

BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



VŨ ĐỨC HIỆU

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP MÃ HÓA P-LDPC NÂNG CAO
HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Hà Nội - Năm 2021

BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



VŨ ĐỨC HIỆU

NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP MÃ HÓA P-LDPC NÂNG CAO
HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MIMO CỠ LỚN

CHUYÊN NGÀNH: KỸ THUẬT VIỄN THÔNG

MÃ SỐ: 9.52.02.08

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Người hướng dẫn khoa học:

- 1. TS. NGUYỄN VĂN THỦY**
- 2. PGS.TS NGUYỄN HỒNG QUANG**

Hà Nội – Năm 2021

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan dưới đây là luận án tốt nghiệp của riêng tôi, dưới sự hướng dẫn của **TS. Nguyễn Văn Thủy** – Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông và **PGS. TS. Nguyễn Hồng Quang** – Học viện Kỹ thuật Mật mã. Tất cả những kết quả và số liệu trong luận án này là trung thực có được từ những nghiên cứu mà tôi và nhóm thực hiện trong quá trình làm luận án.

Hà Nội, ngày tháng năm 2021

Nghiên cứu sinh

Vũ Đức Hiệu

LỜI CẢM ƠN

Trước hết tôi xin chân thành cảm ơn hai thầy hướng dẫn là TS. Nguyễn Văn Thủy và PGS.TS. Nguyễn Hồng Quang đã tận tình hướng dẫn suốt quá trình tôi thực hiện đề tài nghiên cứu này. Các thầy luôn đồng hành từ quá trình tìm nguồn tài liệu, thảo luận các vấn đề nghiên cứu đến việc công bố các bài báo tại hội nghị và tạp chí. Với kiến thức chuyên sâu của mình về lĩnh vực viễn thông đặc biệt là mã hóa kênh, các thầy đã dẫn dắt tôi vượt qua những khó khăn để tiếp cận những chủ đề mới như mã hóa kênh LDPC, kênh truyền dẫn vô tuyến nhiều đầu vào nhiều đầu ra, và mới nhất là các hệ thống vô tuyến với bộ chuyển đổi tương tự số có độ phân giải thấp. Không có sự tận tình hướng dẫn của các thầy, có lẽ sẽ không có quyển luận án này.

Bên cạnh các thầy hướng dẫn chính, tôi còn nhận được rất nhiều sự giúp đỡ, tạo điều kiện của Ban lãnh đạo Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Khoa Đào tạo sau đại học – Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, và đặc biệt là PGS.TS Lê Nhật Thăng. Tôi xin bày tỏ lòng cảm ơn chân thành về sự giúp đỡ này. Tôi cũng xin cảm ơn TS. Nguyễn Ngọc Điệp giảng viên trường đại học công nghệ Sydney, Úc và TS. Nguyễn Trung Hiếu giảng viên trường đại học Đông-Nam, Na Uy đã đóng góp ý kiến khích lệ cũng như phê bình những hạn chế của từng bài báo để thầy trò chúng tôi hoàn thành những bài báo được công bố trên các hội nghị và tạp chí chuyên ngành.

Cuối cùng, tôi xin cảm ơn gia đình đã luôn sát cánh động viên và tạo điều kiện tốt nhất để tôi có thể tập trung hoàn thành nhiệm vụ nghiên cứu đã đề ra.

Hà Nội, ngày tháng năm 2021

Nghiên cứu sinh

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC	iii
DANH MỤC VIẾT TẮT	vi
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC	ix
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ.....	xiv
DANH MỤC CÁC BẢNG	xvii
LỜI MỞ ĐẦU	1
Lý do nghiên cứu.....	1
Mục đích nghiên cứu.....	3
Đối tượng và phạm vi nghiên cứu.....	3
Phương pháp nghiên cứu	4
Những đóng góp của luận án.....	5
Cấu trúc luận án.....	5
CHƯƠNG 1.....	7
TỔNG QUAN VỀ KÊNH TRUYỀN DẪN MIMO	7
VÀ MÃ PROTOGRAPH LDPC	7
1.1. Hệ thống thông tin số.....	7
1.1.1. Mã hóa nguồn	8
1.1.2. Mã hóa kênh	9
1.2. Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (Low-Density Parity Check Codes LDPC)	14
1.2.1. Mã hóa LDPC.....	16
1.2.2. Giải mã LDPC dùng giản đồ Tanner (Thuật toán tổng tích)	16
1.3. Mã Protograph LDPC.....	22
1.3.1. Cách tạo từ mã Protograph LDPC.....	22
1.3.2. Mã đọc lỗi.....	26
1.3.3. Mã không đọc lỗi.....	27

1.3.4. Hiệu năng của mã Protograph LDPC trên kênh AWGN	27
1.4. Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output)	29
1.5 Các nghiên cứu liên quan đến đề tài luận án.....	33
1.5.1 Những nghiên cứu trong nước.....	33
1.5.1.1 Tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn	33
1.5.1.2 Giải mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC):	34
1.5.2 Những nghiên cứu ngoài nước.....	35
1.5.2.1 Mã Protograph LDPC	35
1.5.2.2 Tách sóng tín hiệu MIMO	37
1.5.2.3 Bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp trong kênh MIMO cỡ lớn.....	38
1.6. Kết luận chương 1	39
CHƯƠNG 2.....	41
TÁCH SÓNG TÍN HIỆU CHO KÊNH LS-MIMO DỰA TRÊN THUẬT TOÁN LAN TRUYỀN TIN CÂY.....	41
2.1 Giới thiệu.....	41
2.2 Mô hình kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp ở phía thu	41
2.4 Thuật toán tách sóng tín hiệu dựa trên thuật toán lan truyền độ tin cậy	45
2.4.1 Cập nhật thông tin tại nút quan sát ON.....	46
2.4.2 Cập nhật thông tin ở nút ký hiệu SN.....	49
2.5 Kết quả mô phỏng	49
2.6 Kết luận chương 2	55
CHƯƠNG 3.....	56
THIẾT KẾ MÃ PROTOGRAPH LDPC CHO KÊNH LS-MIMO.....	56
3.1. Giới thiệu.....	56
3.2. Mô hình máy thu kết hợp tách sóng và giải mã LDPC dựa trên giản đồ Tanner	57
3.4. Thuật toán LS-MIMO-PEXIT.....	61
3.5. Thiết kế mã Protograph LDPC cho kênh LS-MIMO.....	66
3.6. Hiệu năng các mã Protograph LDPC đề xuất cho các kênh LS-MIMO	70
3.7. Kết luận chương 3	79
CHƯƠNG 4.....	80
PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG LS-MIMO VỚI BỘ ADC CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP	80

4.1. Giới thiệu.....	80
4.2. Mô hình kênh thông tin LS-MIMO với Bộ ADC có độ phân giải thấp.....	81
4.3. Thuật toán tách sóng và giải mã Protograph LDPC cho kênh LS-MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp.....	82
4.3.1 Thông tin truyền từ nút quan sát đến nút ký hiệu	84
4.3.2 Thông tin truyền từ nút biến đến nút kiểm tra.....	86
4.3.3 Thông tin truyền từ nút kiểm tra đến nút biến.....	88
4.3.4 Thông tin truyền từ nút ký hiệu đến nút quan sát	88
4.3.5 Thông tin hậu nghiệm của bit từ mã	88
4.4. Thuật toán tính ngưỡng giải mã cho kênh LS-MIMO với độ phân giải thấp.....	89
4.4.1 MIMO-LDPC Protograph liên hợp	89
4.4.2 Luồng thông tin tương hỗ chuyển tiếp.....	91
4.4.3 Luồng thông tin tương hỗ ngược lại.....	95
4.4.4 Thông tin tương hỗ APP	96
4.4.5 Thuật toán PEXIT đề xuất.....	96
4.5. Phân tích hiệu năng của các mã protograph LDPC phổ biến.....	100
4.6. Kết quả mô phỏng	106
4.7. Kết luận chương 4	113
KẾT LUẬN	114
Những đóng góp của luận án.....	114
Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu	115
Những hướng phát triển tiếp theo.....	115
(i) Giảm độ phức tạp của thuật toán tìm kiếm mã Protograph LDPC code.	115
(ii) Thực hiện việc thiết kế mã Protograph LDPC cho bộ chuyển đổi ADC 1-bit.....	115
(iii) Nghiên cứu thiết kế mã Protograph LDPC cho các mô hình kênh phức tạp hơn:.....	116
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ.....	117
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	118
PHỤ LỤC	127
HÀM PHÂN BỐ MẬT ĐỘ XÁC SUẤT CỦA L-value Ở ĐẦU RA CỦA BỘ TÁCH SÓNG	127

