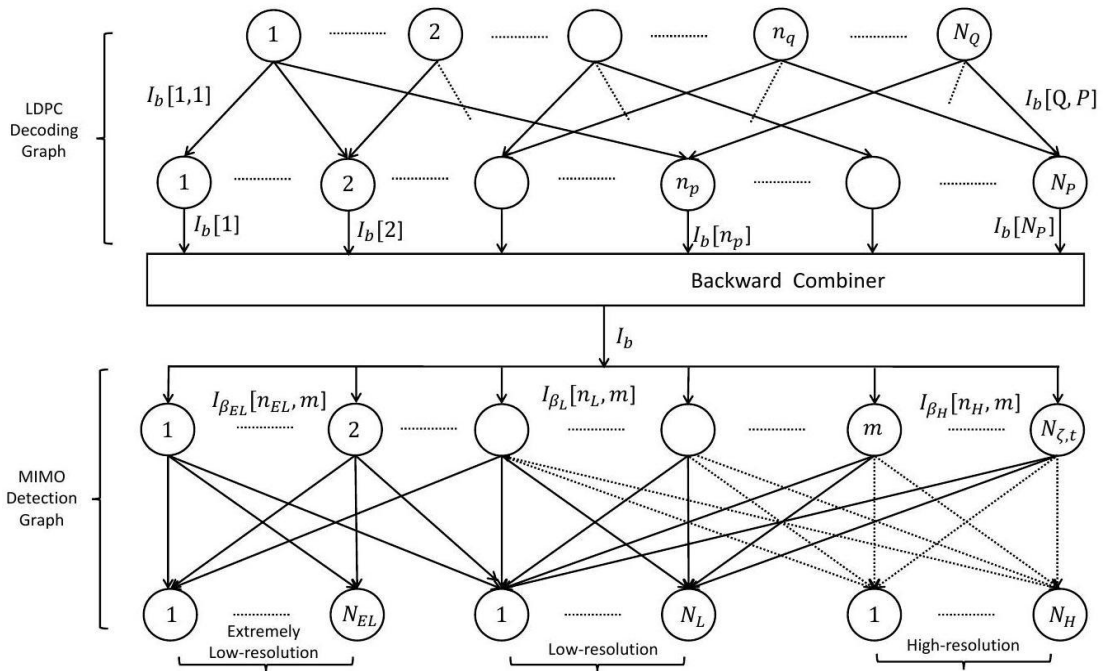
Thuật toán PEXIT từ lâu đã được công nhận là một công cụ mạnh mẽ để đánh giá hiệu năng của các mã P-LDPC dưới nhiều mô hình kênh khác nhau [37], [27], [42], [43]. Vu và cộng sự chỉ ra rằng các biến thể PEXIT truyền thống không phù hợp để áp dụng trực tiếp trong bối cảnh hệ thống LS-MIMO, nơi tách sóng và giải mã cần được thực hiện kết hợp để tăng cường hiệu năng. Một cách tiếp cận khác của thuật toán PEXIT dành cho các hệ thống LS-MIMO trang bị bộ ADC độ phân giải thấp đã được Nguyen và cộng sự trình bày trong công trình [37].

Phương pháp này mang lại những phân tích giá trị về tác động của lượng tử hóa thô đối với hiệu năng của hệ thống MIMO cỡ lớn, đồng thời cung cấp cái nhìn chi tiết về cơ chế lan truyền thông tin trong quá trình giải mã lặp khi tín hiệu đầu vào bị hạn chế bởi số bit lượng tử hóa. Mặc dù có nhiều điểm tương đồng với hướng tiếp cận mà luận án đang phát triển, thuật toán trong [37] được xây dựng dựa trên giả thiết toàn bộ các nhánh thu đều sử dụng ADC có độ phân giải đồng nhất. Vì vậy, nó không thể được áp dụng trực tiếp cho các kiến trúc Mixed-ADC – nơi tồn tại sự kết hợp giữa các ADC độ phân giải cao và thấp nhằm tối ưu hóa hiệu năng–năng lượng. Điều này tạo ra một khoảng trống nghiên cứu và đồng thời khẳng định sự cần thiết của việc xây dựng một mô hình đánh giá thích hợp cho hệ thống Mixed-ADC trong phạm vi của luận án này. Vì vậy, NCS sẽ trình bày trong phần tiếp theo một biến thể mới của thuật toán PEXIT, được thiết kế đặc biệt cho các hệ thống LS-MIMO sử dụng Mixed-ADC ở phía thu, kết hợp với khung tách sóng và giải mã đồng thời.

Sơ đồ trao đổi thông tin của bộ thu kết hợp tách sóng và giải mã được mô tả trong Hình 3.9 và Hình 3.10. Protograph này chính là dạng thu gọn của cấu trúc đồ thị hai lớp ở Hình 3.8.



Hình 3.9. Luồng thông tin thuận



Hình 3.10. Luồng thông tin nghịch

Thành phần MIMO của protograph kết hợp MIMO-LDPC bao gồm:  $N_{EL}$  nút quan sát có độ phân giải cực thấp,  $N_L$  nút quan sát có độ phân giải thấp,  $N_H$  nút quan sát có độ phân giải cao,  $N_{\xi,t} = 2 \times N_t \times G$  nút ký hiệu, và  $N_{\xi,t} \times N_r$  cạnh kết nối. Cấu trúc này được lặp lại  $L_c$  lần để tạo thành phần MIMO của đồ thị hai lớp trong Hình 3.8. Trong khi đó, thành

phần giải mã LDPC của đồ thị kết hợp tách sóng và giải mã bao gồm:  $N_p$  nút biên,  $N_q$  nút kiểm tra, và một tập hợp các cạnh nối giữa các nút biên và nút kiểm tra. Các kết nối cạnh này được xác định bởi một ma trận proto  $\mathbf{B}$  có kích thước  $N_q \times N_p$ , trong đó phần tử  $\mathbf{B}[n_q, n_p]$  biểu thị số lượng cạnh song song kết nối nút kiểm tra thứ  $n_q$  với nút biên thứ  $n_p$ .

Để thu được phân đoạn LDPC của đồ thị hai lớp trong Hình 3.8, đồ thị con LDPC của protograph MIMO-LDPC kết hợp trước tiên được sao chép  $\delta_c = \frac{N_c}{N_p} = \frac{L_c N_{\xi,t}}{N_p}$  lần. Sau đó, một phép hoán vị được áp dụng cho các cặp cạnh nối từ nút biên đến nút kiểm tra này, tương ứng với cùng một loại cạnh trong protograph gốc [44]. Lưu ý rằng số lượng nút kiểm tra được tính bởi:  $N_q = \frac{(N_c - K_c)}{\delta_c} = (1 - R_c) \times N_p$ , trong đó  $R_c$  là tỉ lệ mã của mã LDPC.

Luận án định nghĩa chín loại thông tin tương hỗ chính, tương ứng với năm loại thông điệp được trao đổi trên đồ thị hai lớp trong Hình 3.8 của protograph kết hợp MIMO và LDPC, như sau:

- +  $I_{\alpha_{EL}}[n_{EL}, m]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\alpha_{EL}}[n_{EL}, m]$ , được gửi bởi nút quan sát thứ  $n_{EL}$  đến nút biên thứ  $m$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biên thứ  $m$ .

- +  $I_{\alpha_L}[n_L, m]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\alpha_L}[n_L, m]$ , được gửi bởi nút quan sát thứ  $n_L$  đến nút biên thứ  $m$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biên thứ  $m$ .

- +  $I_{\alpha_H}[n_H, m]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\alpha_H}[n_H, m]$ , được gửi bởi nút quan sát thứ  $n_H$  đến nút biên thứ  $m$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biên thứ  $m$ .

- +  $I_a[n_p, n_q]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_a[n_p, n_q]$ , được gửi bởi nút biên thứ  $n_p$  đến nút kiểm tra thứ  $n_q$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biên thứ  $n_p$ .

- +  $I_b[n_q, n_p]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_b[n_q, n_p]$ , được gửi bởi nút kiểm tra thứ  $n_q$  đến nút biên thứ  $n_p$  và bit được mã hóa tương ứng với nút biên thứ  $n_p$ .

+  $I_{\beta_{EL}}[m, n_{EL}]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\beta_{EL}}[m, n_{EL}]$ , được gửi bởi nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_{EL}$  và ký hiệu tương ứng với nút ký hiệu thứ  $m$ .

+  $I_{\beta_L}[m, n_L]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\beta_L}[m, n_L]$ , được gửi bởi nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_L$  và ký hiệu tương ứng với nút ký hiệu thứ  $m$ .

+  $I_{\beta_H}[m, n_H]$  là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR  $L_{\beta_H}[m, n_H]$ , được gửi bởi nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát thứ  $n_H$  và ký hiệu tương ứng với nút ký hiệu thứ  $m$ .

+  $I_{\Gamma}[n_p]$  là thông tin tương hỗ hậu nghiệm giữa giá trị LLR hậu nghiệm  $\Gamma[n_p]$  và bit mã tương ứng với nút biến thứ  $n_p$ .

Bên cạnh đó,  $P_p$  biểu thị nhãn bị bị đục lỗ của nút biến thứ  $n_p$ , được đặt bằng 0 nếu nút  $n_p$  bị thủng (tức là các bit từ mã tương ứng của nó không được truyền) và thành 1 nếu không bị đục lỗ. Công thức tính toán được đưa ra tương tự như trong Mục 2.2.5, 2.2.6 và 2.2.7 trong chương 2

### 3.2.3.1. Luồng thông tin tương hỗ thuận

Luồng thông tin tương hỗ theo chiều xuôi mô tả lộ trình mà thông tin tương hỗ ngoại lai di chuyển từ các nút quan sát, sau đó đi qua các nút ký hiệu và các nút biến, và cuối cùng đến các nút kiểm tra, như được minh họa trong Hình 3.9.

#### a. Thông tin tương hỗ từ các nút quan sát đến các nút ký hiệu.

Thông tin tương hỗ từ nút quan sát thứ  $n_{\xi}$  đến nút ký hiệu thứ  $m$  được cho bởi:

$$I_{\alpha_{\xi}}[n_{\xi}, m] = J \left( \sqrt{\frac{8\varphi_{\xi}^2 |H_{\xi}[n_{\xi}, m]|^2}{\Psi_{\xi}^{\xi}[n_{\xi}, m]}} \right), \xi \in \{EL, L, H\} \quad (3.27)$$

Trong đó hàm  $J(x)$  được định nghĩa ở [43].

#### b. Thông tin tương hỗ từ các nút biến tương đến các nút biến.

Thông tin tương hỗ ngoại lai  $I_{\alpha_{\xi}}[m]$  được tính bằng phương trình sau:

$$I_{\alpha_{\xi}}[m] = J \left( \sqrt{\sum_{\xi \in \{EL, L, H\}} \sum_{n_{\xi}=1}^{N_{\xi}} \frac{8\varphi_{\xi}^2 |H_{\xi}[n_{\xi}, m]|^2}{\Psi_{\xi}[n_{\xi}, m]}} \right) \quad (3.28)$$

Từ phương trình (3.28), ta có thể quan sát được cách các bộ ADC độ phân giải cao ảnh hưởng đến tổng lượng thông tin tương hỗ truyền từ các nút quan sát đến các nút ký hiệu. Cụ thể, các ADC độ phân giải cao mang lại giá trị  $\varphi_H$  lớn hơn và  $\Psi_H[n_H, m]$  nhỏ hơn, hai yếu tố này cùng góp phần làm tăng phương sai tổng thể  $\sigma_{L_{\alpha,\xi}}^2$ . Do đó, lượng thông tin tương hỗ được truyền từ các nút quan sát đến các nút ký hiệu sẽ cao hơn so với các sơ đồ ADC độ phân giải thấp thông thường – nơi chỉ sử dụng một loại ADC độ phân giải thấp. Giả sử độ dài mã là vô hạn ( $N_c \rightarrow \infty$ ), thì các bit của bất kỳ nút biên nào cũng sẽ được truyền qua tất cả  $N_{\xi,t}$  ăng-ten phát (nút ký hiệu) với xác suất bằng nhau là  $1/N_{\xi,t}$ . Vì vậy, vai trò của bộ kết hợp hướng xuôi là tổng hợp thông tin tương hỗ nhận được từ tất cả các nút ký hiệu và chuyển tiếp đến các nút biên. Gọi  $I_{\alpha,\xi}$  là lượng thông tin tương hỗ trung bình từ tất cả các nút ký hiệu. Khi đó, ta có:

$$I_{\alpha,\xi} = \frac{1}{N_{\xi,t}} \sum_{m=1}^{N_{\xi,t}} I_{\alpha,\xi}[m] \quad (3.29)$$

Trong đó  $I_{\alpha,\xi}[m]$  được đưa ra ở (3.28).

Vì vậy, lượng thông tin tương hỗ của kênh được truyền từ các nút ký hiệu đến nút biên thứ  $n_p$  được biểu diễn như sau:

$$I_{\alpha,\xi}[n_p] = P_p I_{\alpha,\xi}, \forall p = 1, 2, \dots, N_p \quad (3.30)$$

Trong đó,  $P_p = 1$  nếu nút  $n_p$  không bị đục lỗ, và  $P_p = 0$  nếu ngược lại.

### c. Thông tin tương hỗ từ các nút biên đến các nút kiểm tra.

Biểu thức cho lượng thông tin tương hỗ được truyền từ nút biên thứ  $n_p$  đến nút kiểm tra thứ  $n_q$ , ký hiệu là  $I_a[n_p, n_q]$  được cho bởi:

$$I_a[n_p, n_q] = J \left( \sqrt{[J^{-1}(I_a[n_p])]^2 + \sigma_b^2[n_p]} \right) \quad (3.31)$$

Ở đó:

$$\sigma_b^2[n_p] = \sum_{n_t \in \mathcal{N}_c(n_p) \setminus n_p} \mathbf{B}[n_t, n_p] [J^{-1}(I_b[n_t, n_p])]^2 \quad (3.32)$$

Và  $J^{-1}(x)$  được đưa ra trong [43].

### 3.2.3.2. Luồng thông tin tương hỗ nghịch

Dòng thông tin tương hỗ ngược mô tả quãng đường mà thông tin tương hỗ ngoại lai di chuyển từ các nút kiểm tra, đi qua các nút biến và nút ký hiệu, và cuối cùng đến các nút quan sát, như được minh họa trong Hình 3.10.