DANH MỤC VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Nghĩa tiếng Anh	Nghĩa tiếng Việt
3G	3 rd Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 3
4G	4 th Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 4
5G	5 th Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 5
6G	6 th Generation Networks	Mạng di động thế hệ thứ 6
ADC	Analog To Digital Converter	Bộ chuyển đổi tín hiệu tương tự sang số
APP	A Posterior Probability	Xác suất hậu nghiệm
AQNM	Addition Quantization Noise Model	Mô hình nhiễu lượng tử cộng
AR3A	Accumulate Repeat-3 and Accumulate	Mã tích lũy và tích lũy lặp 3
AR4JA	Accumulate - Repeat-4 - Jagged Accumulate	Mã tích lũy lặp 4 và tích lũy răng cưa
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều Gauss trắng cộng
BC	Broadcast Channel	Kênh phát quảng bá
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BI-AWGN	Binary Input AWGN	Kênh AWGN đầu vào nhị phân
BP	Belief Propagation	Truyền lan tin cậy
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Điều chế khóa dịch pha nhị phân
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
DNN	Deep Neural Networks	Các mạng nơ-ron sâu
DVB-S2	Digital Video Broadcasting – Satellite 2	Phát sóng video kỹ thuật số - Vệ tinh 2
E-LLR	Extrinsic Log Likelihood Ratio	Tỷ lệ xác suất logarit bên ngoài
FER	Frame Error Rate	Tỷ lệ lỗi khung
FIFO	First In First Out	Bộ đệm vào trước ra trước

GSM	Global System for Mobile	Hệ thống di động toàn cầu
HD	High Definition	Độ phân giải cao
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Hội Kỹ sư Điện và Điện tử
LDPC	Low Density Parity Check Code	Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp
LLR	Log Likelihood Ratio	Tỷ lệ xác suất logarit
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 bên ngoài đồ thị nhỏ cho hệ thống đa đầu vào đa đầu ra cỡ lớn
MAC	Multiple Access Channel	Kênh đa truy cập
MAP	Maximum A Posterior	Cực đại xác suất hậu nghiệm
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra
ML	Maximum Likelihood	Ước lượng hợp lý cực đại
MMSE	Minimum Mean Square Error	Lỗi bình phương trung bình tối thiểu
NCS		Nghiên Cứu Sinh
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập không trực giao
ON	Observation Node	Nút quan sát
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
PEXIT	Protograph Extrinsic Information Transfer	Truyền thông tin bên ngoài đồ thị nhỏ
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
SISO	Single Input Single Output	Hệ thống đơn đầu vào đơn đầu ra
SN	Symbol Node	Nút ký hiệu

SNR	Signal To Noise Ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu
STBC	Space Time Block Code	Mã khối không gian thời gian
TDD	Time Division Duplex	Ghép kênh phân chia theo thời gian
UL-MAC	Uplink Multiple Access Channel	Kênh đa truy cập đường lên
V-BLAST	Vertical – Bell Labs Layered Space-Time	Phân lớp không gian thời gian dọc của Bell Labs
ZF	Zero Forcing	Cưỡng bức không

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

a	Giá trị LLR bên ngoài từ nút biến đến nút kiểm tra
A_i	Tập hợp tất cả các bit trong hàng thứ i của ma trận H_c
$ A $	Định thức của ma trận A
b	Giá trị LLR bên ngoài từ nút kiểm tra đến nút biến
\mathbf{b}	Từ mã đầu vào bộ mã hóa
$\hat{\mathbf{b}}$	Từ mã thông tin giải mã ở phía thu
\mathbf{B}	Ma trận cơ sở của mã Protograph LDPC
\mathbf{B}_j	Tập hợp các bit trong cột thứ j của ma trận H_c
\mathbf{c}	Từ mã đầu ra bộ mã hóa
C	Giới hạn dung lượng kênh
$\mathcal{C}^{N \times M}$	Không gian phức 2 chiều
$CN(0,1)$	Phân bố Gauss phức với trung bình không và phương sai đơn vị
C_o	Số lượng hàm ràng buộc trong bài toán tối ưu
D	Hàm méo dạng
$e_{s,p}$	Số cạnh kết nối nút bit p đến nút kiểm tra s
E_b/N_o	Tỷ lệ năng lượng bit trên mật độ nhiễu
$E(x)$	Hàm trung bình xác suất
$\mathbf{E}(i, j)$	Thông tin bên ngoài tại nút kiểm tra
$f_c(x)$	Hàm ràng buộc trong bài toán tối ưu
F	Số ma trận kênh trong thuật toán tìm kiếm
g_{nq}^Q	Điểm giới hạn lượng tử
\mathbf{Gc}	Ma trận sinh của mã

$h(n, m)$	Hệ số kênh từ ăng-ten phát m đến ăng-ten thu n
\mathbf{H}	Ma trận kênh
\mathbf{H}^T	Ma trận chuyển vị và liên hợp phức của ma trận \mathbf{H}
$H(X)$	Hàm entropy của biến ngẫu nhiên X
\mathbf{Hc}	Ma trận kiểm tra chẵn lẻ
$I_{n_q}^Q$	Điểm xấp xỉ lượng tử
I_{APP}	Hàm thông tin tương hỗ của xác suất hậu nghiệm
$I_a[p, s]$	Thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi nút biến thứ p tới nút kiểm tra thứ s và bit mã hóa tương ứng thứ p
$I_b[s, p]$	Thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi nút kiểm tra thứ s đến nút biến thứ p và bit mã hóa tương ứng thứ p
\mathbf{I}_N	Ma trận đơn vị
$I_{iter_{max}}$	Số lượng vòng lặp tối ưu giải mã
$I_\alpha[n, m]$	Thông tin tương hỗ bên ngoài 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 .
$I_\beta[m, n]$	Tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi biến thứ m đến nút quan sát thứ n và bit mã hóa tương ứng thứ m
Im	Phần ảo của số phức
$I(X; Y)$	Hàm thông tin tương hỗ
$J(x)$	Hàm tính thông tin tương hỗ xấp xỉ
$J(x)^{-1}$	Hàm ngược tính thông tin tương hỗ xấp xỉ
Kc	Độ dài khối thông tin đầu vào bộ tạo mã
Lc	Số sử dụng kênh
L_s	Giới hạn cắt của bộ chuyển đổi tương tự số
$L(X)$	Hàm log likelihood của biến ngẫu nhiên X
M	Số ăng-ten phát

$\mathbf{M}(i, j)$	Thông tin bên ngoài tại nút bit
N	Số ăng-ten thu
N_c	Độ dài khối thông tin đầu ra bộ tạo mã
N_0	Mật độ phân bố phổ nhiễu Gauss
P	Số cột của ma trận cơ sở
$p(x)$	Hàm mật độ xác suất
Q	Độ phân giải của bộ chuyển đổi tương tự số
R	Tỉ lệ mã
$R(D)$	Hàm tỷ lệ mã nguồn với biến méo dạng D
Re	Phần thực của số phức
Ri	Giá trị Log Likelihood của nút bit i
\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
$sign$	Hàm lấy dấu
t	Chỉ số vòng lặp tách sóng
\tanh	Hàm tanh
\mathbf{x}	Véc tơ ký hiệu phía phát
\hat{x}	Ước tính mềm của ký hiệu x
X	Biến ngẫu nhiên
\hat{X}	Ước tính của một biến ngẫu nhiên
X_a	Ký hiệu mã không gian thời gian của Alamouti
\mathbf{w}	Véc tơ nhiễu Gauss trắng cộng

w_q	Nhiều lượng tử
\mathbf{y}	Vector tín hiệu đầu vào máy thu
\bar{y}	Phiên bản cắt của tín hiệu thu y
$\bar{\gamma}$	Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu trung bình
σ^2	Phương sai của biến ngẫu nhiên
Ψ	Tổng nhiễu
Γ	Giá trị LLR của xác suất hậu nghiệm
α	Giá trị LLR bên ngoài từ nút quan sát đến nút ký hiệu
β	Giá trị LLR bên ngoài từ nút ký hiệu đến nút quan sát
ε	Hệ số suy giảm của bộ tách sóng
η	Hàm mục tiêu tối ưu mã
ρ	Nghịch đảo của tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu của bộ chuyển đổi tương tự số
φ	Hệ số suy hao lượng tử trong mô hình nhiễu lượng tử cộng

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Thống kê số thuê bao di động toàn cầu [1].	1
Hình 1.1. Mô hình truyền thông tin điểm-điểm.	7
Hình 1.2. Dung lượng kênh AWGN.	12
Hình 1.3. Cấu trúc của mã Turbo với tỷ lệ mã $R = 1/3$.	13
Hình 1.4. Kết quả mô phỏng mã Turbo với các độ dài từ mã khác nhau.	14
Hình 1.5. Giản đồ Tanner.	15
Hình 1.7. Protograph của ma trận cơ sở (1.23).	23
Hình 1.8. Sao chép protograph 3 lần để có từ mã với độ dài 9.	24
Hình 1.9. Protograph sau khi đã hoán đổi kết nối của các cạnh.	24
Hình 1.10. Tỷ lệ lỗi khung (Frame Error Rate - FER) của các mã ở (1.26), (1.27), (1.28), (1.29)	29
Hình 1.11. Tỷ lệ lỗi bit (Bit Error Rate – BER) của các mã ở (1.26), (1.27), (1.28), (1.29)	29
Hình 1.12. Hệ thống truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO).	30
Hình 1.13. Dung lượng kênh MIMO.	32
Hình 2.1. Mô hình kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp.	42
Hình 2.2. Mô hình nhiễu lưỡng tử cộng (AQNM).	44
Hình 2.3. Giản đồ Tanner tách sóng tín hiệu LS-MIMO dựa trên BP	45
Hình 2.4. Biểu đồ cập nhật thông tin ở nút quan sát ON thứ n .	47
Hình 2.5. Cập nhật thông tin ở nút ký hiệu SN	48
Hình 2.6. Hiệu năng BER 10×10 LS-MIMO, 3-bit ADC, hệ số suy giảm $\varepsilon = 0,2$.	51
Hình 2.7. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×10 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$.	52
Hình 2.8. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×20 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$.	53

Hình 2.9. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×30 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$	53
Hình 2.10. Hiệu năng BER trong hệ thống LS-MIMO và số lần lặp, $\varepsilon = 0,2$.	54
Hình 2.11. Hiệu năng của BER trong hệ thống MIMO: Độ phân giải thấp và cao, $\varepsilon = 0,2$	54
Hình 3.1. Mô hình truyền dẫn MIMO sử dụng mã hóa kênh Protograph LDPC.....	57
Hình 3.2. Biểu đồ hai lớp cho tách sóng tín hiệu LS-MIMO chung và giải mã Protograph LDPC.....	60
Hình 3.3. Hàm mật độ xác suất của thông tin LLR: Mã AR3A [13], tốc độ mã hóa $R = 1/2$	65
Hình 3.4. Minh họa tác động của quy trình hai bước: ma trận cơ sở \mathbf{B} trong (3.19), tốc độ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 10×10 MIMO.	73
Hình 3.5. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 10×10 LS- MIMO.....	75
Hình 3.6. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 4800 bit, 50 lần lặp, 10×10 LS- MIMO.....	75
Hình 3.7. Hiệu năng FER: tốc độ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 100×100 LS-MIMO.....	77
Hình 3.8. Hiệu năng FER: tốc độ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 50 lần lặp, 100×100 LSMIMO.	78
Hình 3.9. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 4800 bit, 20 lần lặp, 10×10 LS- MIMO.....	79
Hình 3.10. Hiệu năng FER: cường độ khối thông tin 2400 bit, 50 lần lặp, 10×10 LS-MIMO.	79
Hình 4.1. Mô hình kênh truyền thông mã hóa LS-MIMO.	81
Hình 4.2. Sơ đồ hai lớp của bộ thu giải mã và tách sóng kết hợp.	83
Hình 4.3. Hình Pdf của giá trị L ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, ADC 5-bit, 10 lần lặp, tốc độ mã $R = 12$, chiều dài: 9600 bit.	87

Hình 4.4. Protograph MIMO-LDPC liên hợp.	90
Hình 4.5. So sánh BER: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.....	107
Hình 4.6. So sánh BER: MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.....	108
Hình 4.7. Hiệu năng BER và ADC Σ -Bit: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.	109
Hình 4.8. Hiệu năng BER và ADC Σ -Bit: MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.	110
Hình 4.9. BER và tốc độ mã: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2 - 9/10$, chiều dài khối 9600 bit.	111
Hình 4.10. BER và các lần lặp: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 - 50 lần lặp, tốc độ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.....	112
Hình 4.11. BER và Cấu hình MIMO: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tốc độ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.....	112
Hình 4.12. BER và chiều dài khối: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 120 bit - 9600 bit.	113
Hình 4.13. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.	127
Hình 4.14. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 20×20 , 10 lần lặp, tốc độ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit....	128
Hình 4.15. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 30×30 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit.....	129
Hình 4.16. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit.	129

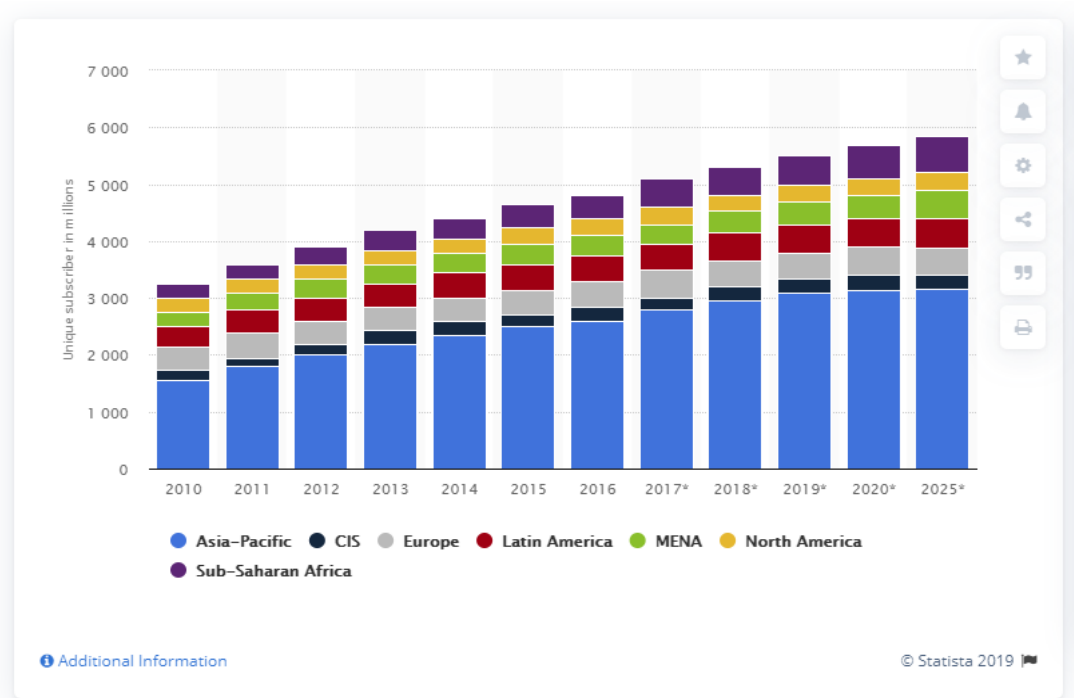
DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1.1. Bảng mã hóa kiểm tra chẵn $C(3,2)$	10
Bảng 2.1 Các tham số mô phỏng	50
Bảng 3.1 Các tham số mô phỏng	70
Bảng 3.2. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 10×10 MIMO kênh, 20 lần lặp.	73
Bảng 3.3. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 10×10 MIMO kênh, 50 lần lặp.	73
Bảng 3.4. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 20 lần lặp) cho các cấu hình LS-MIMO khác nhau.	76
Bảng 3.5. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 50 lần lặp cho các cấu hình LS-MIMO khác nhau.	76
Bảng 4.1. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB): MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã là 1/2.	101
Bảng 4.2. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB): MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã là 1/2.....	102
Bảng 4.3. Mối quan hệ giữa Q và φ	103
Bảng 4.4. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB): Cấu hình MIMO 10×10 , mã AR3A với tỷ lệ mã là 1 / 2, 10 - 50 lần lặp.....	103
Bảng 4.5. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB): Mã AR3A, tỷ lệ mã 1/2, 10 lần lặp, cấu hình LS-MIMO $10 \times 10 - 10 \times 80$	105
Bảng 4.6. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB): Mã AR3A, LS-MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ từ mã 1/2 đến 9/10.....	105
Bảng 4.7 Các tham số mô phỏng	106

LỜI MỞ ĐẦU

Lý do nghiên cứu

Công nghệ viễn thông (đặc biệt thông tin vô tuyến di động) đã và đang đóng vai trò quan trọng trong đời sống xã hội. Công nghệ thông tin đã và đang làm thay đổi cách con người giao tiếp và tương tác với nhau trong xã hội, ví dụ như cách vận hành và quản lý nhà nước, cách tiếp cận khách hàng (hình thức kinh doanh). Theo số liệu thống kê hiện trên thế giới có khoảng 5 tỷ thuê bao di động và số thuê bao ước tính đến năm 2025 là khoảng 6 tỷ [1]. Trong đó, số thuê bao di động ở khu vực Châu Á - Thái Bình Dương chiếm tỷ trọng lớn nhất (Biểu đồ dưới đây).



Thống kê số thuê bao di động toàn cầu [1].

Các dịch vụ mà mạng thông tin vô tuyến di động cung cấp cũng thay đổi đáng kể trong vòng 15 năm qua. Nếu như các mạng di động thế hệ thứ 2 - 2G dùng công nghệ GSM - được triển khai đầu tiên ở Phần Lan vào năm 1991 cung cấp chủ yếu

dịch vụ thoại, thì đến nay (11/2019) dịch vụ dữ liệu di động mới là dịch vụ chủ chốt và mang lại phần lớn doanh thu cho các nhà mạng 4G hiện nay.

Xu hướng sắp tới của mạng thông tin vô tuyến di động đó là: các kết nối vô tuyến không chỉ phục vụ giữa con người với con người mà còn kết nối giữa con người và thiết bị, kết nối thiết bị với thiết bị. Mạng thông tin vô tuyến di động sẽ hướng đến kết nối bất kỳ thực thể nào miễn là những thực thể đó có thể chuyển mạch trạng thái thông qua thiết bị điện tử (Internet of Things).