**a. Thông tin tương hỗ từ các nút quan sát đến các nút ký hiệu.**

Quá trình xác định lượng thông tin tương hỗ truyền từ nút kiểm tra thứ  $q$  đến nút biến thứ  $p$  tương tự như thuật toán PEXIT truyền thống trong [42]. Ta có  $I_b[n_q, n_p]$

$$I_b[n_q, n_p] = 1 - J(\sigma_a[n_q]) \quad (3.33)$$

Trong đó

$$\sigma_a^2[n_q] = \sum_{n_t \in \mathcal{N}_v(n_q) \setminus n_p} \mathbf{B}[n_q, n_t] [J^{-1}(1 - I_a[n_t, n_q])]^2 \quad (3.34)$$

**b. Thông tin tương hỗ từ các nút biến tới các nút ký hiệu**

Gọi  $I_b[n_p]$  là tổng lượng thông tin tương hỗ mà nút biến thứ  $n_p$  nhận được từ các nút kiểm tra. Ta có thể biểu diễn tổng lượng thông tin tương hỗ này như sau:

$$I_b[n_p] = \sum_{n_q \in \mathcal{N}_c(n_p)} I_b[n_q, n_p] \quad (3.35)$$

Với cùng giả định về độ dài mã vô hạn, xác suất mà bất kỳ nút ký hiệu nào truyền một bit mã thuộc về nút biến  $n_p$  là  $1 / (\sum_{p=1}^{N_p} P_p)$ . Do đó, bộ kết hợp ngược sẽ tổng hợp thông tin tương hỗ từ tất cả các nút biến trước khi chuyển tiếp đến các nút ký hiệu. Lượng thông tin tương hỗ trung bình từ các nút biến đến các nút ký hiệu được biểu diễn như sau:

$$I_b = \frac{\sum_{n_p=1}^{N_p} P_p I_b[n_p]}{\sum_{n_p=1}^{N_p} P_p} \quad (3.36)$$

**c. Thông tin tương hỗ từ các nút biến tới các nút quan sát**

Lượng thông tin tương hỗ được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát có độ phân giải cực thấp thứ  $n_{EL}$ , ký hiệu là  $I_{\beta_{EL}}[m, n_{EL}]$ , được tính theo công thức sau:

$$I_{\beta_{EL}}[m, n_{EL}] = J \left( \sqrt{\sigma_{\alpha_{EL}^*}^2[m] + \sigma_{\alpha_L}^2[m] + \sigma_{\alpha_H}^2[m] + \sigma_b^2} \right) \quad (3.37)$$

Trong đó

$$\sigma_b^2 = [J^{-1}(I_b)]^2 \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{\alpha_{EL}^*}^2[m] &= \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{EL,o}(m) \setminus n_{EL}} [J^{-1}(I_{\alpha_{EL}}[n_t, m])]^2 = \\
& \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{EL,o}(m) \setminus n_{EL}} \sigma_{\alpha_{EL}}^2[n_t, m] = \\
& \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{EL,o}(m) \setminus n_{EL}} \frac{8\varphi_{EL}^2 |H_{EL}[n_t, m]|^2}{\Psi_{EL}[n_t, m]}. \tag{3.39}
\end{aligned}$$

Lượng thông tin tương hỗ được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát có độ phân giải thấp thứ  $n_L$ , ký hiệu là  $I_{\beta_L}[m, n_L]$ , được tính theo công thức sau:

$$I_{\beta_L}[m, n_L] = J \left( \sqrt{\sigma_{\alpha_L^*}^2[m] + \sigma_{\alpha_{EL}}^2[m] + \sigma_{\alpha_H}^2[m] + \sigma_b^2} \right) \tag{3.40}$$

Trong đó:

$$\sigma_b^2 = [J^{-1}(I_b)]^2 \tag{3.41}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{\alpha_L^*}^2[m] &= \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{L,o}(m) \setminus n_L} [J^{-1}(I_{\alpha_L}[n_t, m])]^2 = \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{L,o}(m) \setminus n_L} \sigma_{\alpha_L}^2[n_t, m] \\
&= \sum_{t \in \mathcal{N}_{L,o}(m) \setminus n_L} \frac{8\varphi_L^2 |H_L[n_t, m]|^2}{\Psi_L[n_t, m]} \tag{3.42}
\end{aligned}$$

Lượng thông tin tương hỗ được truyền từ nút ký hiệu thứ  $m$  đến nút quan sát có độ phân giải cao thứ  $n_H$ , ký hiệu là  $I_{\beta_H}[m, n_H]$ , được tính theo công thức sau:

$$I_{\beta_H}[m, n_H] = J \left( \sqrt{\sigma_{\alpha_H^*}^2[m] + \sigma_{\alpha_{EL}}^2[m] + \sigma_{\alpha_L}^2[m] + \sigma_b^2} \right) \tag{3.43}$$

Trong đó:

$$\begin{aligned}
\sigma_{\alpha_H^*}^2[m] &= \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{H,o}(m) \setminus n_H} [J^{-1}(I_{\alpha_H}[n_t, m])]^2 = \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{H,o}(m) \setminus n_H} \sigma_{\alpha_H}^2[n_t, m] \\
&= \sum_{n_t \in \mathcal{N}_{H,o}(m) \setminus n_H} \frac{8\varphi_H^2 |H_H[n_t, m]|^2}{\Psi_H[n_t, m]} \tag{3.44}
\end{aligned}$$

### 3.2.3.3. Luồng thông tin tương hỗ APP

Tính toán giá trị  $I_\Gamma[n_p]$  cho nút biến thứ  $n_p$

$$I_\Gamma[n_p] = J \left( \sqrt{[J^{-1}(I_\alpha[n_p])]^2 + \sigma_b^2[n_p]} \right) \tag{3.45}$$

Với

$$\sigma_b^2[n_p] = \sum_{n_t \in \mathcal{N}_c(n_p)} \mathbf{B}[n_t, n_p] [J^{-1}(I_b[n_t, n_p])]^2 \quad (3.46)$$

### 3.2.3.4. Thuật toán PEXIT đề xuất cho các hệ thống thông tin LS-MIMO với kiến trúc bộ Mixed-ADC ba cấp

Thuật toán PEXIT được đề xuất được xây dựng bằng cách tích hợp các hàm thông tin tương hỗ từ các tiêu mục trước với các tham số của một cấu hình MIMO cụ thể, bao gồm: số lượng ăng-ten truyền và nhận  $N_t \times N_r$ , kích thước ma trận proto  $\mathbf{B}$  có kích thước  $N_Q \times N_P$ , tham số kênh  $E_b/N_0$ , và các mức phân giải của các bộ chuyển đổi Mixed-ADC ba cấp độ, cụ thể là  $Q_{EL}$ ,  $Q_L$ , và  $Q_H$ . Thuật toán PEXIT cho hệ thống LS-MIMO với kiến trúc Mixed-ADC ba cấp độ thu được được trình bày như sau:

- **Bước 0: Khởi tạo**
  - Lựa chọn kích thước ma trận cơ sở  $\mathbf{B}$
  - Tính toán tỉ lệ mã:  $R_c = \frac{N_P - N_Q}{\sum_{np=1}^{N_P P_P}}$
  - Tính toán công suất nhiễu  $N_0 = \frac{N_t}{R(E_b/N_0)}$
  - Lấy các giá trị của  $\varphi_{EL}$ ,  $\varphi_L$  và  $\varphi_H$  từ Bảng 1 tương ứng với các mức độ phân giải  $Q_{EL}$ ,  $Q_L$  và  $Q_H$  của chúng.
  - Thiết lập giá trị ban đầu cho  $I_{\beta_{EL}} = 0$ ,  $I_{\beta_L} = 0$  và  $I_{\beta_H} = 0$
  - Tạo ra  $3 \times F$  ma trận hiện thực kênh LS-MIMO  $\{\mathbf{H}_{\xi,1}, \mathbf{H}_{\xi,2}, \dots, \mathbf{H}_{\xi,F}\}$ ,  $\xi \in \{EL, L, H\}$ , tuân theo phân bố Rayleigh.
  - Thiết lập các tham số cho bậc điều chế xếp chồng ký hiệu là  $M$ , sau đó tính  $G = \log_2(M)/2$ .
  - Gán giá trị cho các hệ số thành phần tín hiệu thực  $\alpha_{I,1}, \alpha_{I,2}, \dots, \alpha_{I,G}$
  - Gán giá trị cho các hệ số thành phần tín hiệu ảo  $\alpha_{Q,1}, \alpha_{Q,2}, \dots, \alpha_{Q,G}$
- **Bước 1: Tiền xử lý**
  - Hình thành ma trận  $\mathbf{a}_I$  và  $\mathbf{a}_Q$
  - Với mỗi  $f = 1, 2, \dots, F$  tính toán ma trận kênh tương ứng:  $H_{\xi,f}$
- **Bước 2: Cập nhật thông tin từ nút giám sát tới nút biến**
  - Cho  $f = 1, 2, \dots, F$

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_{\xi} = 1, 2, \dots, N_{\xi}, \xi \in \{EL, L, H\}$
- Tính  $\sigma_{\beta_{\xi}} = J^{-1} \left( I_{\beta_{\xi}} \right)$
- Khởi tạo  $\beta_{\xi,f}[m, n_{\xi}] \sim \mathcal{N} \left( \pm \frac{\sigma_{\beta_{\xi}}^2}{2}, \sigma_{\beta_{\xi}}^2 \right)$
- Ước lượng xấp xỉ thông tin mềm cho  $\hat{V}_f[m, n_{\xi}] = \tanh \left( \frac{\beta_{\xi,f}[m, n_{\xi}]}{2} \right)$
- Tính  $\Psi_{\xi,f}[n_{\xi}, m]$  sử dụng biểu thức (3.15)
- Cho  $m = 1, 2, \dots, M$
- Tính toán  $I_{\alpha,f}[m]$  bằng cách sử dụng công thức (3.35)
- Tính giá trị trung bình của  $I_{\alpha,f}$  trên tất cả các kênh sửa lỗi

$$I_{\alpha}[m] = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\alpha,f}[m], \forall m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$$

- Cho  $n_p = 1, 2, \dots, N_p$ , thực hiện tính  $I_{\gamma}[n_p]$  qua biểu thức

$$I_{\alpha}[n_p] = P_p \left( \frac{1}{N_{\xi,t}} \sum_{m=1}^{N_{\xi,t}} I_{\alpha}[m] \right)$$

Lưu ý rằng nếu nút biên thứ  $n_p$  là nút đục lỗ thì giá trị  $P_p = 0$  và ngược lại thì  $P_p = 1$ .

- **Bước 3: Cập nhật thông tin từ nút biên tới nút kiểm tra**

- Cho  $n_p = 1, 2, \dots, N_p$  và  $n_q = 1, 2, \dots, N_q$ , thực hiện tính giá trị  $I_a[n_p, n_q]$ 
  - Nếu  $\mathbf{B}[n_p, n_q] \neq 0$ , thực hiện tính  $I_a[n_p, n_q]$  sử dụng biểu thức (3.38)
  - Nếu  $\mathbf{B}[n_p, n_q] = 0$ , gán giá trị  $I_a[n_p, n_q] = 0$

- **Bước 4: Cập nhật thông tin từ nút kiểm tra tới nút biên**

- Cho  $n_q = 1, 2, \dots, N_q$  và  $n_p = 1, 2, \dots, N_p$  thực hiện tính giá trị  $I_b[n_q, n_p]$ 
  - Nếu  $\mathbf{B}[n_q, n_p] \neq 0$ , thực hiện tính giá trị  $I_b[n_q, n_p]$  sử dụng biểu thức (3.40)
  - Nếu  $\mathbf{B}[n_q, n_p] = 0$ , gán giá trị  $I_b[n_q, n_p] = 0$

- **Bước 5: Cập nhật thông tin từ nút ký hiệu tới nút giám sát**

- Cho  $f = 1, 2, \dots, F$ 
  - Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_{EL} = 1, 2, \dots, N_{EL}$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_{EL},f}[m, n_{EL}]$  sử dụng biểu thức (3.44)

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_L = 1, 2, \dots, N_L$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_L,f}[m, n_L]$  sử dụng biểu thức (3.54)
- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_H = 1, 2, \dots, N_H$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_H,f}[m, n_H]$  sử dụng biểu thức (3.50)
- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_{EL} = 1, 2, \dots, N_{EL}$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_L}[m, n_{EL}]$  sử dụng biểu thức:

$$I_{\beta_{EL}}[m, n_{EL}] = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\beta_{EL},f}[m, n_{EL}]$$

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_L = 1, 2, \dots, N_L$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_L}[m, n_L]$  sử dụng biểu thức:

$$I_{\beta_L}[m, n_L] = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\beta_L,f}[m, n_L]$$

- Cho  $m = 1, 2, \dots, N_{\xi,t}$  và  $n_H = 1, 2, \dots, N_H$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\beta_H}[m, n_H]$  sử dụng biểu thức:

$$I_{\beta_H}[m, n_H] = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\beta_H,f}[m, n_H]$$

- **Bước 6: Tính thông tin tương hỗ APP-LLR**

- Cho  $n_p = 1, 2, \dots, N_p$ , thực hiện tính giá trị  $I_{\Gamma}[n_p]$  sử dụng biểu thức (3.52)

- **Bước 7: Kiểm tra giá trị  $I_{\Gamma}[n_p]$  và lặp lại Bước 2 – Bước 7 cho đến khi**

$$I_{\Gamma}[n_p] = 1, \forall n_p = 1, 2, \dots, N_p$$

Thuật toán PEXIT được đề xuất đạt đến trạng thái hội tụ khi giá trị  $E_b/N_0$  đã vượt qua ngưỡng nhất định. Do đó, ngưỡng  $(E_b/N_0)^*$  được định nghĩa là giá trị nhỏ nhất của  $E_b/N_0$  mà tại đó thông tin tương hỗ giữa các thông điệp APP-LLR và các bit mã hóa tương ứng hội tụ đến giá trị 1.

Dễ thấy rằng phiên bản PEXIT cho kiến trúc Mixed-ADC khác với các phiên bản sử dụng ADC độ phân giải thấp đồng nhất [37] và Mixed-ADC kép [21] ở tất cả các bước, ngoại trừ Bước 3. Đặc biệt, sự tương tác lẫn nhau giữa ba loại ADC — cực thấp, thấp và cao — được tích hợp vào quá trình tính toán thông tin tương hỗ dọc theo đồ thị hai lớp.

Trong phần tiếp theo, luận án sẽ sử dụng thuật toán PEXIT được đề xuất này để khảo sát hiệu năng của các hệ thống LS-MIMO sử dụng Mixed-ADC, với hai mã protograph LDPC đã được thiết kế từ trước. Thông qua các giá trị ngưỡng giải mã lặp, NCS chứng minh được các lợi ích tiềm năng của phương pháp sử dụng Mixed-ADC ba cấp.