Với xu hướng phát triển của mạng viễn thông như đã nói ở trên, nhu cầu về tốc độ truyền dẫn sẽ không ngừng gia tăng để đáp ứng các dịch vụ thời gian thực và dịch vụ yêu cầu băng thông cao trong mạng vô tuyến di động.

Hiện nay, mạng 5G vẫn đang trong giai đoạn đầu thử nghiệm và triển khai [2] nhưng cộng đồng nghiên cứu đã đưa ra tầm nhìn cho việc phát triển công nghệ tiếp theo của mạng vô tuyến không dây - mạng 6G - với nhiều đề xuất về công nghệ lõi cho giao diện vô tuyến, yêu cầu về chất lượng dịch vụ, cấu hình mạng lưới, v.v. [3].

Nếu tốc độ truyền dẫn tối đa của 4G là 100Mbps, thì người ta đang kỳ vọng tốc độ tối đa của 5G lên đến 20 Gb/s và lớn hơn 1 Tb/s đối với mạng 6G [3]. Bên cạnh đó, trễ xử lý tín hiệu (latency) cũng đặt ra yêu cầu khắt khe hơn đối với mạng vô tuyến di động trong tương lai. Ví dụ như mạng 4G yêu cầu độ trễ xử lý 10 ms thì mạng 5G yêu cầu độ trễ xử lý giảm xuống còn 1 ms. Đặc biệt, mạng 6G yêu cầu độ trễ ở mức 10-100 μ s [3].

Những yêu cầu về tốc độ và độ trễ xử lý kéo theo sự thay đổi lớn ở giao diện vô tuyến của mạng không dây thế hệ mới. Nếu như công nghệ đa đầu vào đa đầu ra (MIMO) và mã sửa lỗi kênh Turbo được đề xuất sử dụng trong mạng 4G thì hệ thống MIMO cỡ lớn (Massive/Large-Scale MIMO – với số ăng-ten lên đến hàng trăm [3]) và mã LDPC/ Polar Codes được đề xuất cho mạng 5G. Đối với mạng 6G, công nghệ đa đầu vào đa đầu ra vẫn tiếp tục là một trong những công nghệ lõi và người ta đề xuất sử dụng hệ thống MIMO cực lớn (“super-massive MIMO) để có thể cung cấp tốc độ truyền dẫn lên đến Tb/s [3].

Những thay đổi mới về công nghệ vô tuyến như đã nói ở trên đòi hỏi phải có *những nghiên cứu đề xuất những thuật toán mới cũng như để cải tiến các thuật toán xử lý tín hiệu hiện tại sao cho việc truyền dẫn trên kênh vô tuyến được hiệu quả - tiết kiệm năng lượng pin hoặc tăng dung lượng kênh. Tuy vậy, các nghiên cứu về việc kết hợp giữa mã Protograph LDPC với kênh MIMO cỡ lớn sử dụng bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp chưa được các nhà nghiên cứu trong nước và thế giới thực hiện. Vì vậy, NCS lựa chọn chủ đề này làm nghiên cứu trong luận án của mình.*

Mục đích nghiên cứu

Mục đích nghiên cứu của luận án này là:

1. Tìm giải pháp tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn có độ phức tạp thấp và hoạt động của thuật toán hiệu quả khi kết hợp với mã Protograph LDPC. Việc lựa chọn mã Protograph LDPC trong luận án này vì đây là họ mã con của mã LDPC có hiệu năng tiệm cận với dung lượng của Shannon và độ phức tạp của việc thiết kế và tạo mã đơn giản hơn. Loại mã này đã được đề xuất sử dụng trong các hệ thống vô tuyến thực tế.

2. Thiết lập quy trình thiết kế mã protograph LDPC cho kênh MIMO cỡ lớn.

3. Đánh giá và phân tích hiệu năng của hệ thống MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi tương tự số (ADC) có độ phân giải thấp. Những kết quả nghiên cứu ở phần này có ý nghĩa thực tiễn vì khi số lượng ăng-ten thu tăng cao thì năng lượng tiêu thụ của khối cao tần của máy thu tỷ lệ với độ phân giải của bộ ADC. Tuy vậy, khi giảm độ phân giải để cắt giảm tiêu thụ năng lượng ở khối cao tần thì méo dạng tín hiệu của bộ ADC lại gây ảnh hưởng đến hiệu năng của các thuật toán xử lý ở băng tần gốc. Hơn nữa, số lượng ăng-ten tăng cao cũng làm cho những thuật toán tách sóng tín hiệu cho hệ thống MIMO thông thường trở nên không còn phù hợp do độ phức tạp tăng cao.

Phạm vi nghiên cứu

Luận án nghiên cứu mô hình kênh truyền dẫn MIMO cỡ lớn điểm – điểm sử dụng mô hình kênh thống kê (Kênh pha đỉnh Rayleigh) giúp cho việc xây dựng các

biểu thức toán học được thuận lợi để từ đó có những phân tích lý thuyết chặt chẽ. Trong nội dung luận án này, số lượng ăng-ten trong các thí nghiệm từ 10 đến 100. Tuy vậy, các kết quả nghiên cứu trong luận án này hoàn toàn có thể áp dụng trực cho các cấu hình MIMO khác nhau với số lượng ăng-ten tùy ý và đủ lớn. Bên cạnh đó, khối điều chế tín hiệu sẽ chỉ sử dụng phương thức điều chế khóa nhị nhân (BPSK) để thuận tiện trong việc xây dựng các biểu thức toán học trong các thuật toán của luận án. Việc mở rộng lên các phương thức điều chế bậc cao không được đề cập trong luận án này vì đó là chủ đề phức tạp cần được thực hiện ở một nghiên cứu độc lập khác.

Đối tượng nghiên cứu:

Luận án tập trung nghiên cứu ba công nghệ lõi đó là: Hệ thống truyền dẫn MIMO cỡ lớn với số lượng ăng ten phát và ăng ten thu từ 10 đến 100 ăng ten, với phương thức điều chế BPSK; hệ thống sử dụng các bộ chuyển đổi ADC có phân giải thấp từ 2 đến 5 bit; và đặc biệt là nghiên cứu thiết kế mã hóa tiệm cận dung lượng kênh P-LDPC, đây là tập con của mã hóa kênh LDPC nhằm tăng hiệu năng cho hệ thống MIMO cỡ lớn.

Phương pháp nghiên cứu

- Thiết lập mô hình toán học: Để có được một giải pháp xử lý tín hiệu tổng quát, những nghiên cứu trong luận án sử dụng phương pháp mô hình hóa các thành phần trên tuyến truyền dẫn bằng các mô hình toán học thống kê. Cụ thể: Mô hình quá trình biến đổi hệ số/độ lợi kênh truyền bằng một biến ngẫu nhiên theo phân bố Rayleigh. Nhiễu đầu vào tại máy thu do hệ số nhiệt của các linh kiện điện tử bằng nhiễu Gauss trắng cộng. Tổng nhiễu của các luồng tín hiệu được mô hình bằng nhiễu Gauss trắng cộng dựa trên định luật số lớn trong thống kê. Ảnh hưởng của quá trình lượng tử cũng được mô hình hóa bằng hệ số suy giảm tín hiệu và nhiễu cộng. Tất cả những mô hình toán học đó đã được áp dụng trong các nghiên cứu của những nhà khoa học trên thế giới khi nghiên cứu các giải pháp xử lý tín hiệu lớp vật lý của giao diện vô tuyến.
- Mô phỏng máy tính để kiểm nghiệm các kết quả phân tích toán học: Các mô

phòng máy tính được thực hiện để kiểm định lại những phân tích lý thuyết.

Những đóng góp của luận án

- Xây dựng bộ tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp. Kết quả nghiên cứu đã được công bố tại [CT1] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả** và được trình bày ở Chương 2.
- Xây dựng giản đồ Tanner kép để mô hình hóa sự tương tác giữa thông tin của bộ tách sóng MIMO và thông tin của bộ giải mã LDPC. Từ đó tìm kiếm cấu trúc mã protograph LDPC tốt nhất cho mỗi cấu hình MIMO được đề xuất. Đóng góp này của NCS được công bố tại [CT3] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả** và được trình bày ở Chương 3.
- Thiết kế lại thuật toán xử lý tín hiệu trên giản đồ Tanner kép ở Chương 3 cho trường hợp kênh MIMO với bộ ADC độ phân giải thấp. Thuật toán mới giúp đánh giá hiệu năng các họ mã protograph LDPC khác nhau trong hệ thống Massive-MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp. Kết quả nghiên cứu đã được công bố tại [CT2] và [CT4] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả** và được trình bày ở Chương 4.

Cấu trúc luận án

Nội dung luận án bao gồm phần mở đầu, 4 chương và kết luận được bố cục như sau:

- **Chương 1:** Trình bày tổng quan về mô hình thông tin số, mô hình kênh MIMO và mã tiệm cận dung lượng Protograph LDPC.
- **Chương 2:** Trình bày thuật toán tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn dựa trên giản đồ Tanner và truyền lan độ tin cậy.
- **Chương 3:** Trình bày quy trình thiết kế mã Protograph LDPC cho kênh MIMO cỡ lớn dùng giản đồ Tanner kép.
- **Chương 4:** Trình bày quy trình đánh giá hiệu năng của hệ thống thông tin MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp.

- **Phần kết luận:** Tổng kết lại những đóng góp của luận án cũng như hướng phát triển tiếp theo của đề tài truyền dẫn MIMO cỡ lớn với bộ ADC có độ phân giải thấp.

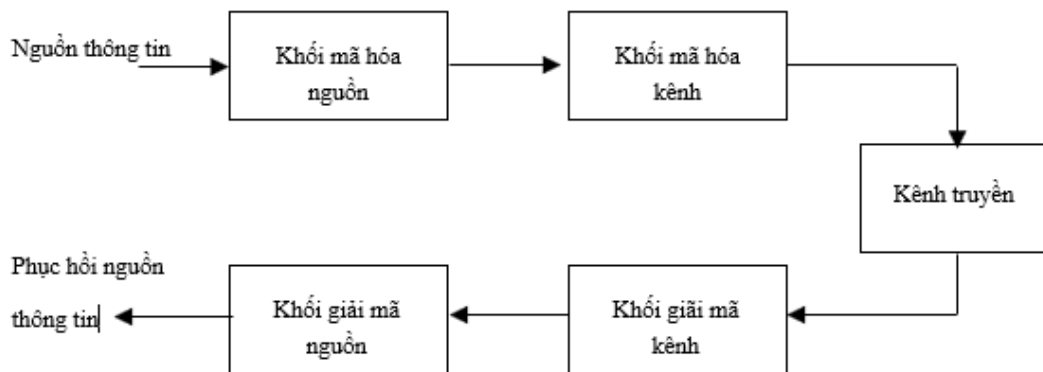
CHƯƠNG 1

TỔNG QUAN VỀ KÊNH TRUYỀN DẪN MIMO VÀ MÃ PROTOGRAPH LDPC

1.1. Hệ thống thông tin số

Luận án này tập trung nghiên cứu mô hình thông tin kết nối điểm-điểm. Những kết quả nghiên cứu cho kết nối điểm-điểm sẽ là nền móng để mở rộng cho các cấu hình kết nối khác trong mạng thông tin di động bao gồm: đa điểm-điểm (Multiple Access Channel - MAC) cũng như cấu hình phát quang bá điểm- đa điểm (Broadcast Channel-BC).

Mô hình hệ thống thông tin điểm-điểm được trình bày ở Hình 1.1. Mô hình truyền dẫn này được xây dựng dựa trên định lý của Shannon (Shannon's separation theorem). Lý thuyết này nói rằng chúng ta hoàn toàn có thể tối ưu hệ thống truyền dẫn điểm - điểm bằng cách thiết kế hệ thống mã hóa/giải mã nguồn và mã hóa kênh/giải mã kênh độc lập [4].



Hình 1.1. Mô hình truyền thông tin điểm-điểm.

Đây là mô hình truyền thông điểm-điểm được sử dụng rộng rãi ở hầu hết các hệ thống thông tin số như các hệ thống chuyển tiếp vi-ba đến mạng thông tin di động (Mobile Network 2G) cũng như thông tin vệ tinh. Như đã trình bày ở Hình 1.1, phía phát

thường có 2 khối xử lý tín hiệu chính đó là khối xử lý mã hóa/giải mã nguồn (Source Encoder/Decoder) và khối xử lý mã hóa/giải mã kênh (Channel Encoder/Decoder).

1.1.1. Mã hóa nguồn

Khối chức năng mã hóa nguồn dùng để loại bỏ những thông tin dư thừa trong nguồn tín hiệu càng nhiều càng tốt để tiết kiệm băng thông truyền dẫn của kênh truyền dẫn để tăng hiệu quả sử dụng kênh. Ví dụ như một nguồn video gốc theo chuẩn HD có thể có dung lượng lên đến GB/s, nhưng nếu chúng ta sử dụng bộ mã hóa nguồn tín hiệu video thì có thể nén dung lượng video xuống vài trăm thậm chí vài chục Mb/s. Lý do là bộ xử lý tín hiệu mã hóa nguồn đã loại bỏ thông tin dư thừa theo thời gian và không gian để từ đó loại bỏ những thông tin dư thừa trên các khung hình của luồng video.

Câu hỏi đặt ra là cần ít nhất bao nhiêu bit để mã hóa một mẫu nguồn tín hiệu để đảm bảo rằng phía thu có thể khôi phục lại thông tin của phía phát? Shannon đã dùng lý thuyết thông tin để trả lời câu hỏi đó.

Đối với nguồn thông tin rời rạc cả về thời gian và biên độ (ví dụ như số liệu từ các thiết bị số), tốc độ mã hóa nguồn tối thiểu được tính như sau [5]

$$R \geq H(X) [\text{bits / sample}], \quad (1.1)$$

trong đó, $H(X)$ là hàm entropy của nguồn tín hiệu X (là một đại lượng ngẫu nhiên).

Đối với nguồn thông tin rời rạc theo thời gian nhưng biên độ là một đại lượng liên tục (ví dụ như tín hiệu thoại được lấy mẫu), tốc độ mã hóa nguồn tối thiểu được tính như sau [5]

$$R \geq \min_{p(\hat{x}|x): E(d(X, \hat{X})) \leq D} I(X; \hat{X}) [\text{bits / sample}], \quad (1.2)$$

trong đó $I(X, \hat{X})$ là lượng tin tương hỗ trung bình giữa X và \hat{X} (mẫu tín hiệu khôi phục tại phía thu). Đối với nguồn tín hiệu có biên độ liên tục, chúng ta phải định nghĩa một hàm méo dạng tín hiệu $d(x, y)$. $E(X)$ là toán tử trung bình thống kê.

Nếu nguồn tín hiệu là một biến ngẫu nhiên liên tục Gauss với phương sai là σ^2 và hàm méo dạng tín hiệu là $d(x, y) = (x - y)^2$ (sai số bình phương). Tỷ lệ mã hóa tối thiểu được tính như sau

$$R(D) = \begin{cases} \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\sigma^2}{D} \right), & 0 \leq D \leq \sigma^2 \\ 0, & D > \sigma^2 \end{cases} \quad (1.3)$$

Tốc độ mã hóa nguồn ở (1.1) và (1.2) có thể đạt được bằng kỹ thuật mã hóa trên vector với độ dài vô hạn (vector quantization).

Luận án này không tập trung nghiên cứu các thuật toán mã hóa nguồn (tín hiệu thoại hoặc nén ảnh). Nhưng việc các bộ chuyển đổi tương tự số (ADC) với độ phân giải thấp được đề xuất sử dụng trong các hệ thống vô tuyến đa đầu vào đa đầu ra cỡ lớn (Large-scale multiple input multiple output - LS-MIMO) thì định lý mã hóa nguồn của Shannon ở Biểu thức (1.2) và (1.3) có mối liên hệ chặt chẽ. Cụ thể, nếu chúng ta dùng các bộ ADC với độ phân giải thấp, nghĩa là số bit để biểu diễn tín hiệu thu là ít sẽ dẫn đến mức nhiễu/méo biên độ tín hiệu gây ra trong quá trình chuyển đổi sẽ lớn và sẽ làm ảnh hưởng đến hiệu năng của máy thu. Hơn nữa, biên độ tín hiệu của từng mẫu tín hiệu thu mang theo một nguồn thông tin độc lập. Chính vì vậy các bộ chuyển đổi tương tự số trong luận án áp dụng cho từng mẫu tín hiệu thu chứ không phải là một vector tín hiệu thu. Cụ thể về bộ chuyển đổi ADC trong hệ thống MIMO cỡ lớn sẽ được trình bày chi tiết ở Chương 2.

1.1.2. Mã hóa kênh

Đối với bất kỳ một kênh truyền dẫn nào, tín hiệu thu sẽ bị ảnh hưởng bởi nhiễu trên đường truyền. Tùy vào độ lớn của nhiễu mà chúng ta có thể thu được bit tín hiệu ngược hoàn toàn với tín hiệu phát (phát bit 0, thu bit 1 và ngược lại). Để giảm hoặc loại bỏ ảnh hưởng của nhiễu trên kênh truyền dẫn, chúng ta phải sử dụng một khối chức năng ở phía phát đó là bộ mã hóa kênh ở phía máy phát và bộ giải mã hóa kênh ở phía thu như biểu diễn ở Hình 1.1.

Ý tưởng chung của một bộ mã hóa kênh đó là bên cạnh việc truyền thông tin nguồn đi (information), chúng ta phải truyền thêm một số bit dư thừa giúp phía thu phát hiện hoặc/và sửa lỗi gây ra bởi nhiễu của kênh truyền dẫn. Tỷ lệ giữa số bit thông tin trên tổng số bit được phát đi được gọi là tỷ lệ mã hóa

$$R = \frac{Kc}{Nc} \quad (1.4)$$

Trong đó, Kc là số bit thông tin đầu vào bộ mã hóa, Nc là số bit của từ mã ở đầu ra bộ mã hóa (thường gọi là độ dài từ mã).