### 3.2.4. Phân tích hiệu năng lý thuyết

Trong phần này, luận án sử dụng thuật toán Mixed-ADC LS-MIMO PEXIT được đề xuất ở phần trước để tính toán ngưỡng giải mã lặp của một số mã P-LDPC cụ thể: một mã được thiết kế cho kênh LS-MIMO (biểu diễn ở công thức (3.47)) theo [27], và một mã khác được xây dựng cho kênh AWGN (biểu diễn ở công thức (3.48)) theo [46]. Các ma trận proto của các mã này được trình bày trong (3.47) và (3.48).

Luận án sử dụng thuật toán PEXIT như một công cụ mạnh mẽ để phân tích lý thuyết hiệu năng giữa hai phương pháp điều chế xếp chồng: ED và EW. Quan trọng hơn, luận án chứng minh được lợi ích đáng kể khi sử dụng kiến trúc Mixed-ADC so với hệ thống sử dụng ADC đồng nhất duy nhất.

$$\mathbf{B}_{6 \times 3} = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$\mathbf{B}_{8 \times 4} = \begin{bmatrix} 3 & 3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 0 & 2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Trong thí nghiệm này, NCS xét một hệ thống MIMO  $10 \times 40$  với cấu trúc mã  $6 \times 3$  và khảo sát bốn chế độ độ phân giải khác nhau: ADC 1-bit đơn, Mixed-ADC kép ( $N_L = 35, N_H = 5$ ), Mixed-ADC ba cấp ( $N_{EL} = 25, N_L = 10, N_H = 5$ ), và ADC 5-bit đơn. Bảng 3.2 nêu bật những lợi thế tương đối của các cấu hình này về ngưỡng giải mã, so sánh giữa hai phương pháp điều chế xếp chồng: ED và EW. Đáng chú ý, phương pháp điều chế xếp chồng EW luôn đạt ngưỡng thấp hơn so với điều chế xếp chồng ED, phản ánh lợi thế khoảng 1 dB trong tất cả các chế độ phân giải. Khoảng cách hiệu năng này thu hẹp nhẹ khi độ phân giải được cải thiện, với chênh lệch ngưỡng giảm từ 1.19 dB (trong trường hợp ADC 1-bit đơn) xuống còn 0.97 dB (trong trường hợp ADC 5-bit đơn). Hơn nữa, việc chuyển từ hệ thống ADC 1-bit đơn sang các kiến trúc Mixed-ADC kép và hỗn hợp ba cấp

mang lại cải thiện đáng kể, giúp giảm yêu cầu ngưỡng để giải mã thành công hơn 1.15 dB và 1.03 dB lần lượt đối với các phương pháp điều chế xếp chồng ED và xếp chồng EW. Tuy nhiên, cấu hình Mixed-ADC ba cấp vẫn còn cách biệt 1.66 dB và 1.76 dB so với hiệu năng của hệ thống sử dụng ADC độ phân giải cao (5-bit), lần lượt đối với hai kiểu điều chế xếp chồng. Điều này dẫn đến một câu hỏi quan trọng về sự đánh đổi giữa tiêu thụ năng lượng và hiệu năng, cũng như cách phân chia tối ưu giữa ba nhóm độ phân giải khác nhau.

Bảng 3.2: So sánh hiệu năng BER độ phân giải của ADC: Code  $6 \times 3$  MIMO  $10 \times 40$ : Dual ADC ( $N_L = 35, N_H = 5$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 25, N_L = 10, N_H = 5$ )

Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	1.34	0.15	1.19
ADC hỗn hợp kép	0.77	-0.34	1.11
ADC hỗn hợp 3 cấp	0.19	-0.88	1.07
ADC 5 bit đơn	-1.57	-2.54	0.97

Bảng 3.3: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code  $6 \times 3$  MIMO  $10 \times 60$ : Dual ADC ( $N_L = 40, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 40, N_L = 10, N_H = 10$ )

Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	-0.79	-1.91	1.12
ADC hỗn hợp kép	-1.39	-2.46	1.07
ADC hỗn hợp 3 cấp	-1.72	-2.77	1.05
ADC 5 bit đơn	-3.35	-4.34	0.99

Trong kết quả mô phỏng được tóm tắt ở Bảng 3.3, NCS khảo sát một hệ thống MIMO  $10 \times 60$  với cấu trúc mã  $6 \times 3$  dưới bốn chế độ phân giải khác nhau: ADC 1-bit đơn, Mixed-ADC kép ( $N_L = 40, N_H = 20$ ), Mixed-ADC ba cấp ( $N_{EL} = 40, N_L = 10, N_H = 10$ ) và ADC 5-bit đơn. Tương tự như cấu hình  $10 \times 40$  trước đó, dữ liệu cho thấy rõ ràng phương pháp điều chế xếp chồng EW trọng số tiếp tục mang lại lợi thế đáng kể so với phương pháp điều chế xếp chồng ED, với chênh lệch ngưỡng giải mã trong khoảng từ 0.99 dB đến 1.12 dB.

Đáng chú ý, kiến trúc Mixed-ADC kép và ba cấp một lần nữa thể hiện hiệu năng có ngưỡng giải mã tốt hơn đáng kể so với cấu hình ADC 1-bit đơn, tương tự những cải thiện được quan sát trong bảng trước, nơi các mô hình Mixed-ADC cũng vượt trội so với hệ thống sử dụng ADC độ phân giải thấp duy nhất. Ví dụ, ngưỡng giải mã lặp của cấu hình Mixed-ADC ba cấp trong phương pháp điều chế xếp chồng ED là -1.72 dB, so với -0.79 dB đối với hệ thống ADC 1-bit đơn, tức chênh lệch là 0.93 dB.

Trong một kết quả mô phỏng khác, được tóm tắt trong Bảng 3.4, NCS xét một hệ thống MIMO  $10 \times 80$  với cấu trúc mã  $6 \times 3$  dưới bốn chế độ độ phân giải khác nhau: ADC 1-bit đơn, Mixed-ADC kép ( $N_L = 60, N_H = 20$ ), Mixed-ADC ba cấp ( $N_{EL} = 60, N_L = 10, N_H = 10$ ), và ADC 5-bit đơn. Như đã quan sát trong các bảng trước (ví dụ cấu hình  $10 \times 40$  và  $10 \times 60$ ), phương pháp điều chế xếp chồng EW tiếp tục thể hiện ngưỡng giải mã thấp hơn so với phương pháp điều chế xếp chồng ED trong mọi cấu hình ADC, duy trì lợi thế khoảng 1 dB. Hơn nữa, khi chuyển từ cấu hình ADC 1-bit đơn sang các kiến trúc Mixed-ADC kép hoặc ba cấp, ngưỡng giải mã lặp được giảm từ -2.22 dB (với điều chế xếp chồng ED) xuống còn -2.63 dB và -2.87 dB, tương ứng. Đây là những cải thiện hiệu năng đáng kể, phản ánh xu hướng đã được báo cáo trong các thí nghiệm trước đó.

Bảng 3.4: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code  $6 \times 3$  MIMO  $10 \times 80$ : Dual ADC ( $N_L = 60, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 60, N_L = 10, N_H = 10$ )

Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	-2.22	-3.30	1.08
ADC hỗn hợp kép	-2.63	-3.69	1.06
ADC hỗn hợp 3 cấp	-2.87	-3.92	1.05
ADC 5 bit đơn	-4.62	-5.61	0.99

Trong kết quả mô phỏng được tóm tắt tại Bảng 3.5, NCS đánh giá ngưỡng giải mã lặp của mã protograph  $8 \times 4$  — vốn được thiết kế ban đầu cho kênh AWGN — trong cùng cấu hình MIMO  $10 \times 40$  như đã sử dụng trước đó cho mã LS-MIMO  $6 \times 3$ .

Như thể hiện trong Bảng 3.5, các xu hướng tổng thể về tính toán ngưỡng vẫn nhất quán với những gì đã thấy ở Bảng 3.2: phương pháp điều chế xếp chồng EW tiếp tục duy

trì ngưỡng thấp hơn so với phương pháp xếp chồng ED, và các kiến trúc Mixed-ADC (cả hai và ba cấp) mang lại những cải thiện đáng kể so với cấu hình ADC 1-bit đơn.

Bảng 3.5: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code  $8 \times 4$  MIMO  $10 \times 40$ : Dual ADC ( $N_L = 35, N_H = 5$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 25, N_L = 10, N_H = 5$ )

Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	1.68	0.41	1.27
ADC hỗn hợp kép	1.09	-0.09	1.18
ADC hỗn hợp 3 cấp	0.49	-0.64	1.13
ADC 5 bit đơn	-1.29	-2.33	1.04

Tuy nhiên, một điểm khác biệt đáng chú ý xuất hiện ở giá trị tuyệt đối của ngưỡng giải mã. Cụ thể, mã AWGN  $8 \times 4$  cho thấy ngưỡng giải mã cao hơn ở tất cả các chế độ phân giải so với mã LS-MIMO  $6 \times 3$ . Ví dụ, ngưỡng giải mã của ADC 1-bit đơn trong phương pháp ED đều tăng từ 1.34 dB lên 1.68 dB. Những kết quả này cho thấy rằng, mặc dù cả hai thiết kế đều có xu hướng hiệu năng tương tự khi chuyển từ ADC độ phân giải thấp sang cao hơn, mã được thiết kế riêng cho kênh LS-MIMO luôn đạt được ngưỡng giải mã thuận lợi hơn trong cùng một cấu hình MIMO — điều này nhấn mạnh tầm quan trọng của việc thiết kế mã LDPC phù hợp với từng loại kênh truyền thông cụ thể.

Bảng 3.6: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code  $8 \times 4$  MIMO  $10 \times 60$ : Dual ADC ( $N_L = 40, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 40, N_L = 10, N_H = 10$ )

Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	-0.47	-1.66	1.19
ADC hỗn hợp kép	-1.09	-2.22	1.13
ADC hỗn hợp 3 cấp	-1.43	-2.54	1.11
ADC 5 bit đơn	-3.08	-4.12	1.04

Hiệu năng của mã protograph  $8 \times 4$  trong cấu hình MIMO  $10 \times 60$  được khảo sát và ngưỡng giải mã lập thu được trình bày trong Bảng 3.6. Mặc dù vẫn theo xu hướng tương tự về cải thiện ngưỡng khi chuyển từ cấu hình ADC 1-bit đơn sang các chế độ

Mixed-ADC hai và ba thành phần (cũng như khi chuyển từ điều chế xếp chồng ED sang EW), vẫn có một sự chênh lệch đáng kể về giá trị tuyệt đối của ngưỡng so với mã được thiết kế dựa trên hệ thống LS-MIMO.

Ví dụ, trong cấu hình sử dụng ADC 1-bit đơn, ngưỡng của phương pháp ED là -0.47 dB, cao hơn so với mã protograph  $6 \times 3$  (với ngưỡng là -0.79 dB) được trình bày trong Bảng 3.3. Điều này cho thấy rằng mã được thiết kế cho kênh AWGN có ngưỡng giải mã cao hơn 0.32 dB khi hoạt động trong cùng điều kiện vận hành.

Bảng 3.7: So sánh hiệu năng BER các độ phân giải của ADC: Code  $8 \times 4$  MIMO  $10 \times 80$ : Dual ADC ( $N_L = 60, N_H = 20$ ), Triple Mixed ADCs ( $N_{EL} = 60, N_L = 10, N_H = 10$ )

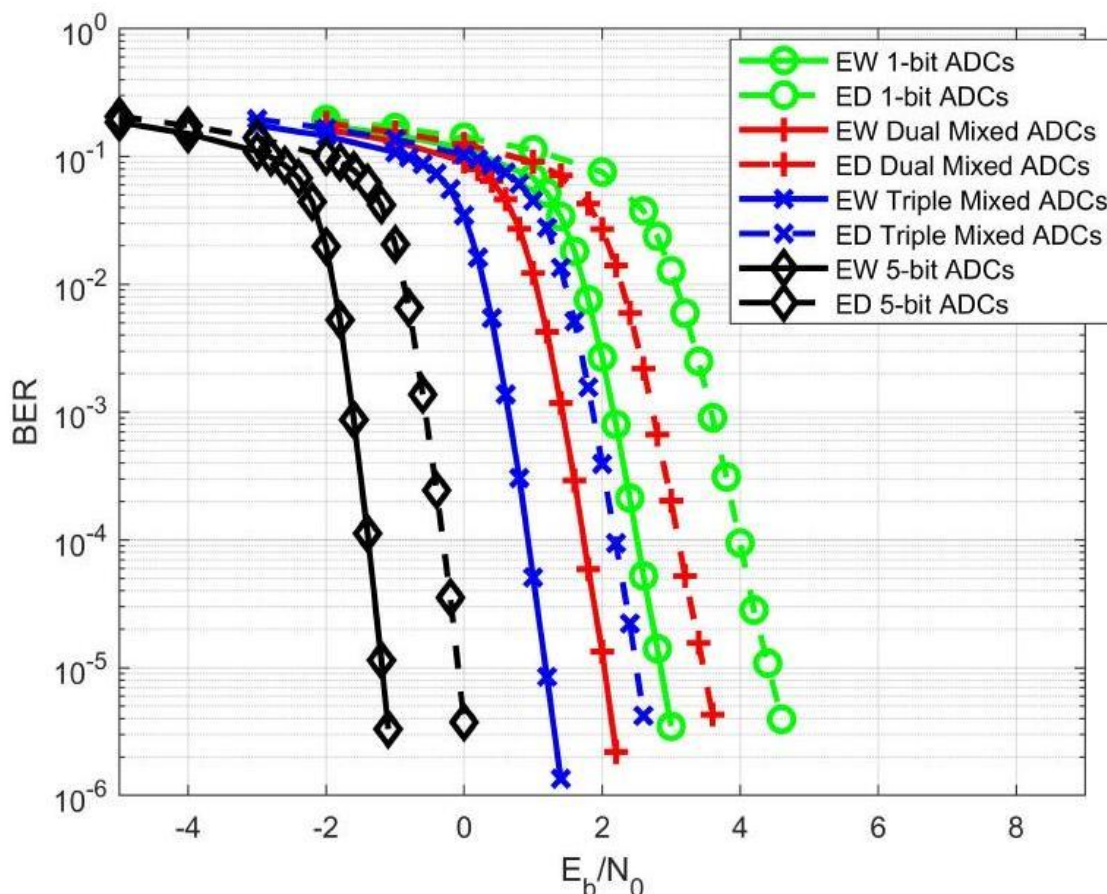
Độ phân giải	Điều chế ED (dB)	Điều chế EW (dB)	Độ lợi hiệu năng (dB)
ADC 1 bit đơn	-1.91	-3.06	1.15
ADC hỗn hợp kép	-2.33	-3.45	1.12
ADC hỗn hợp 3 cấp	-2.58	-3.69	1.11
ADC 5 bit đơn	-4.35	-5.39	1.04

Cuối cùng, NCS khảo sát mã  $8 \times 4$  trong cùng cấu hình MIMO  $10 \times 80$  đã được phân tích cho thiết kế mã  $6 \times 3$  trong Bảng 3.4. Một xu hướng nhất quán xuất hiện, theo đó các ngưỡng giải mã ngày càng giảm khi độ phân giải ADC tăng, và khoảng cách hiệu năng giữa điều chế ED và EW dao động từ 1.04 dB đến 1.15 dB. Hiệu năng cải thiện của cấu hình Mixed-ADC ba cấp giảm từ 0.96 dB trong trường hợp MIMO  $10 \times 60$  xuống còn 0.67 dB trong cấu hình MIMO  $10 \times 80$ .