Mã chẵn lẻ $C(3,2)$ (chẵn, $Kc = 2$, $Nc = 3$) là một ví dụ đơn giản nhất của việc mã hóa kênh với tỷ lệ mã $R = 2 / 3$. Cứ 2 bit thông tin nguồn được truyền đi, người ta sẽ truyền thêm một bit dư thừa để đảm bảo rằng tổng số bit 1 trong bất kỳ từ mã nào trong họ mã $C(3,2)$ luôn là một số chẵn như ở bảng dưới đây.

Bảng 1.1. Bảng mã hóa kiểm tra chẵn $C(3,2)$.

Bit thông tin ($Kc = 2$)	Từ mã ($Nc = 3$)
00	00 0
01	01 1
10	10 1
11	11 0

Giả sử ở bên phát truyền đi từ mã (codeword) 011 và do nhiễu trên đường truyền làm đảo giá trị của bit thứ nhất từ 0 thành 1. Như vậy, máy thu sẽ nhận được từ mã 111 chứ không phải từ mã 011. Lúc này, số số 1 trong từ mã thu là 3 và là một số lẻ - không đúng với quy tắc mã hóa kênh. Hay nói khác đi, từ mã thu được không thuộc tập các từ mã hợp lệ của mã $C(3,2)$, do đó phía thu biết có lỗi xảy ra trên đường truyền từ phía phát đến phía thu.

Mã chẵn lẻ $C(3,2)$ ở trên chỉ có thể phát hiện được một bit lỗi mà thôi. Nếu nhiều trên kênh truyền làm đảo giá trị của 2 bit trong từ mã phát thì mã này không có khả năng phát hiện ra lỗi trong từ mã nhận được. Ví dụ phía phát gửi đi từ mã 011 và nhiều trên kênh truyền làm đảo giá trị của bit số 1 và bit số 2 nên phía thu nhận được từ mã 101. Từ mã nhận được có tổng số bit 1 là một số chẵn và đây là một từ mã hợp lệ trong họ mã $C(3,2)$. Nên máy thu không thể phát hiện được sai lỗi ở từ mã thu được. Mã $C(3,2)$ cũng không có khả năng sửa lỗi bởi tỷ lệ mã hóa cao và độ dài từ mã quá ngắn (độ dài 3 bit).

Cũng giống như trong trường hợp của mã hóa nguồn, đối với mã hóa kênh câu hỏi đặt ra là với một mức nhiễu của kênh cụ thể, chúng ta nên thực hiện mã hóa ở tỷ lệ nào để máy thu có thể phát hiện và sửa được lỗi xảy ra trên đường truyền?

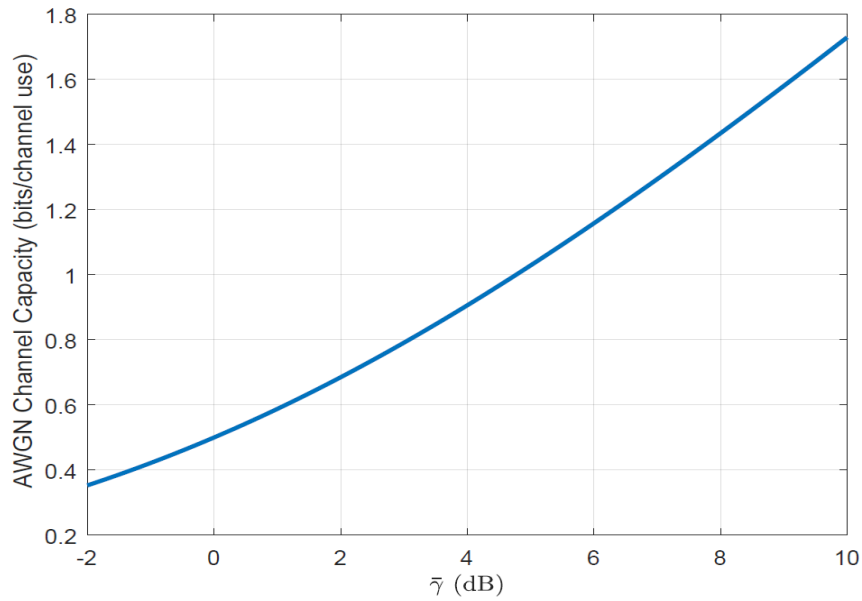
Định lý mã hóa kênh của Shannon chỉ ra rằng phía thu hoàn toàn có thể sửa được lỗi xảy ra trên đường truyền nếu như tỷ lệ mã hóa kênh nhỏ hơn thông tin tương hỗ (Mutual Information) tối đa của kênh – được gọi là dung lượng kênh truyền (channel capacity - C). Cụ thể

$$R \leq \max_{p(x)} I(X; Y) \text{ [bits / sample use]} \quad (1.5)$$

Trong đó $I(X; Y)$ là thông tin tương hỗ giữa đầu ra và đầu vào của kênh, $p(x)$ là hàm phân bố mật độ xác suất của tín hiệu đầu vào của kênh. Đối với kênh nhiễu trắng Gauss cộng (AWGN), dung lượng kênh (vế phải trong Công thức 1.5) được tính như sau:

$$C = \frac{1}{2} \log_2(1 + \bar{\gamma}) \text{ [bits / channel use]} \quad (1.6)$$

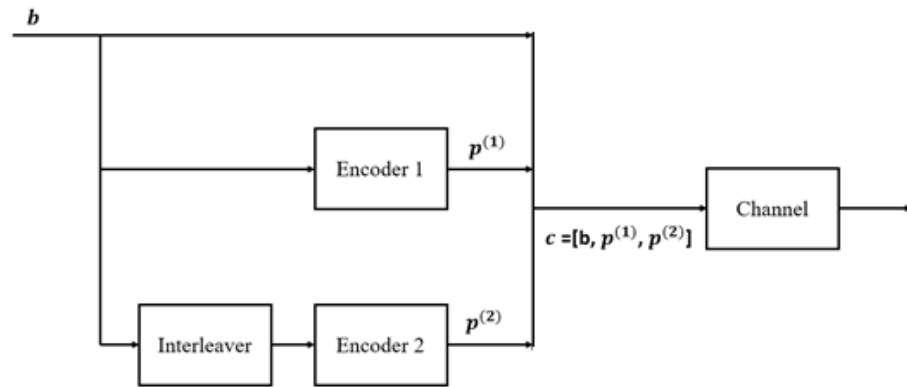
trong đó $\bar{\gamma}$ là tỷ số tín hiệu trên nhiễu của kênh.



Hình 1.2. Dung lượng kênh AWGN.

Mặc dù, định lý về mã hóa kênh của Shannon chỉ ra giới hạn truyền dẫn của một kênh thông tin có nhiễu. Nhưng ở công trình nghiên cứu năm 1948 của mình [4], Shannon không chỉ ra bằng cách nào để có thể tiệm cận đến giới hạn dung lượng kênh (capacity limit hoặc Shannon limit).

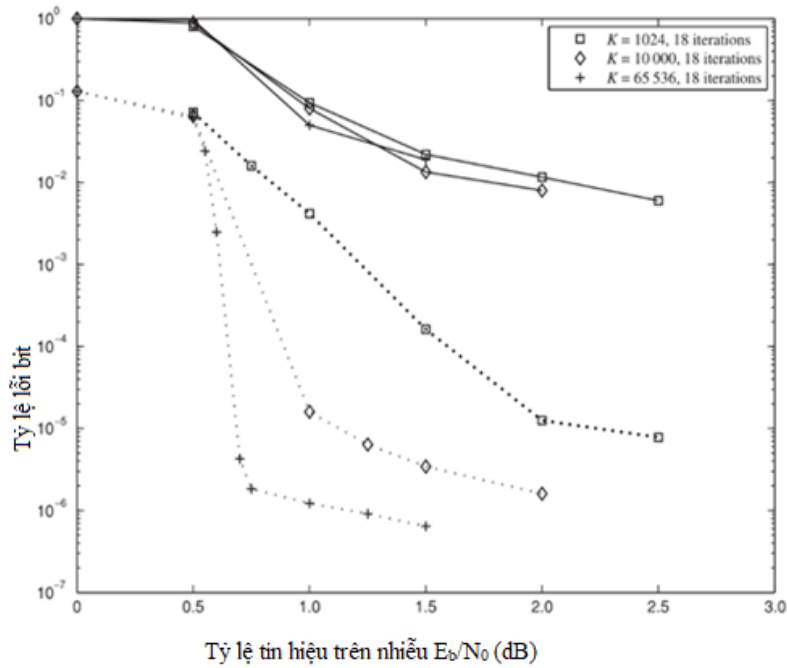
Giới hạn dung lượng kênh của Shannon được sử dụng như đích đến cho những nghiên cứu về mã hóa kênh trong thông tin số những thập kỷ qua. Sau định lý dung lượng kênh rất nhiều loại mã hoá kênh ra đời như mã Hamming, mã xoắn, vv. Tất cả các mã đó đều có hiệu năng cách xa giới hạn dung lượng kênh được thiết lập bởi Shannon. Phải đến năm 1993 (hơn 40 năm sau định lý dung lượng kênh của Shannon được công bố), mã Turbo được công bố tại hội nghị ICC'93 [6] và đây là mã hóa kênh đầu tiên đã tiệm cận đến giới hạn mà Shannon tìm ra. Cấu trúc của mã Turbo được trình bày ở Hình 1.3 dưới đây.



Hình 1.3. Cấu trúc của mã Turbo với tỷ lệ mã $R = \frac{1}{3}$.

Mã Turbo được hình thành bằng cách dùng hai bộ mã hóa thành phần (có thể là mã khối hoặc mã xoắn và thường có cấu trúc mã giống hệt nhau) để tạo ra hai luồng bit kiểm tra chẵn lẻ khác nhau. Luồng bit thông tin \mathbf{b} được gửi trực tiếp đến đầu ra của bộ mã hóa cũng như gửi đến hai bộ mã hóa thành phần. Trước bộ mã hóa thành phần thứ 2 là bộ interleaver (bộ hoán đổi vị trí) để đảo trật tự thông tin đầu vào với mục đích là tạo ra luồng bit kiểm tra chẵn lẻ ($\mathbf{p}^{(2)}$) khác hoàn toàn với luồng bit kiểm tra chẵn lẻ ($\mathbf{p}^{(1)}$) mặc dù luồng thông tin đầu vào và cấu trúc mã thành phần giống hệt nhau. Cấu trúc mã Turbo như Hình 1.3 có tỷ lệ mã hóa là $\frac{1}{3}$.

Kết quả mô phỏng hiệu năng của mã Turbo ở Hình 1.3 được trình bày ở Hình 1.4 cho thấy: Khi độ dài của khối thông tin đầu vào $Kc = 65536$ bits và với 18 vòng lặp, mã Turbo đạt được $BER = 10^{-5}$ ở mức tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (E_b / N_0) là 0,7dB - giới hạn Shannon là 0 dB [6]. Nhờ khả năng sửa lỗi tốt, mã Turbo đã được đề xuất đưa vào sử dụng trong các hệ thống thực tế, ví dụ như mạng di động 4G [3].



Hình 1.4. Kết quả mô phỏng mã Turbo với các độ dài từ mã khác nhau.

Tuy nhiên, quan sát thấy đường tỷ lệ lỗi bit (Bit Error Rate – BER) với độ dài từ mã 65536 bits của mã Turbo ta thấy có hai vùng: vùng thác lỗi (waterfall) và vùng sàn lỗi (error-floor).

- Vùng thác lỗi là khu vực mà một thay đổi rất nhỏ ở chất lượng kênh (tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu E_b/N_0 tăng từ 0,5dB đến 0,7dB) sẽ giảm tỷ lệ lỗi xuống rất thấp - độ dốc của đường hiệu năng BER lớn gần như một đường thẳng đứng như thác nước (waterfall).
- Ngược lại, ở vùng sàn lỗi thì mặc dù chúng ta thay đổi lớn ở chất lượng kênh truyền (tăng công suất phát) nhưng tỷ lệ lỗi giảm đi không đáng kể - khoảng E_b/N_0 từ 0,7dB đến 1dB.

1.2. Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (Low-Density Parity Check Codes LDPC)

Sự ra đời của mã Turbo - mã có hiệu năng tiệm cận với giới hạn Shannon - đánh thức giới nghiên cứu mã hoá kênh về việc xem xét lại họ mã kiểm tra chẵn lẻ

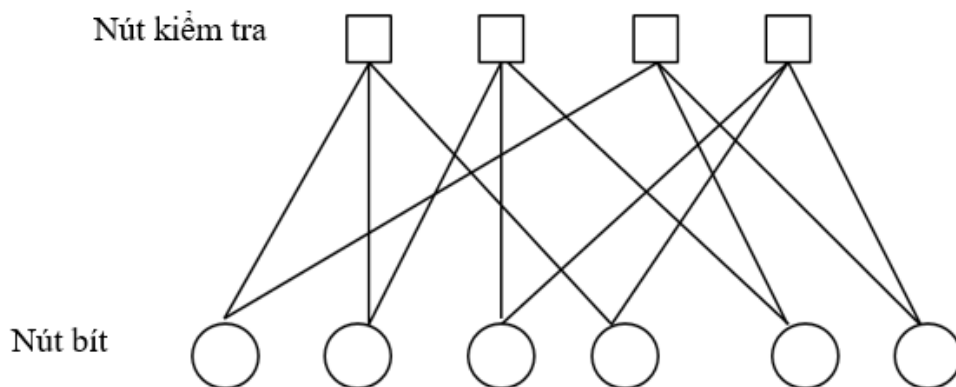
có mật độ thấp đã được nghiên cứu trước đó bởi R. Gallager vào năm 1962 trong luận án nghiên cứu sinh của mình [7].

Mã LDPC của Gallager thực chất là một mã khối (block code) mà ma trận kiểm tra chẵn lẻ \mathbf{H}_c của nó có mật độ số 1 rất thấp (low-density). Mật độ số 1 thấp giúp giảm độ phức tạp của thuật toán giải mã vòng lặp (iterative decoding algorithm). Ma trận kiểm tra chẵn lẻ \mathbf{H}_c ở (1.7) dưới đây là ví dụ cho một mã LDPC có độ dài từ mã là 6 bit (Số cột của ma trận \mathbf{H}_c) và có số phương trình kiểm tra chẵn lẻ là 4 (số hàng của ma trận \mathbf{H}_c).

$$\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Ngoài việc có mật độ số 1 trong ma trận chẵn lẻ thấp thì mã LDPC không khác gì các mã khối tuyến tính khác như mã Hamming.

Ma trận \mathbf{H}_c có kích thước $(N_c - K_c)$ hàng tương đương với số phương trình kiểm tra chẵn lẻ (check nodes trên giản đồ Tanner) và có N_c cột tương đương với số bit trong từ mã (bit nodes trên giản đồ Tanner). Ma trận \mathbf{H}_c này có thể biểu diễn bằng biểu đồ Tanner như Hình 1.5.



Hình 1.5. Giản đồ Tanner của mã LDPC.

Giản đồ Tanner ở Hình 1.5 có hai loại nút (node): nút bit (bit node) và nút kiểm tra (check node) và các cạnh nối các nút với nhau. Phần tử ở hàng i và cột j của ma trận \mathbf{H}_c có giá trị là 1 sẽ tương ứng với nút kiểm tra i được nối với nút bit j trên giản đồ Tanner. Giản đồ Tanner này được sử dụng để xây dựng bộ giải mã LDPC dựa trên thuật toán truyền lan độ tin cậy – đó là thông tin mềm về các bit mã được truyền qua lại giữa nút bit và nút kiểm tra.

Ý nghĩa của ma trận kiểm tra chẵn lẻ \mathbf{H}_c là, nếu từ mã thu được \mathbf{c} (dạng véc-tơ hàng) được gọi là từ mã hợp lệ nếu và chỉ nếu

$$\mathbf{H}_c \mathbf{c}^T = \mathbf{0} \quad (1.8)$$

Trong đó: $\mathbf{0}$ là véc-tơ với tất cả các phần tử bằng 0.

1.2.1. Mã hóa LDPC

Các bit thông tin được ký hiệu b_1, b_2, \dots, b_{K_c} được viết dưới dạng véc-tơ hàng $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_{K_c}]$ được mã hóa bởi một ma trận sinh (generation matrix) \mathbf{G}_c để tạo ra từ mã \mathbf{c} như sau:

$$\mathbf{c} = \mathbf{b} \mathbf{G}_c \quad (1.9)$$

Phần tử (i,j) của ma trận sinh \mathbf{G}_c có giá trị là 1 nếu như bit thông tin b_i tham gia vào việc tạo ra bit mã c_j . Mối quan hệ giữa ma trận sinh \mathbf{G}_c và ma trận kiểm tra chẵn lẻ \mathbf{H}_c như sau:

$$\mathbf{G}_c \mathbf{H}_c^T = \mathbf{0} \quad (1.10)$$

1.2.2. Giải mã LDPC dùng giản đồ Tanner (Thuật toán tổng tích)

Phần này sẽ trình bày thuật toán giải mã LDPC theo thuật toán tổng-tích (Sum-product). Đây là một thuật toán truyền thông tin quyết định mềm sử dụng giản đồ Tanner [8]. Nó tương tự như thuật toán lật bit (bit-flipping) nhưng các thông báo đại diện cho từng quyết định (bit giá trị là 1 hoặc 0) bây giờ là xác suất. Trong khi giải mã lật bit chấp nhận một quyết định cứng ban đầu trên các bit nhận được làm đầu

vào, thuật toán tổng-tích là một thuật toán quyết định mềm chấp nhận xác suất cho mỗi bit nhận được ở đầu vào. Kênh đầu vào, hoặc xác suất bit nhận được còn được gọi là xác suất tiên nghiệm cho các bit nhận được, vì chúng đã được biết trước khi bộ giải mã LDPC được vận hành.