### 3.2.5. Kết quả mô phỏng

NCS thực hiện mô phỏng trên máy tính để thu được kết quả nhằm kiểm chứng các ngưỡng giải mã lý thuyết đã được báo cáo trong phần trước. Nhìn chung, cấu hình mô phỏng tương tự như phần trước, bao gồm ba cấu hình MIMO:  $10 \times 40$ ,  $10 \times 60$  và  $10 \times 80$ , cùng với hai mã P-LDPC đã được thiết kế từ trước — có ma trận mẫu được cho trong phương trình (3.47) và (3.48). Độ dài mã là 2400 bit được xây dựng thông qua hai bước sao chép và hoán vị, hay còn gọi là quá trình nâng cấp. Trong giai đoạn mở rộng đầu tiên, protograph được nâng theo hệ số 4 bằng thuật toán PEG [47] nhằm loại bỏ hoàn toàn

các cạnh song song trùng lặp. Tiếp đó, hệ số nâng thứ hai được lựa chọn dựa trên độ dài khối thông tin mong muốn. Với protograph gồm 3 nút kiểm tra và 6 nút biến trong thí nghiệm này, hệ số nâng thứ hai được đặt là 100, tạo ra khối thông tin có độ dài 1200 bit và tổng độ dài mã 2400 bit sau mã hóa. Trong bước mở rộng này, thuật toán PEG tiếp tục được sử dụng, qua đó hạn chế sự xuất hiện của các chu trình ngắn trong cấu trúc đồ thị mã, giúp cải thiện hiệu năng giải mã lặp.



Hình 3.11. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $6 \times 3$  (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 40$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs

Trước tiên, Hình 3.11 trình bày hiệu năng BER của các cấu hình ADC khác nhau dưới hai dạng điều chế xếp chồng EW và ED, sử dụng mã P-LDPC được xác định bởi ma trận mẫu  $6 \times 3$ . Các kết quả được thu thập cho một hệ thống MIMO  $10 \times 40$  hoạt động với sơ đồ điều chế xếp chồng 16-QAM. Kết quả mô phỏng này phù hợp với các dự đoán lý thuyết đã được trình bày trong Bảng 3.2. Đáng chú ý, sơ đồ điều chế EW luôn cho hiệu năng vượt trội hơn so với sơ đồ ED trên tất cả các cấu hình ADC, với mức cải thiện hiệu

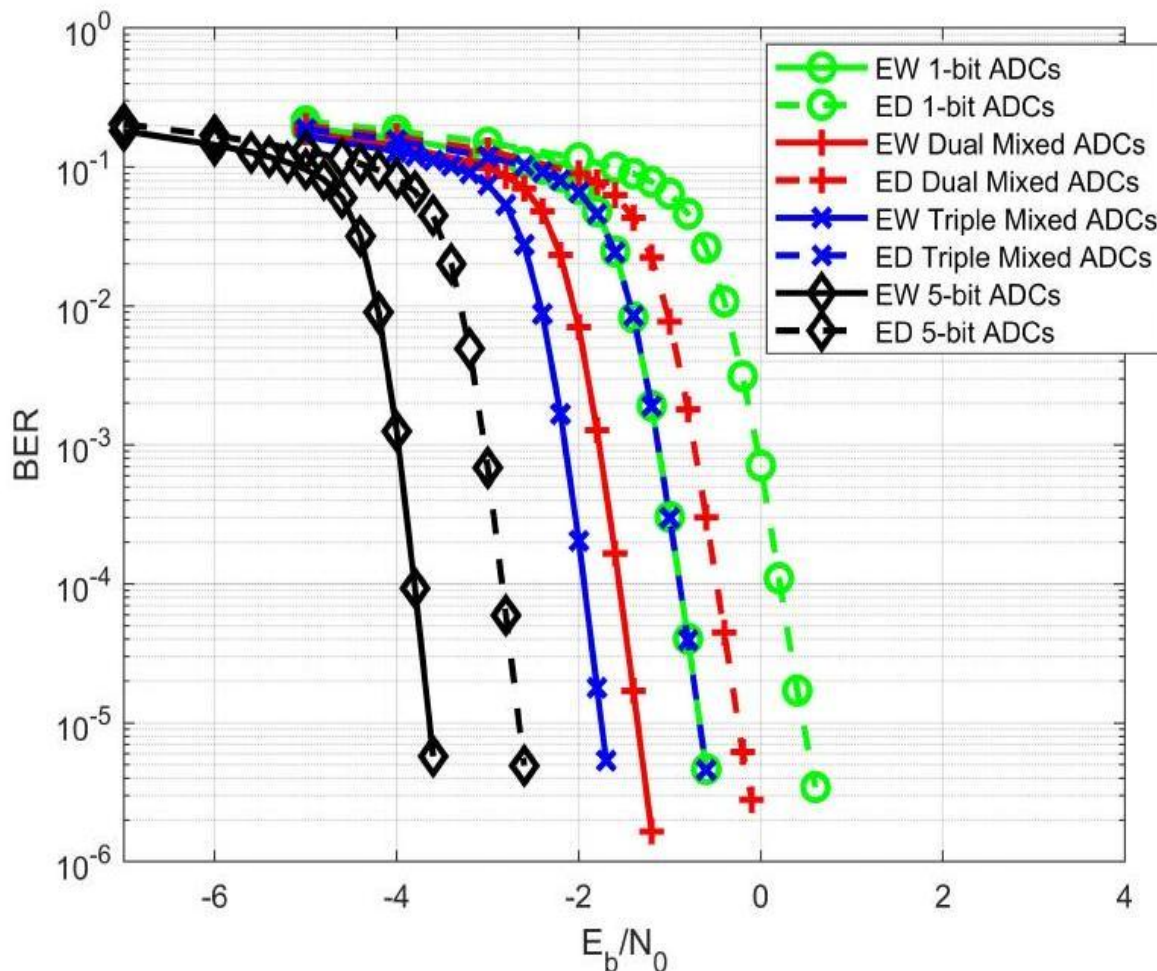
năng dao động từ khoảng 1.0 đến 1.8 dB tại ngưỡng BER là  $10^{-5}$ . Lợi thế về hiệu năng này tương thích chặt chẽ với sự chênh lệch ngưỡng giải mã được báo cáo trong Bảng 3.2, nơi điều chế EW cho thấy các ngưỡng thấp hơn ở mọi cấu hình.

Xét về kiến trúc ADC, cấu hình Mixed-ADC ba cấp (gồm 25 bộ ADC 1 bit, 10 bộ ADC 2 bit và 5 bộ ADC 5 bit) đạt được mức cải thiện hiệu năng BER lên đến 1.8 dB so với hệ thống chỉ sử dụng ADC 1 bit. Cấu hình Mixed-ADC kép cũng cho thấy sự cải thiện đáng kể so với hệ thống 1 bit, tuy nhiên lại có hiệu năng hơi kém hơn so với cấu hình Mixed-ADC 3 cấp. Các kết quả mô phỏng xác nhận rằng thiết kế bộ thu Mixed-ADC được đề xuất đạt được sự cân bằng mạnh mẽ giữa hiệu năng và hiệu quả năng lượng, như đã được dự đoán qua phân tích lý thuyết dựa trên thuật toán PEXIT. Cụ thể, hệ thống Mixed-ADC ba cấp kết hợp với điều chế EW hoạt động chỉ cách 1.8 dB so với ngưỡng chuẩn sử dụng hoàn toàn ADC 5 bit, trong khi hệ thống dùng toàn bộ ADC 1 bit có khoảng cách hơn 3 dB so với cấu hình 5 bit, điều này xác thực hiệu quả của việc triển khai Mixed-ADC trong các hệ thống LS-MIMO. Ngoài ra, cũng quan sát thấy rằng khoảng cách hiệu năng giữa điều chế xếp chồng EW và ED giảm dần khi độ phân giải ADC tăng. Xu hướng này được thể hiện rõ cả trong ngưỡng giải mã lý thuyết (Bảng 3.2) và kết quả mô phỏng BER (Hình 3.11), cho thấy rằng các ADC có độ phân giải cao hơn giúp giảm lợi thế tương đối của việc sử dụng trọng số tối ưu trong điều chế xếp chồng, nhờ độ chính xác lượng tử hóa được cải thiện.

Hình 3.12 minh họa hiệu năng BER cho mã P-LDPC được xác định bởi ma trận sơ cấp  $6 \times 3$ , dưới cấu hình hệ thống MIMO  $10 \times 60$  với sơ đồ điều chế xếp chồng 16-QAM. Như đã quan sát ở cấu hình trước (Hình 3.11), sơ đồ điều chế chồng đều trọng số (EW) luôn vượt trội hơn so với phương án chồng đều khoảng cách (ED) trong tất cả các cấu hình ADC. Xu hướng này đúng cho cả ADC 1-bit đơn, Mixed-ADC kép, Mixed-ADC ba cấp, và ADC 5-bit độ phân giải đầy đủ, tiếp tục khẳng định tính ổn định của điều chế EW trong nhiều môi trường lượng tử hóa khác nhau.

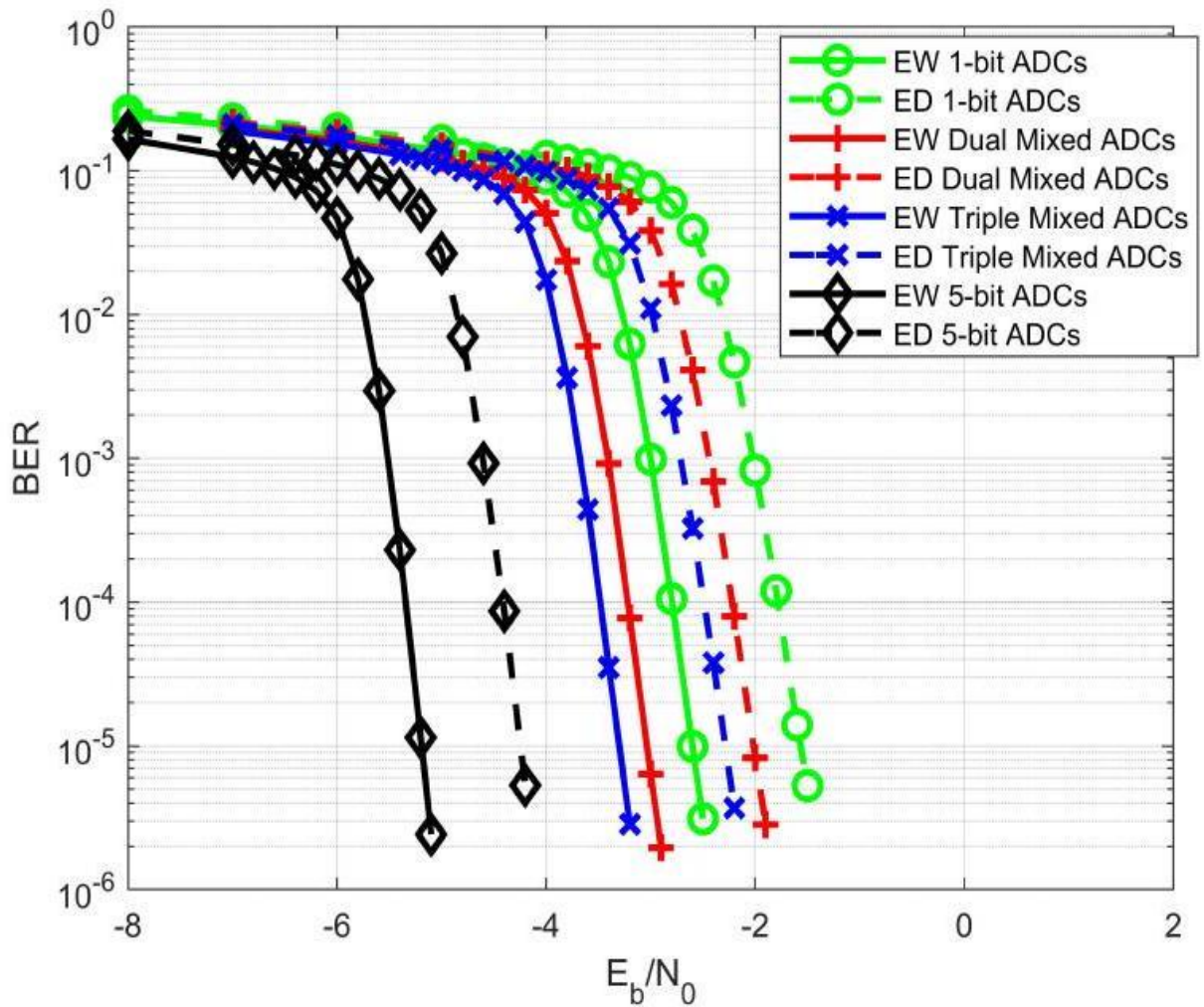
Đáng chú ý hơn, khi tăng số lượng ăng-ten thu từ  $N_r = 40$  lên  $N_r = 60$ , hệ thống cho thấy sự cải thiện đáng kể về hiệu năng BER trong tất cả các cấu hình. Các đường cong giải mã của mọi kiến trúc ADC đều dịch chuyển sang trái khoảng 2–4 dB, cho thấy rằng đa dạng không gian bổ sung từ nhiều ăng-ten thu hơn giúp tăng khả năng tách sóng tín hiệu và bù đắp hiệu quả cho nhiễu lượng tử hóa. Sự cải thiện này đặc biệt rõ ràng trong các cấu

hình độ phân giải thấp, ví dụ như hệ thống ADC 1-bit với điều chế ED hiện hoạt động tại 0.4 dB cho mức BER  $10^{-5}$  trong cấu hình  $10 \times 60$  MIMO, so với 4 dB ở cấu hình  $10 \times 40$  MIMO.



Hình 3.12. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $6 \times 3$  (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 60$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs

Hình 3.13 trình bày hiệu năng BER của các sơ đồ lượng tử hóa khác nhau trong cấu hình MIMO  $10 \times 80$ , sử dụng mã P-LDPC  $6 \times 3$  và cùng sơ đồ điều chế 16-QAM. Kết quả mô phỏng cho thấy sự tương đồng mạnh mẽ với các ngưỡng giải mã lý thuyết đã trình bày trước đó, đặc biệt là với cấu hình Mixed-ADC ba cấp. Sự nhất quán này xác thực độ chính xác và giá trị thực tiễn của khung phân tích PEXIT dựa trên thông tin tương hỗ dành cho các hệ thống có lượng tử hóa không đồng nhất.

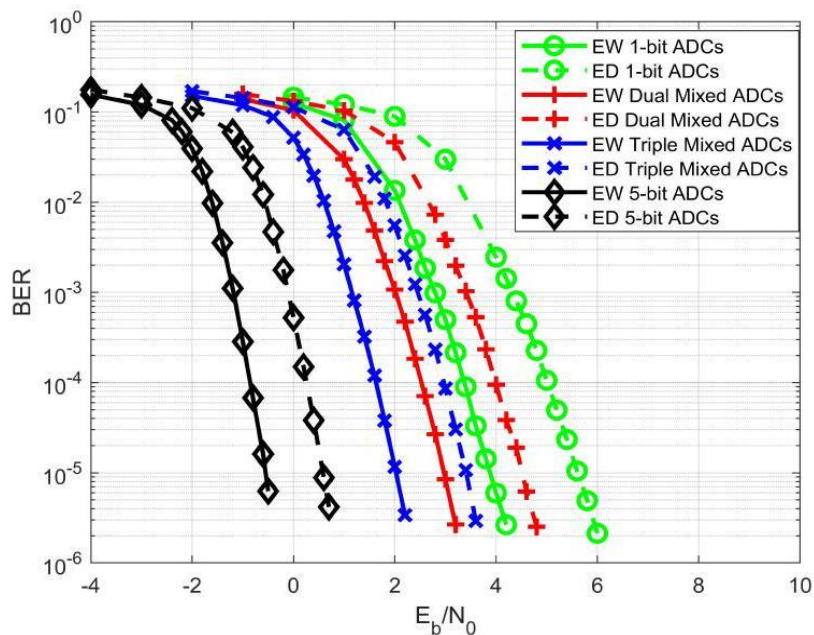


Hình 3.13. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $6 \times 3$  (3.47), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 80$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs

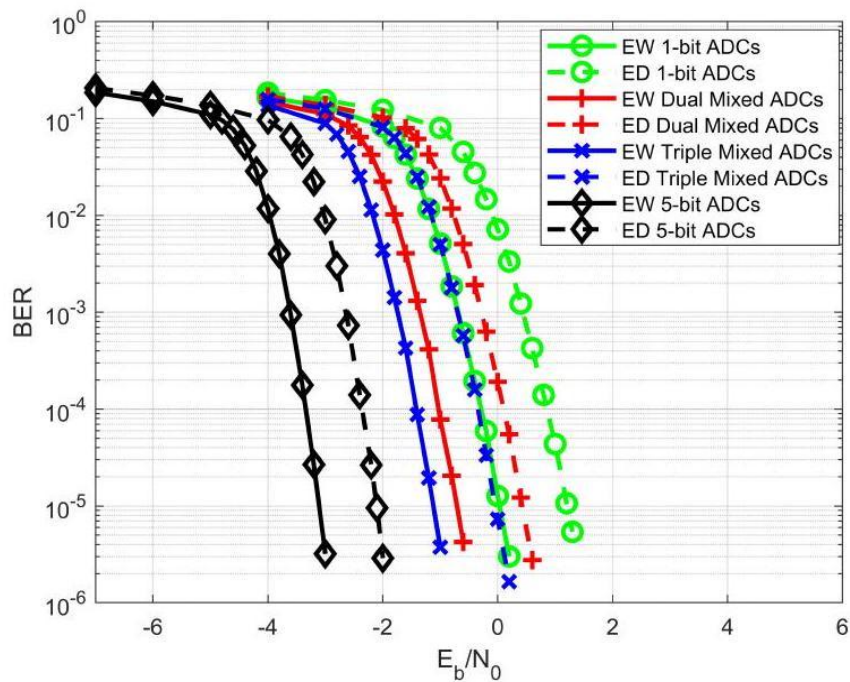
Khi số lượng ăng-ten thu tăng từ  $N_r = 40$  lên  $N_r = 80$ , hệ thống tiếp tục hưởng lợi từ đa dạng hóa thu, cho phép truyền thông tin một cách đáng tin cậy ở các mức  $E_b/N_0$  thấp hơn đáng kể. Hiệu ứng này được thể hiện rõ qua sự dịch chuyển sang trái của tất cả các đường cong BER. Tuy nhiên, dù có sự cải thiện này, khoảng cách hiệu năng giữa hệ thống dùng ADC 1-bit đơn lẻ và các kiến trúc Mixed-ADC vẫn rất đáng kể. Cụ thể, thiết kế Mixed-ADC ba cấp kết hợp với điều chế xếp chồng EW đạt được lợi thế hơn 2.2 dB tại  $BER = 10^{-5}$  so với hệ thống chỉ dùng ADC 1-bit.

Ngoài ra, cũng đáng lưu ý rằng khoảng cách hiệu năng giữa hai sơ đồ điều chế xếp chồng EW và ED giảm nhẹ đối với hệ thống sử dụng ADC 1-bit, từ 1.27 dB trong cấu hình  $10 \times 40$  xuống còn 1.15 dB trong cấu hình  $10 \times 80$ . Điều này được lý giải là do sự đa dạng hóa thu tăng lên đã làm giảm ảnh hưởng tương đối của việc phân bổ trọng số cho các ký

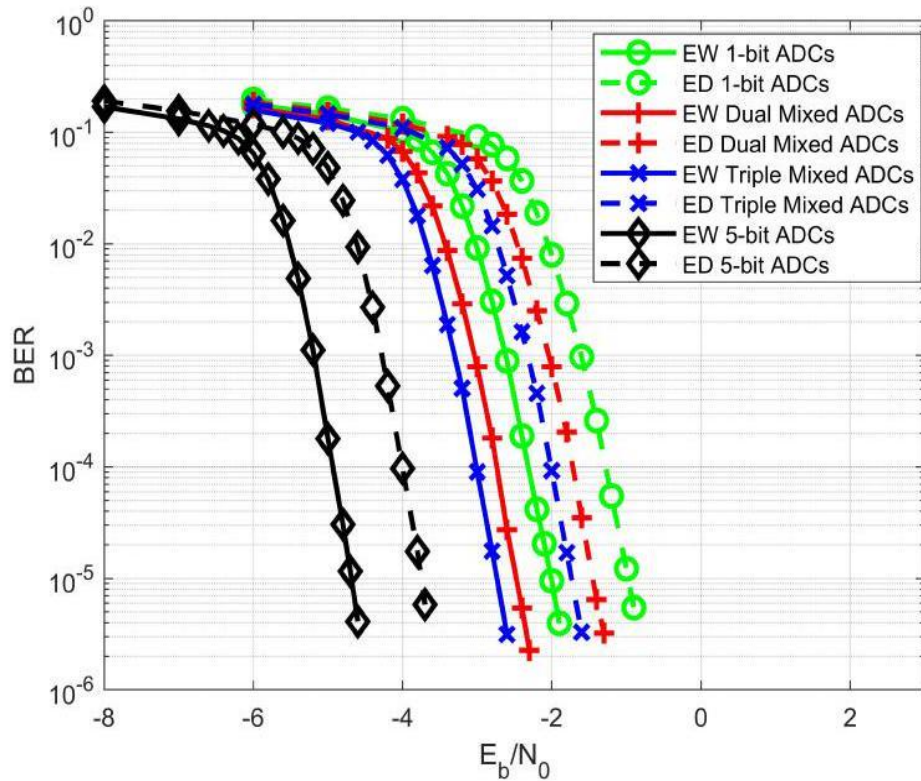
hiệu. Nhận thấy đối với cả hai hệ thống Mixed-ADC kép và ba cấp, lợi ích của sơ đồ EW vẫn duy trì ổn định ở mức khoảng 1 dB, bất kể số lượng ăng-ten thu.



Hình 3.14. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $8 \times 4$  (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 40$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs



Hình 3.15. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $8 \times 4$  (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 60$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs



Hình 3.16. Hiệu năng BER: Kích thước mã P-LDPC  $8 \times 4$  (3.48), Độ dài mã 2400 bits, MIMO  $10 \times 80$ , 16-QAM, 1-5 bit ADCs

Để minh họa hiệu năng của mã LS-MIMO và mã AWGN, Hình 3.14–3.16 trình bày hiệu năng BER của mã LDPC protograph  $8 \times 4$ , vốn được thiết kế cho kênh AWGN [50], dưới nhiều cấu hình MIMO và kiến trúc ADC khác nhau. Mặc dù mã này có cấu trúc khác với mã protograph  $6 \times 3$  được sử dụng trong Hình 3.11–3.13, nhưng xu hướng hiệu năng vẫn giữ được sự nhất quán về tổng thể. Cụ thể, lợi ích của sơ đồ điều chế xếp chồng EW so với ED được quan sát rõ ràng trên tất cả các cấu hình bộ thu. Tương tự, các kiến trúc Mixed-ADC tiếp tục cho thấy sự cải thiện đáng kể so với cấu hình chuẩn chỉ sử dụng ADC 1-bit, và việc tăng số lượng ăng-ten thu từ  $N_r = 40$  lên  $N_r = 80$  dẫn đến việc giảm đáng kể mức  $E_b/N_0$  cần thiết để đạt được cùng mức BER, qua đó khẳng định lợi ích của đa dạng hóa không gian.

Hơn nữa, các kết quả mô phỏng cho thấy sự phù hợp tốt với các ngưỡng lý thuyết được suy ra từ thuật toán PEXIT cho hệ thống Mixed-ADC được đề xuất. Sự nhất quán này giữa các cấu trúc mã khác nhau xác nhận tính ổn định và khả năng thích ứng cao của công cụ phân tích lý thuyết trong việc định hướng thiết kế hệ thống và dự đoán hiệu năng.

Điều thú vị là, mặc dù mã  $8 \times 4$  có nhiều nút biên và nút kiểm tra hơn—thường được liên kết với hiệu năng tốt hơn trong các môi trường AWGN—nhưng lại thể hiện hiệu năng kém hơn so với mã  $6 \times 3$  được thiết kế chuyên biệt cho các kênh MIMO quy mô lớn với ADC độ phân giải thấp. Ví dụ, dưới cùng điều kiện hệ thống, mã  $6 \times 3$  luôn đạt BER thấp hơn tại cùng mức  $E_b/N_0$  so với mã  $8 \times 4$ .

Quan sát này cho thấy rằng việc thiết kế các mã LDPC được tối ưu hóa đặc biệt cho các đặc điểm của kênh MIMO đã lượng tử hóa là một hướng nghiên cứu đáng đầu tư trong tương lai.

### 3.3. Kết luận chương 3

Chương ba giải quyết thách thức về hạn chế năng lượng trong các bộ thu LS-MIMO, một yếu tố then chốt đối với các mạng không dây tương lai như 5G/6G và IoT. Chương này đã giới thiệu một kiến trúc bộ thu mới kết hợp ba kỹ thuật chính: ADC độ phân giải hỗn hợp, điều chế xếp chồng và mã hóa P-LDPC. Một điểm đổi mới quan trọng là việc phát triển bộ tách sóng dựa trên đồ thị hai lớp cùng với bộ giải mã LDPC tùy chỉnh, đặc biệt hiệu quả khi có hơn hai loại độ phân giải ADC được sử dụng tại bộ thu.

Luận án cũng đề xuất một thuật toán PEXIT cải tiến để phân tích và dự đoán ngưỡng giải mã nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn với Mixed-ADC. Nhờ đó, các nhà nghiên cứu có thể đánh giá hiệu năng hệ thống với nhiều cấp điều chế khác nhau và cấu hình MIMO khác nhau. NCS cũng đã xác minh độ chính xác của nó thông qua các kết quả mô phỏng. Trong chương này, luận án đã khám phá khả năng tiết kiệm công suất của sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu EW so với sơ đồ ED. Các nghiên cứu của luận án cho thấy rằng điều chế xếp chồng tín hiệu là một phương pháp đầy hứa hẹn để nâng cao tốc độ truyền trong các hệ thống thông tin không dây trong tương lai.

Khung phân tích này cũng mở ra nhiều hướng nghiên cứu tiềm năng như:

- Tối ưu hóa việc phân bổ ba mức độ phân giải ADC để cân bằng giữa hiệu năng và độ phức tạp.
- Mở rộng ứng dụng sang các mô hình truyền dẫn hợp tác (Cooperative transmission) — một lĩnh vực mà điều chế xếp chồng đặc biệt phù hợp. Đây là một hướng đi hứa hẹn cho các nghiên cứu trong tương lai.

Trong chương này, luận án đã tiến hành đánh giá hiệu năng của sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu trong hệ thống truyền thông sử dụng mã P-LDPC, nơi các bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải hỗn hợp được triển khai cùng với số lượng lớn ăng-ten. Hướng tiếp cận được trình bày trong chương này không chỉ giúp tăng cường khả năng xử lý tín hiệu trong điều kiện lượng tử hóa thô, mà còn đặt nền tảng vững chắc cho việc phát triển các mã P-LDPC mới. Những mã này được thiết kế nhằm thích ứng tốt hơn với các yếu tố bất lợi như suy hao do ADC độ phân giải thấp hay sự phức tạp của sơ đồ điều chế cao bậc. Thêm vào đó, khung phân tích hiệu năng này còn có khả năng mở rộng để áp dụng trong nhiều môi trường kênh khác nhau, chẳng hạn như mô hình suy hao Rician, vốn giữ vai trò quan trọng trong các hệ thống truyền thông không dây thế hệ mới như 5G và 6G.

Cuối cùng, luận án còn đề xuất một hướng nghiên cứu tiềm năng liên quan đến ảnh hưởng của sai số trong ước lượng kênh đến hiệu năng tổng thể của hệ thống. Việc xem xét các trường hợp kênh không hoàn hảo có thể cung cấp cái nhìn sâu sắc hơn về tính thực tiễn của các mô hình đề xuất, đồng thời mở ra các hướng dẫn có giá trị cho việc thiết kế và triển khai các hệ thống truyền thông hiệu quả trong môi trường thực tế. Nội dung chương 3 được công bố ở những công trình [CT3], [CT5] của NCS.

## KẾT LUẬN

Mục đích của luận án này là nghiên cứu việc tích hợp điều chế xếp chồng với mã hóa P-LDPC trong các hệ thống MIMO quy mô lớn với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp và hỗn hợp. Để đạt được mục tiêu này, luận án tập trung giải quyết hai hướng nghiên cứu trọng tâm liên quan trực tiếp đến hiệu năng hệ thống LS-MIMO trong điều kiện lượng tử hóa thô: (1) Phân tích và đánh giá hiệu năng truyền dẫn của sơ đồ điều chế xếp chồng M-QAM kết hợp mã P-LDPC khi sử dụng ADC độ phân giải thấp; (2) Đề xuất thuật toán tách sóng MIMO và giải mã P-LDPC hiệu quả cho bộ thu hỗn hợp Mixed-ADC, nhằm cải thiện chất lượng thu nhận tín hiệu trong khi vẫn đảm bảo giảm chi phí phần cứng và năng lượng tiêu thụ.

### Những đóng góp chính

Những đóng góp chính trong luận án này gồm:

- 1) *Luận án đề xuất mô hình tích hợp điều chế xếp chồng M-QAM với mã P-LDPC trong hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng các bộ ADC độ phân giải thấp. Trên cơ sở đó, luận án đánh giá hiệu năng toàn diện của hệ thống, bao gồm khả năng chống lỗi, độ hội tụ giải mã và hiệu quả phổ trong điều kiện lượng tử hóa thô. Kết quả phân tích và mô phỏng cho thấy sơ đồ điều chế xếp chồng tín hiệu với trọng số bằng nhau vượt trội hơn về hiệu năng BER so với sơ đồ khoảng cách đều, đặc biệt là trong các hệ thống sử dụng ADC độ phân giải thấp. Cách tiếp cận này khai thác đồng thời ưu điểm của điều chế xếp chồng nhằm tăng hiệu quả truyền dẫn, đồng thời kết hợp với khả năng mã hóa mạnh mẽ của P-LDPC để cải thiện độ tin cậy trong môi trường phần cứng hạn chế.*
- 2) *Luận án đề xuất thuật toán PEXIT cải tiến để phân tích và dự đoán ngưỡng giải mã nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến MIMO cỡ lớn sử dụng các bộ ADC độ phân giải hỗn hợp tại phía thu. Việc kết hợp linh hoạt giữa các bộ ADC độ phân giải cao và thấp, vừa giảm được đáng kể công suất tiêu thụ và chi phí phần cứng, vừa duy trì hiệu năng phát hiện tín hiệu và giải mã gần với hệ thống dùng bộ ADC độ phân giải cao truyền thống. Các kết quả phân tích lý thuyết kết hợp với mô phỏng cho ba cấu hình MIMO đã khảo sát ( $10 \times 40$ ,*

10 × 60 và 10 × 80), tương ứng với các tỉ lệ phối hợp độ phân giải ADC khác nhau, đều cho thấy thuật toán đề xuất hoạt động ổn định và chính xác. Đồng thời, các mô phỏng cũng minh chứng rằng hệ thống MIMO quy mô lớn đạt hiệu năng vượt trội khi sử dụng cấu hình ADC hỗn hợp so với trường hợp toàn bộ các nhánh thu đều sử dụng cùng một mức độ phân giải. Việc kết hợp nhiều mức phân giải ADC giúp khai thác được ưu điểm của từng loại bộ chuyển đổi, tối ưu hóa mối quan hệ đánh đổi giữa năng lượng tiêu thụ và hiệu năng BER, qua đó nâng cao chất lượng toàn hệ thống một cách đáng kể.

### **Nghiên cứu trong tương lai**

Mặc dù luận án đã đạt được một số kết quả đáng ghi nhận, vẫn còn tồn tại một số hạn chế cần được khắc phục trong các nghiên cứu tiếp theo. Cụ thể, chưa xây dựng được chiến lược lựa chọn tỷ lệ hỗn hợp giữa các ăng-ten sử dụng ADC độ phân giải cao và thấp – một cấu hình tiềm năng giúp cân bằng hiệu năng và chi phí phần cứng. Bên cạnh đó, bộ mã P-LDPC hiện tại được thiết kế tối ưu cho hệ thống MIMO với ADC đồng nhất 1 bit, chưa phù hợp với các cấu hình sử dụng ADC hỗn hợp. Ngoài ra, tỷ lệ tối ưu giữa số lượng ăng-ten phát và thu cũng chưa được xác định rõ, trong khi đây là yếu tố quan trọng ảnh hưởng trực tiếp đến hiệu năng và khả năng triển khai thực tế của hệ thống.

Tuy nhiên, có thể thấy tuy mức cải thiện hiệu năng ở ngưỡng 0,8–1 dB có vẻ nhỏ, nhưng lại mang ý nghĩa đáng kể trong thực tế. Trong thiết kế link budget, mỗi dB cải thiện đều có thể mở rộng vùng phủ sóng, giảm công suất phát hoặc tăng khả năng xuyên qua môi trường truyền dẫn phức tạp. Đặc biệt, trong các hệ thống sử dụng điều chế bậc cao, việc vượt qua một ngưỡng SNR nhất định có thể cho phép chuyển sang chế độ điều chế có tốc độ cao hơn, từ đó nâng cao thông lượng. Hơn nữa, khi các cải tiến nhỏ như tối ưu trọng số điều chế xếp chồng tín hiệu, thiết kế bộ mã P-LDPC tương thích với cấu hình hệ thống, bố trí tỷ lệ ăng-ten hợp lý và phân bổ hiệu quả các mức độ phân giải ADC được tích hợp lại, tổng thể có thể mang lại cải thiện đáng kể về BER và tốc độ truyền. Do đó, việc theo đuổi các hướng nghiên cứu nhằm tối ưu vi mô nhưng có tính tích lũy là hoàn toàn hợp lý và mang lại giá trị thực tiễn cao trong bối cảnh thiết kế các hệ thống truyền thông không dây thế hệ mới.

Xuất phát từ những hạn chế đã được chỉ ra, luận án đề xuất một số hướng nghiên cứu tiếp theo có thể được phát triển dựa trên nền tảng các kết quả hiện tại. Các chủ đề này đều

liên quan đến việc khai thác mã P-LDPC trong hệ thống sử dụng bộ chuyển đổi ADC độ phân giải hỗn hợp, và có tiềm năng mở rộng đáng kể về mặt học thuật lẫn ứng dụng. Cụ thể, một số định hướng đáng quan tâm được khuyến nghị như sau:

- 1) Phần nghiên cứu lý thuyết tập trung vào việc tối ưu hóa tỉ lệ phân bố giữa các ăng-ten sử dụng ADC độ phân giải thấp và các ăng-ten có độ phân giải cao. Trong chương 3 của luận án, một chiến lược lựa chọn tỉ lệ hỗn hợp đã được xây dựng, trong đó chỉ một phần nhỏ các ăng-ten được trang bị ADC độ phân giải cao. Giả định đặt ra là tỷ lệ thấp của các ăng-ten có độ phân giải cao sẽ giúp tiết kiệm đáng kể năng lượng, trong khi vẫn đảm bảo mức cải thiện hiệu năng hệ thống. Các kết quả mô phỏng ban đầu mang lại tín hiệu tích cực, tuy nhiên cần tiếp tục nghiên cứu sâu hơn để phân tích định lượng mối quan hệ đánh đổi giữa hiệu suất năng lượng (EE) và hiệu quả phổ (SE). Ngoài ra, việc xác định một tỉ lệ hỗn hợp tối ưu giữa các loại ăng-ten là cần thiết nhằm đạt được hiệu năng tổng thể tốt nhất cho hệ thống, cân bằng giữa tiết kiệm năng lượng và chất lượng truyền dẫn.
- 2) Nghiên cứu tập trung vào việc xây dựng, thiết kế các mã P-LDPC tương thích với từng tỉ lệ phân bố giữa các ăng-ten sử dụng ADC độ phân giải thấp và cao. Mục tiêu là điều chỉnh bậc của các nút biến trong ma trận cơ sở sao cho phù hợp với đặc điểm lượng tử hóa của từng nhóm ăng-ten, từ đó góp phần nâng cao hiệu năng hoạt động của hệ thống. Hướng phát triển này bắt nguồn từ thực tế rằng bộ mã P-LDPC sử dụng trong nghiên cứu hiện tại vốn được thiết kế tối ưu cho cấu hình hệ thống MIMO cỡ lớn với ADC đồng nhất độ phân giải 1 bit và điều chế xếp chồng bậc cao. Việc nghiên cứu và tối ưu mã P-LDPC dành riêng cho các cấu hình Mixed-ADC vẫn là một khoảng trống trong cộng đồng nghiên cứu quốc tế. Theo các phân tích trong luận án, đây là một hướng đi giàu tiềm năng, có thể đem lại cải thiện rõ rệt về hiệu quả giải mã và chất lượng tín hiệu trong hệ thống MIMO sử dụng nhiều cấp độ lượng tử hóa khác nhau.
- 3) Qua các kết quả phân tích trong chương 2 và chương 3 và các nghiên cứu trước đó có thể nhận thấy rằng hiệu năng của hệ thống thông tin MIMO cỡ lớn có xu hướng suy giảm đáng kể khi sử dụng cấu hình với tỉ lệ số lượng ăng-ten phát trên số ăng-ten thu nhỏ hơn 1 ( $M/N < 1$ ), so với cấu hình có cùng số lượng ăng-ten phát nhưng tỉ lệ ( $M/N = 1$ ). Hiện tượng này đặc biệt rõ rệt trong bối cảnh hệ

thống tích hợp bộ ADC độ phân giải thấp, tuy nhiên đến nay vẫn chưa có công trình nào công bố lý giải cụ thể cho hành vi hiệu năng như vậy trong môi trường MIMO quy mô lớn. Việc xác định tỷ lệ tối ưu giữa số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu đóng vai trò then chốt trong quá trình thiết kế và triển khai các hệ thống truyền thông không dây hiện đại. Cấu hình MIMO không chỉ ảnh hưởng trực tiếp đến hiệu năng thu phát tín hiệu, mà trong bối cảnh sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp, nó còn tác động mạnh đến mức suy hao lượng tử hóa, chất lượng ước lượng kênh cũng như khả năng tách sóng của bộ thu. Do đó, việc phân tích một cách hệ thống ảnh hưởng của cấu hình MIMO dưới điều kiện lượng tử hóa thô là hết sức cần thiết. Những đánh giá này không chỉ góp phần lý giải rõ nguyên nhân dẫn đến sự biến thiên hiệu năng mà còn cung cấp cơ sở quan trọng cho việc tối ưu hóa thiết kế trong các nghiên cứu tương lai. Đây là một hướng nghiên cứu mở đầy tiềm năng, hứa hẹn mang lại các kết quả có giá trị trong việc phát triển các kỹ thuật xử lý tín hiệu thích ứng với điều kiện phần cứng hạn chế của các hệ thống vô tuyến trong tương lai.

## DANH MỤC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ ĐÃ ĐƯA VÀO LUẬN ÁN

- [CT1] H. T. Nguyen, **D. A. Hoang**, H. T. Bui, H. N. Dang and T. V. Nguyen, "Large-Scale MIMO Communications With Low-Resolution ADCs Using 16-ary QAM and Protograph LDPC Codes," *2022 IEEE Ninth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), Nha Trang, Vietnam, 2022*, pp. 43-47, doi: 10.1109/ICCE55644.2022.9852075.
- [CT2] **D. A. Hoang**, T. V. Nguyen, T. L. Nhat and H. T. Nguyen, "Low-Complexity Large-Scale MIMO Detector with 16-Ary QAM Superposition Constellations," *2022 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Ha Noi, Vietnam, 2022*, pp. 194-199, doi: 10.1109/ATC55345.2022.9943015.
- [CT3] H. T. Nguyen, **D. A. Hoang**, H. D. Ngoc and T. Le Nhat, "On Design of Tanner-Graph Detector For Triple Mixed-ADC Large-Scale MIMO Systems," *2022 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Ha Noi, Vietnam, 2022*, pp. 1-6, doi: 10.1109/ATC55345.2022.9943014.
- [CT4] **D. A. Hoang**, H. T. Nguyen and T. N. Le, "Performance Analysis of Superposition M-ary QAM Modulation in Coded Protograph LDPC MIMO Communication Systems With Low-Resolution ADCs," *in IEEE Access, vol. 13*, pp. 107410-107428, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3581775.
- [CT5] **D. A. Hoang**, T. N. Le and H. T. Nguyen, "Protograph LDPC-Coded Superposition Modulation for MIMO Channels with Triple Mixed-ADC Architectures," *REV Journal on Electronics and Communications, Vol. 15, No. 4, Oct-Dec, 2025*, <http://dx.doi.org/10.21553/rev-jec.416>
- [CT6] T. Le Nhat and **D. A. Hoang**, "Performance Analysis of Coded MIMO Systems Using Superposition 64-Ary Constellation with Protograph LDPC and Low-Resolution ADCs," *2025 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Hanoi, Vietnam, 2025*, pp. 1-6, doi: 10.1109/ATC67618.2025.11268568.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] E. G. Larsson et al., "LS-MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.
- [2] 3GPP TR 38.913, "Study on scenarios and requirements for next generation access technologies," v15.0.0, Jul. 2018.
- [3] X. You et al., "Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts," *Sci. China Inf. Sci.*, vol. 64, no. 1, 2021.
- [4] J. Mo and R. W. Heath, Jr., "High SNR capacity of millimeter-wave MIMO systems with one-bit quantization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Inf. Theory*, 2014, pp. 1296-1300.
- [5] H. N. Dang, T. V. Nguyen, and H. T. Nguyen, "Improve Uplink Achievable Rate for LS-MIMO Systems With Low-Resolution ADCs," in *2020 IEEE Eighth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), 2021*, pp. 99-104, doi: 10.1109/ICCE48956.2021.9352104.
- [6] C. Studer and G. Durisi, "Quantized LS-MU-MIMO-OFDM uplink," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 3, pp. 1052-1067, Mar. 2018.
- [7] Ö. T. Demir et al., "Foundations of user-centric cell-free LS-MIMO," *Found. Trends Commun. Inf. Theory*, vol. 17, no. 4, pp. 200-376, Dec. 2020.
- [8] J. Thorpe, "Low-density parity-check (LDPC) codes constructed from protographs," *IPN Prog. Rep. 42-154*, Aug. 2003, pp. 1-7.
- [9] M. D. Aksun and E. Arkan, "LDPC code design for 6G wireless," *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 11, pp. 76-81, Nov. 2021.
- [10] 3GPP TS 38.211, "NR; Physical Channels and Modulation," v16.4.0, Dec. 2020.
- [11] F. Boccardi, R. W. Heath, Jr., A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014.
- [12] Z. Ding, F. Adachi, and H. V. Poor, "The application of MIMO to nonorthogonal multiple access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 537-552, Jan. 2016.

- [13] J. Yang, Y. Chen, X. Gao, D. T. M. Slock, and X.-G. Xia, "Signal Detection for Ultra-LS-MIMO: An Information Geometry Approach," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 72, pp. 824-838, 2024, doi: 10.1109/TSP.2024.3358617.
- [14] J. Zhang, L. Dai, S. Sun, and Z. Wang, "On the Spectral Efficiency of LS-MIMO Systems With Low-Resolution ADCs," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 5, pp. 842-845, May 2016, doi: 10.1109/LCOMM.2016.2535132.
- [15] H. Pirzadeh and A. L. Swindlehurst, "Spectral Efficiency under Energy Constraint for Mixed-ADC MRC LS-MIMO," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 1847-1851, Dec. 2017, doi: 10.1109/LSP.2017.2761356.
- [16] W. Zhou, Y. Shen, L. Li, Y. Huang, C. Zhang, and X. You, "Belief Selective Propagation Detection for MIMO Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 12, pp. 7244-7257, Dec. 2023, doi: 10.1109/TCOMM.2023.3305534.
- [17] J. Liu, J. Xu, W. Xu, S. Jin, and X. Dong, "Multiuser LS-MIMO Relaying With Mixed-ADC Receiver," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, no. 1, pp. 76-80, Jan. 2017, doi: 10.1109/LSP.2016.2638819.
- [18] S. Ghacham, M. Benjillali, L. Van der Perre, and Z. Guennoun, "Rate Analysis of Uplink LS-MIMO With Low-Resolution ADCs and ZF Detectors Over Rician Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 9, pp. 1631-1635, Sept. 2019, doi: 10.1109/LCOMM.2019.2925349.
- [19] M. Deng, L. Zhou, S. Zhang, Z. Wang, and Z. Cheng, "On the Performance of One-Bit Matched Filtering in LS-MIMO Radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 61, no. 1, pp. 208-222, Feb. 2025, doi: 10.1109/TAES.2024.3447627.
- [20] Q. Lin, H. Shen, and C. Zhao, "Learning Linear MMSE Precoder for Uplink LS-MIMO Systems With One-Bit ADCs," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 11, no. 10, pp. 2235-2239, Oct. 2022, doi: 10.1109/LWC.2022.3198286.
- [21] H. N. Dang, H. T. Nguyen, and T. V. Nguyen, "Joint Detection and Decoding of Mixed-ADC Large-Scale MIMO Communication Systems With Protograph LDPC Codes," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 101013-101029, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3097444.

- [22] C. Zhang, Y. Jing, Y. Huang, and X. You, "LS-MIMO With Ternary ADCs," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 27, pp. 271-275, 2020, doi: 10.1109/LSP.2020.2967997.
- [23] Z. Wang, P. Chen, Z. Wang, T. Luo, and Y. Zhang, "A Pragmatic Anti-Interference Algorithm for Hybrid Beamforming in Millimeter Wave MIMO Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 11, pp. 2613-2617, Nov. 2024, doi: 10.1109/LCOMM.2024.3470226.
- [24] Q. Lin, H. Shen, Z. Li, W. Xu, C. Zhao, and X. You, "One-Bit Transceiver Optimization for mmWave Integrated Sensing and Communication Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 73, no. 2, pp. 800-816, Feb. 2025, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3440830.
- [25] D. Lim and M. Min, "Performance Analysis and Parameter Optimization of Regularized Zero-Forcing in MIMO Broadcast Channels With One-Bit ADCs," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 35683572, Dec. 2024, doi: 10.1109/LWC.2024.3478778.
- [26] Q. Wang and G. Ren, "A Belief Propagation-Based Tree-EP Algorithm for MIMO Detection With High-Order Constellations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 73, no. 2, pp. 1262-1275, Feb. 2025, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3443736.
- [27] H. D. Vu, T. V. Nguyen, D. N. Nguyen, and H. T. Nguyen, "On Design of Protograph LDPC Codes for Large-Scale MIMO Systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 46017-46029, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2979156.
- [28] P. A. Hoeher and T. Wo, "Superposition Modulation: Myths and Facts," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 110-116, Dec. 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.6094014.
- [29] J. Luo, Y. Bai, B. Bai, C. Chen, and W. Wen, "A Multi-layer Superposition Modulation Scheme to Improve the Data Rate for IoT Communications," *2023 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops)*, Dalian, China, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCCWorkshops57813.2023.10233794.

- [30] D. Hao and P. A. Hoeher, "Superposition Modulation with ReliabilityBased Hybrid Detection," *2010 6th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing, Brest, France, 2010*, pp. 280284, doi: 10.1109/ISTC.2010.5613858.
- [31] Y. H. Choi and S. W. Heo, "A Novel Decoding Algorithm of Superposition Modulation for Cooperative IoT System," *2020 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE), Las Vegas, NV, USA, 2020*, pp. 1-2, doi: 10.1109/ICCE46568.2020.9043092.
- [32] C. Hasan and U. Aygolu, "An Incremental Relaying Approach for Superposition Modulated Cooperative Transmission," *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Budapest, Hungary, 2009*, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2009.4917586.
- [33] X. Lu, T. J. Li, and Y. Liu, "Multiuser Cooperative Transmission Through Superposition Modulation Based on Braid Coding," *2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), South Brisbane, QLD, Australia, 2015*, pp. 3128-3132, doi: 10.1109/ICASSP.2015.7178547.
- [34] S. Zhao, X. Ma, and B. Bai, "Decoding Algorithms of LDPC Coded Superposition Modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 487-490, March 2014, doi: 10.1109/LCOMM.2014.010314.132470.
- [35] L. Fan, S. Jin, C. Wen, and H. Zhang, "Uplink achievable rate for LS-MIMO systems with low-resolution ADC," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, pp. 2186-2189, Dec. 2015.
- [36] M. Srinivasan and S. Kalyani, "Analysis of LS-MIMO with lowresolution ADC in nakagami- m fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, pp. 764-767, Apr. 2019.
- [37] T. V. Nguyen, H. D. Vu, D. N. Nguyen, and H. T. Nguyen, "Performance analysis of protograph LDPC codes over large-scale MIMO channels with low-resolution ADCs," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 145145-145160, 2019.
- [38] T. Takahashi, S. Ibi, and S. Sampei, "On Normalization of Matched Filter Belief in GaBP for Large MIMO Detection," in *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Sept. 2016*, pp. 1-6, doi: 10.1109/VTCFall.2016.7881113.

- [39] W. Fukuda, T. Abiko, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Ohwatari, and Y. Kishiyama, "Low-complexity detection based on belief propagation in a LS-MIMO system," in *IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1-5, Jun. 2013.
- [40] T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke, "Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, pp. 619-637, Feb. 2001.
- [41] S. ten Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, "Design of low-density parity-check codes for modulation and detection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, pp. 670-678, Apr. 2004.
- [42] G. Liva and M. Chiani, "Protograph LDPC codes design based on EXIT analysis," in *IEEE GLOBECOM 2007 - IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 3250-3254, Nov. 2007.
- [43] Y. Fang, P. Chen, L. Wang, F. C. M. Lau, and K. K. Wong, "Performance analysis of protograph-based low-density parity-check codes with spatial diversity," *IET Communications*, vol. 6, pp. 2941-2948, Nov. 2012.
- [44] T. Van Nguyen and H. T. Nguyen, "The design of optimized fast decoding protograph LDPC codes," in *Proc. Int. Conf. Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Oct. 2016, pp. 282-286, doi: 10.1109/ATC.2016.7764790.
- [45] T. Abiko, W. Fukuda, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Ohwatari, and Y. Kishiyama, "An EXIT Chart Analysis for Belief-Propagation Based Detection in a Large-Scale MIMO System," in *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, June 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTCSpring.2013.6691877.
- [46] H. Uchikawa, "Design of non-precoded protograph-based LDPC codes," in *2014 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, June 2014, pp. 2779-2783, doi: 10.1109/ISIT.2014.6875340.
- [47] X.-Y. Hu, E. Eleftheriou, and D. M. Arnold, "Regular and irregular progressive edge-growth tanner graphs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, pp. 386-398, Jan. 2005.
- [48] Z. Yang, Y. Ge, Y. Zhao, Y. Fang, and Y. L. Guan, "Protograph LDPC code and shaped index modulation design for multi-mode OAM systems," *IEEE*

- Transactions on Communications*, vol. 72, no. 8, pp. 5162–5178, Aug. 2024, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3379416.
- [49] H. D. Vu, T. V. Nguyen, T. B. T. Do, and H. T. Nguyen, “Belief propagation detection for large-scale MIMO systems with low-resolution ADCs,” in *Proc. 2019 Int. Conf. on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 68–73, Oct. 2019, doi: 10.1109/ATC.2019.8924512..
- [50] Z. Yang, Y. Li, Y. L. Guan, and Y. Fang, "Source-constrained hierarchical modulation systems with protograph LDPC codes: A promising transceiver design for future 6G-enabled IoT," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 43, no. 4, pp. 1103-1117, Apr. 2025, doi: 10.1109/JSAC.2025.3531540.
- [51] Z. Yang, Y. Fang, G. Han, and K. M. S. Huq, “Spatially coupled protograph LDPC-coded hierarchical modulated BICM-ID systems: A promising transmission technique for 6G-enabled Internet of Things,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 7, pp. 5149–5163, Apr. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2020.3027889.
- [52] C. Studer, A. Burg, and H. Bölcskei, “Soft-output sphere decoding: Algorithms and VLSI implementation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 2, pp. 290–300, Feb. 2008, doi: 10.1109/JSAC.2008.080210.
- [53] S. Yoon and C.-B. Chae, "Low complexity MIMO detection based on belief propagation over pair-wise graphs," *arXiv preprint, arXiv:1304.1962*, 2013.
- [54] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, 1948, doi: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x.
- [55] S. Yu and J. W. Lee, “Channel Sounding for Multi-User LS-MIMO in Distributed Ång-tenna System Environment,” *Electronics*, vol. 8, no. 1, p. 36, Jan. 2019, doi: 10.3390/electronics8010036.
- [56] P. M. Aziz, H. v. Sorensen, and J. van der Spiegel, “An overview of sigma-delta converters: How a 1-bit ADC achieves more than 16-bit resolution,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 1, pp. 61–84, 1996, doi: 10.1109/79.482138.
- [57] J. Zhang, L. Dai, X. Li, Y. Liu, and L. Hanzo, “On low-resolution ADCs in practical 5G millimeter-wave LS-MIMO systems,” *IEEE Communications*

- Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 205–211, Jul. 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1600731.
- [58] R. G. Gallager, “Low-Density Parity-Check Codes,” *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, no. 1, pp. 21–28, 1962, doi: 10.1109/TIT.1962.1057683.
- [59] C. Berrou and A. Glavieux, “Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 9, pp. 1261–1271, 1996, doi: 10.1109/26.539767.
- [60] D. J. C. MacKay and R. M. Neal, “Near Shannon limit performance of low density parity check codes,” *Electronics Letters*, vol. 32, no. 18, p. 1645, 1996, doi: 10.1049/el:19961141.
- [61] W. E. Ryan and S. Lin, Channel codes: Classical and modern, vol. 9780521848688. *Cambridge University Press*, 2009. doi: 10.1017/CBO9780511803253.
- [62] T. Richardson and R. Urbanke, Modern Coding Theory. *USA: Cambridge University Press*, 2008.
- [63] Z. Li, L. Chen, L. Zeng, S. Lin, and W. H. Fong, “Efficient encoding of quasi-cyclic low-density parity-check codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 1, pp. 71–81, Jan. 2006, doi: 10.1109/TCOMM.2005.861667.
- [64] Y. Cho and S. Hong, "One-bit successive-cancellation softoutput (oss) detector for uplink mu-MIMO systems with onebit ADCs," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 27172-27182, 2019.
- [65] T. van Nguyen and A. Nosratinia, “Rate-compatible short-length protograph LDPC codes,” *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 948–951, 2013, doi: 10.1109/LCOMM.2013.031313.122046.
- [66] T. J. Richardson, “Error floors of LDPC codes,” 2003. Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Monticello, 1-3 October 2003, 1426-1435.
- [67] D. Divsalar, S. Dolinar, C. R. Jones, and K. Andrews, “Capacity-approaching protograph codes,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, no. 6, pp. 876–888, Aug. 2009, doi: 10.1109/JSAC.2009.090806.

- [68] Y. Zhang, Y. Cheng, M. Zhou, L. Yang, and H. Zhu, "Analysis of uplink cell-free LS-MIMO system with Mixed-ADC/dac receiver," *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 4, pp. 5162-5173, 2021.
- [69] D. Tse and P. Viswanath, "Fundamentals Of Wireless Communication". Cambridge University Press, 2005.
- [70] T. Wo et al., "Iterative Processing for Superposition Mapping," *J. Elec. and Comp. Eng.*, vol. 2010, Article ID 706464, 13 pp., 2010.
- [71] A. Musa, A. O. Adebayo and O. Peace Balogun, "Energy Efficiency Optimization in LS-MIMO Systems with Low-Resolution ADCs," *2023 2nd International Conference on Multidisciplinary Engineering and Applied Science (ICMEAS), Abuja, Nigeria, 2023*, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICMEAS58693.2023.10379348.
- [72] B. Zhao, M. Wang, W. Li, Y. Sun and Y. Xiao, "LS-MIMO Uplink Systems With Low-Resolution ADC: Equal Gain Combining Approach," *2024 16th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), Ningbo, China, 2024*, pp. 101-106, doi: 10.1109/ICCSN63464.2024.10793317.
- [73] B. Shi et al., "On Performance Loss of DOA Measurement Using LS-MIMO Receiver With Mixed-ADCs," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 11, no. 8, pp. 1614-1618, Aug. 2022, doi: 10.1109/LWC.2022.3168866.
- [74] A. Arfaoui, M. Cherif and R. Bouallegue, "End-to-end approach for MU LS-MIMO uplink transmission under 1-bit ADC," *2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), Dubrovnik, Croatia, 2022*, pp. 79-82, doi: 10.1109/IWCMC55113.2022.9824668.
- [75] T. Younas et al., "Performance analysis of ZF and RZF in low-resolution ADC/DAC LS-MIMO systems," in *China Communications*, vol. 21, no. 8, pp. 115-126, Aug. 2024, doi: 10.23919/JCC.ja.2022-0702.
- [76] A. Khalili, F. Shirani, E. Erkip and Y. C. Eldar, "MIMO Networks With One-Bit ADCs: Receiver Design and Communication Strategies," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 70, no. 3, pp. 1580-1594, March 2022, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3133430.
- [77] L. Liu, S. Wu and Y. Ma, "Superposition Coding in Cell-Free LS-MIMO with the Coexistence of eMBB and URLLC," *2023 IEEE Globecom Workshops (GC*

- Wkshps*), *Kuala Lumpur, Malaysia, 2023*, pp. 1511-1516, doi: 10.1109/GCWkshps58843.2023.10465090.
- [78] I. Krikidis and S. T. John, "MIMO two-way relay channel with superposition coding and imperfect channel estimation," *2010 IEEE Globecom Workshops, Miami, FL, USA, 2010*, pp. 84-88, doi: 10.1109/GLOCOMW.2010.5700444.
- [79] J. Fang, B. Bai, R. Yuan, R. Xu, X. Ma† and C. -L. Wang‡, "Superposition Construction of Globally-Coupled LDPC Codes for MIMO Communication," *2023 12th International Symposium on Topics in Coding (ISTC), Brest, France, 2023*, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISTC57237.2023.10273556.
- [80] A. S. Mubarak, A. Amrallah, H. S. Hussein and E. M. Mohamed, "Low Density Parity Check (LDPC) coded MIMO-Constant Envelop Modulation System with IF sampled 1-bit ADC," *2016 Fourth International Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers (JEC-ECC), Cairo, Egypt, 2016*, pp. 1-4, doi: 10.1109/JEC-ECC.2016.7518954.
- [81] X. Bai, M. Zhou, X. Qiao, Y. Zhang and L. Yang, "Uplink Performance Analysis of Cell-Free MIMO with Low-Resolution ADCs and ZF Receiver," *2020 22nd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), Phoenix Park, Korea (South), 2020*, pp. 125-129, doi: 10.23919/ICACT48636.2020.9061355.
- [83] P. Dong, H. Zhang, W. Xu and X. You, "Efficient Low-Resolution ADC Relaying for Multiuser LS-MIMO System," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 12, pp. 11039-11056, Dec. 2017, doi: 10.1109/TVT.2017.2726561.
- [84] A. Shrivastava, M. Maindola, H. Alabdeli, K. Gopal, N. Thandra and S. Bansal, "Signal Detection of MIMO System with One Bit ADCS Based on Deep Learning," *2024 7th International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I), Greater Noida, India, 2024*, pp. 1773-1781, doi: 10.1109/IC3I61595.2024.10828892.
- [85] T. Liu, J. Tong, Q. Guo, J. Xi, Y. Yu and Z. Xiao, "On the Performance of LS-MIMO Systems With Low-Resolution ADCs and MRC Receivers Over Rician Fading Channels," in *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 3, pp. 4514-4524, Sept. 2021, doi: 10.1109/JSYST.2020.3014647.

- [86] Y. Guan, Q. Zeng and X. Cheng, "Position Estimation in LS-MIMO Systems with Low-Resolution ADCs," *2023 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Hangzhou, China, 2023*, pp. 1120-1125, doi: 10.1109/WCSP58612.2023.10404629.
- [87] Y. Xiong, S. Sun, L. Liu, S. Mao, Z. Zhang and N. Wei, "Performance Analysis of Cell-Free LS-MIMO Network With Large-Scale-Fading Decoding and Low-Resolution ADCs," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 10, pp. 13723-13728, Oct. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3276899.
- [88] Z. Zhen, J. Xu, S. Wei and X. Tao, "Uplink Performance Analysis and Bits Allocation for LS-MIMO Systems with Mixed ADCs," *2024 IEEE 99th Vehicular Technology Conference (VTC2024-Spring), Singapore, Singapore, 2024*, pp. 1-7, doi: 10.1109/VTC2024-Spring62846.2024.10683136.
- [89] D. -R. Emenonye, C. Dietrich and R. M. Buehrer, "Differential Modulation in LS-MIMO With Low-Resolution ADCs," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 4482-4496, June 2022, doi: 10.1109/TWC.2021.3130499.
- [90] H. Gao, D. Liu, C. Sun and Z. Zhang, "Energy Efficiency Analysis and Optimization for Millimeter-Wave MIMO With Variable-Resolution ADCs," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 73, no. 3, pp. 3949-3963, March 2024, doi: 10.1109/TVT.2023.3328251.
- [91] Y. Xiong et al., "Joint Effective Channel Estimation and Data Detection for RIS-Aided LS-MIMO Systems With Low-Resolution ADCs," in *IEEE Communications Letters*, vol. 27, no. 2, pp. 721-725, Feb. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3232217.
- [92] Y. Xiong, S. Sun, L. Qin, N. Wei, L. Liu and Z. Zhang, "Performance Analysis on Cell-Free LS-MIMO With Capacity-Constrained Fronthauls and Variable-Resolution ADCs," in *IEEE Systems Journal*, vol. 16, no. 2, pp. 3296-3307, June 2022, doi: 10.1109/JSYST.2021.3069753.
- [93] A. Radbord, I. Atzeni and A. Tölli, "Enhanced Data Detection for LS-MIMO with 1-Bit ADCs," *2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*,

- Pacific Grove, CA, USA, 2023, pp. 427-432, doi: 10.1109/IEEECONF59524.2023.10476918.*
- [94] R. Zhang, L. Yang, M. Tang, W. Tan and J. Zhao, "Channel Estimation for mmWave LS-MIMO Systems With Mixed-ADC Architecture," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 4, pp. 606-613, 2023, doi: 10.1109/OJCOMS.2023.3242668.
- [95] H. D. Vu, T. V. Nguyen, T. B. Do, and H. T. Nguyen, "Belief propagation detection for large-scale mimo systems with lowresolution adcs," in *2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 68-73, 2019.
- [96] H. J. Park and J. W. Lee, "LDPC coded LS-MIMO systems with FG-GAI BP detector," *2022 13th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Korea, Republic of, 2022*, pp. 859-861, doi: 10.1109/ICTC55196.2022.9952680.
- [97] H. J. Park and J. W. Lee, "LDPC Coded Multi-User LS-MIMO Systems With Low-Complexity Detection," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 25296-25308, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3156285.
- [98] D. Benzid and M. Kadoch, "LDPC and ultra-LS-multi-input multi-output for secrecy in 6G," *2023 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), Marrakesh, Morocco, 2023*, pp. 351-356, doi: 10.1109/IWCMC58020.2023.10182942.
- [99] H. J. Park and J. W. Lee, "Design of LDPC Coded Multi-User LS-MIMO Systems With MMSE-Based Iterative Joint Detection and Decoding," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 125492-125510, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3330780.
- [100] H. Xu and B. Bai, "Superposition Construction of Q -Ary LDPC Codes by Jointly Optimizing Girth and Number of Shortest Cycles," in *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 1285-1288, July 2016, doi: 10.1109/LCOMM.2016.2564401.
- [101] J. Yang, Q. Wang, Z. Tan, C. Li and X. Ma, "Spatially Coupled 5G LDPC Codes via Superposition," *2025 IEEE Wireless Communications and Networking*

- Conference (WCNC), Milan, Italy, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC61545.2025.10978794.*
- [102] Nguyen, T. N. (2022). "The Effectiveness of LDPC Decoding Algorithms in 5G Channel Modelling of MIMO-OFDM System under The Influence of Spatial Correlation". *JST: Smart Systems and Devices*, 32(2), 6-13. <https://doi.org/10.51316/jst.158.ssad.2022.32.2.2>.
- [103] Thi Bao Nguyen, T.; Nguyen Tan, T.; Lee, H. "Low-Complexity High-Throughput QC-LDPC Decoder for 5G New Radio Wireless Communication". *Electronics* 2021, 10, 516. <https://doi.org/10.3390/electronics10040516>
- [104] B. N. Tran-Thi, T. T. Nguyen-Ly, H. N. Hong and T. Hoang, "An Improved Offset Min-Sum LDPC Decoding Algorithm for 5G New Radio," *2021 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE), Ho Chi Minh, Vietnam, 2021*, pp. 106-109, doi: 10.1109/ISEE51682.2021.9418782.
- [105] L. Nguyen-Van-Thanh and T. Do-Duy, "Efficient Genetic Algorithm-based LDPC Code Design for IoT Applications," *2023 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), Ho Chi Minh, Vietnam, 2023*, pp. 598-603, doi: 10.1109/ICSSE58758.2023.10227247.
- [106] H. N. Dang, T. V. Nguyen, and H. T. Nguyen, "On The Performance Of 1-Bit ADC In LS-MIMO Communication Systems," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 10, no. 3–4, Apr. 2021, doi: 10.21553/REV-JEC.255.
- [107] N. T. Nga, N. D. Duc and T. M. Tien, "Deploying Deep Learning to Improve the Performance of MIMO-OFDM Systems Using LDPC Channel Coding in V2X Communications," *2025 19th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM), Bangkok, Thailand, 2025*, pp. 1-7, doi: 10.1109/IMCOM64595.2025.10857550.
- [108] N. T. Nga, N. Van Huy, N. M. Phuc, N. H. Hung and L. T. Thai, "A Comparison of LDPC and Polar Code on High Level Modulated MIMO-OFDM-EAC-NOMA System," *2025 19th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM), Bangkok, Thailand, 2025*, pp. 1-7, doi: 10.1109/IMCOM64595.2025.10857515.

- [109] H. N. Dang, D. A. Hoang, T. L. Nhat and H. T. Nguyen, "Large-Scale Low-Resolution ADC MIMO Detection with Bandwidth-Efficient Superposition ASK Modulation Scheme," *2023 RIVF International Conference on Computing and Communication Technologies (RIVF), Hanoi, Vietnam, 2023*, pp. 470-475, doi: 10.1109/RIVF60135.2023.10471802.
- [110] J. Zhang, L. Dai, Z. He, S. Jin, and X. Li, "Performance analysis of Mixed-ADC LS-MIMO systems over rician fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1327–1338, Jun. 2017, doi: 10.1109/JSAC.2017.2687278.
- [111] N. Liang and W. Zhang, "Mixed-ADC LS-MIMO," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 4, pp. 983–997, Apr. 2016, doi: 10.1109/JSAC.2016.2544604.
- [112] M. Srinivasan and S. Kalyani, "Analysis of LS-MIMO with low-resolution ADC in nakagami- m fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, pp. 764-767, Apr. 2019.
- [113] H. T. Nguyen, T. A. Ramstad, and I. Balasingham, "Wireless sensor communication system based on direct-sum source coder," *IET Wireless Sensor Systems*, vol. 1, pp. 96-104, June 2011.
- [114] D. Hui and D. L. Neuhoff, "Asymptotic analysis of optimal fixed-rate uniform scalar quantization," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, pp. 957-977, March 2001.
- [115] T. Liu, J. Tong, Q. Guo, J. Xi, Y. Yu, and Z. Xiao, "Energy efficiency of LS-MIMO systems with low-resolution adcs and successive interference cancellation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, pp. 3987-4002, Aug. 2019.
- [116] J. Dai, J. Liu, J. Wang, J. Zhao, C. Cheng, and J. Wang, "Achievable rates for full-duplex LS-MIMO systems with low-resolution ADCs/DACs," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24343-24353, 2019.
- [117] S. Gao, P. Dong, Z. Pan, and G. Y. Li, "Deep learning based channel estimation for LS-MIMO with mixed-resolution ADCs," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, pp. 1989-1993, Nov. 2019.

- [118] L. V. Nguyen, D. T. Ngo, N. H. Tran, A. L. Swindlehurst, and D. H. N. Nguyen, "Supervised and semi-supervised learning for MIMO blind detection with low-resolution ADCs," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, p. 1, 2020.
- [119] L. Xu, X. Lu, S. Jin, F. Gao, and Y. Zhu, "On the uplink achievable rate of LS-MIMO system with low-resolution ADC and RF impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, pp. 502-505, Mar. 2019.
- [120] F. Mousavi and A. Tadaion, "A simple two-stage detector for LS-MIMO systems with one-bit ADCs," in *Proc. 27th Iranian Conf. Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1674-1678, Apr. 2019.
- [121] Q. Bai and J. A. Nossek, "Energy efficiency maximization for 5g multi-ång-tenna receivers," *Trans. on Emerging Telecommunications Technologies*, 2015; 26:3–14.
- [122] Y. Hu, R. Xie, J. Wu, S. Jin, and H. Li, "Channel estimation for irts-assisted mmwave LS-MIMO systems in Mixed-ADC architecture," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023 pp 99 :1-1.
- [123] Y. Chen, Y. Liu, Q. Zhang, L. Li, and X. Cao, "Channel estimation for irts-aided LS-MIMO systems with Mixed-ADC architecture," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 12, no. 5, pp. 851-855, 2023.
- [124] A. Elgabli and T. Y. Al-Naffouri, "Hybrid low-and full-resolution adcs in uplink LS-MIMO systems: Performance analysis and deep learning-based detection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 5, pp. 2877-2893, 2023.
- [125] Y. Zhao, Y. Wei, and Y.-C. Liang, "Detection of multi-user signals in LS-MIMO systems with Mixed-ADC architecture," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 22, no. 8, pp. 5004-5018, 2023.
- [126] W. Fukuda et al., "Complexity reduction for signal detection based on belief propagation in a LS-MIMO system," *2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Naha, Japan, 2013, pp. 245-250.
- [127] J. Zhang, L. Dai, Z. He, B. Ai and O. A. Dobre, "Mixed-ADC/DAC Multipair LS-MIMO Relaying Systems: Performance Analysis and Power Optimization," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 1, pp. 140-153, Jan. 2019.
- [128] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge Univ. Press, Cambridge, U.K., 1998.