Đối với bộ giải mã tổng tích, thông tin bên ngoài được truyền giữa các nút cũng được cho dưới dạng xác suất chứ không phải là các quyết định cứng. Thông điệp bên ngoài $E_{j,i}$ từ nút kiểm tra j đến nút bit thứ i mà nó được kết nối là nút kiểm tra của j về xác suất $c_i = 1$, dựa trên thông tin có sẵn tại nút kiểm tra j . Tức là, $E_{j,i}$ cho xác suất $c_i = 1$ sẽ làm cho phương trình kiểm tra chẵn lẻ j được thỏa mãn. Lưu ý rằng $E_{j,i}$ không xác định nếu bit i không được bao gồm trong nút kiểm tra j vì không có thông tin bên ngoài nào được chuyển giữa các nút i và j trong trường hợp này.

Xác suất để một phương trình kiểm tra chẵn lẻ được thỏa mãn nếu $c_i = 1$ là xác suất để một số lẻ các bit trong phương trình kiểm tra chẵn lẻ đó là 1 [8]:

$$P_{j,i}^{ext} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} (1 - 2P_{j,i'}), \quad (1.11)$$

trong đó $P_{j,i'}$ là ước tính hiện tại có sẵn để kiểm tra xác suất nút j rằng $c_{i'} = 1$. B_j là tập hợp các bit trong ở cột thứ j của ma trận \mathbf{H}_c (phương trình kiểm tra chẵn lẻ thứ j). Xác suất để phương trình kiểm tra chẵn lẻ được thỏa nếu $c_i = 0$ là $1 - P_{j,i}^{ext}$.

Đối với một biến nhị phân x dễ dàng tìm được $p(x = 1)$ cho trước $p(x = 0)$, vì $p(x = 1) = 1 - p(x = 0)$, và do đó chúng ta chỉ cần lưu trữ một giá trị xác suất cho x . Tỷ lệ khả năng xảy ra (log likelihood ratios) được sử dụng để biểu diễn các số liệu cho một biến nhị phân bởi một giá trị duy nhất

$$L(x) = \log \frac{p(x = 0)}{p(x = 1)}, \quad (1.12)$$

trong đó \log là \log_e . Dấu của $L(x)$ cung cấp một quyết định cứng về x và độ lớn $|L(x)|$ là độ tin cậy của quyết định này.

Từ hệ số tỷ lệ khả năng xảy ra, chúng ta có thể tính xác suất khi $x = 1$ và $x = 0$ như sau:

$$p(x = 1) = \frac{e^{-L(x)}}{1 + e^{-L(x)}}, \quad (1.13)$$

$$p(x = 0) = \frac{e^{L(x)}}{1 + e^{L(x)}}. \quad (1.14)$$

Lợi ích của biểu diễn logarit của các xác suất là, khi xác suất cần được nhân lên, tỉ số log likelihood chỉ là phép cộng; điều này làm giảm độ phức tạp của bộ giải mã tổng- tích.

Thông tin bên ngoài từ nút kiểm tra j đến nút bit i dưới dạng tỷ số log likelihood là [8]

$$E_{j,i} = L(P_{j,i}^{ext}) = \log \frac{1 - P_{j,i}^{ext}}{P_{j,i}^{ext}}. \quad (1.15)$$

Bây giờ thay thế (1.11) vào (1.15), ta có [8]

$$\begin{aligned} E_{j,i} &= \log \frac{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{i' \in \setminus B_j, i' \neq i} (1 - 2P_{j,i'})}{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \prod_{i' \in \setminus B_j, i' \neq i} (1 - 2P_{j,i'})} \\ &= \log \frac{1 + \prod_{i' \in \setminus B_j, i' \neq i} \left(1 - 2 \frac{e^{-M_{j,i'}}}{1 + e^{-M_{j,i'}}}\right)}{1 - \prod_{i' \in \setminus B_j, i' \neq i} \left(1 - 2 \frac{e^{-M_{j,i'}}}{1 + e^{-M_{j,i'}}}\right)} \\ &= \log \frac{1 + \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \frac{1 - e^{-M_{j,i'}}}{1 + e^{-M_{j,i'}}}}{1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \frac{1 - e^{-M_{j,i'}}}{1 + e^{-M_{j,i'}}}}, \end{aligned} \quad (1.16)$$

Trong đó

$$M_{j,i'} \triangleq L(P_{j,i'}) = \log \frac{1 - P_{j,i'}}{P_{j,i'}}. \quad (1.17)$$

Sử dụng mối quan hệ [8]

$$\tanh \frac{1}{2} \log \left(\frac{1-p}{p} \right) = 1 - 2p, \quad (1.18)$$

ta có

$$E_{j,i} = 2 \tanh^{-1} \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{j,i'}/2). \quad (1.19)$$

Mỗi nút bit có quyền truy cập vào LLR đầu vào, R_i , và các LLRs từ mọi nút kiểm tra được kết nối. Tổng LLR của bit thứ i là tổng của LLRs [8]

$$L_i = L(P_i) = R_i + \sum_{i' \in A_i} E_{j,i'}. \quad (1.20)$$

Trong đó A_i là tập hợp các bit ở hàng thứ i của ma trận \mathbf{H}_c .

Tuy nhiên, các thông tin được gửi từ các nút bit đến các nút kiểm tra, $M_{j,i}$, không là giá trị LLR hoàn chỉnh cho mỗi bit. Để tránh gửi lại từng nút kiểm tra thông tin mà nó đã có, thông tin được gửi từ nút bit thứ i đến nút kiểm tra thứ j là tổng trong Công thức 1.20 ngoại trừ thành phần $E_{j,i}$ vừa nhận được từ nút kiểm tra thứ j [8]

$$M_{j,i} = \sum_{j' \in A_i, j' \neq j} E_{j',i} + R_i. \quad (1.21)$$

Mục đích của giải mã tổng-tích là (a) để tính xác suất hậu nghiệm (APP) cho mỗi bit từ mã, $p_i = p\{c_i = 1 | \mathbf{s} = \mathbf{0}\}$, là xác suất rằng bit từ mã thứ i là điều kiện 1 đối với sự kiện $\mathbf{s} = \mathbf{0}$ (tức là tất cả các ràng buộc kiểm tra chẵn lẻ đều được thỏa mãn) và (b) để chọn giá trị được giải mã cho mỗi bit là giá trị có xác suất APP tối đa.

Thuật toán tổng tích tính toán một cách lặp lại một giá trị gần đúng của giá trị MAP cho mỗi bit mã. Tuy nhiên, các xác suất hậu nghiệm được trả về bởi bộ giải mã

tổng tích chỉ là các xác suất MAP chính xác nếu đồ thị Tanner không có chu kỳ. Một cách ngắn gọn, thông tin bên ngoài thu được từ ràng buộc kiểm tra chẵn lẻ trong lần lặp đầu tiên độc lập với thông tin xác suất tiên nghiệm cho bit đó (tất nhiên là phụ thuộc vào xác suất tiên nghiệm của các bit từ mã khác). Thông tin bên ngoài được cung cấp cho nút bit i trong các lần lặp tiếp theo độc lập với xác suất tiên nghiệm ban đầu của c_i cho đến khi xác suất này được trả về để nút bit i thông qua một chu trình trong đồ thị Tanner. Mỗi tương quan của thông tin bên ngoài với xác suất bit tiên nghiệm ban đầu là thứ ngăn cản kết quả xác suất chính xác.

Thuật toán tổng-tích được thể hiện trong Thuật toán 1.1. với đầu vào là tỷ lệ log likelihood đối với xác suất thông tin tiên nghiệm từ kênh truyền:

$$R_i = \log \frac{p(c_i = 0|y_i)}{p(c_i = 1|y_i)} \quad (1.22)$$

ma trận kiểm tra chẵn lẻ H_c và số lần lặp tối đa cho phép, $Iter_{max}$. Thuật toán đưa ra giá trị xác suất bit hậu nghiệm ước lượng của các bit nhận được như là các tỷ lệ log likelihood.

Bộ giải mã tổng tích ngay lập tức dừng bất cứ khi nào một từ mã hợp lệ có được tìm thấy bằng cách kiểm tra xem các phương trình kiểm tra chẵn lẻ có thỏa mãn hay không.

Thuật toán 1.1. Giải mã tổng tích [8]

1. **procedure**
2. **DECODE**($\mathbf{R}, Iter_{max}$)
3. $I = 0$
4. **for** $i = 1:N$ **do**
5. **for** $j = 1:m$ **do**
6. $M_{j,i} = R_i$

```

7.   end for
8.   end for
9.
10.  repeat
11.  for  $j = 1:m$  do    // Check messages
12.  for  $i \in B_j$  do
13.  
$$E_{j,i} = \log \frac{1 + \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh\left(\frac{M_{j,i'}}{2}\right)}{1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh\left(\frac{M_{j,i'}}{2}\right)}$$

14.  end for
15.  end for
16.
17.  for  $i = 1:N$  do          // Test
18.   $L_i = \sum_{j \in A_i} E_{j,i} + R_i$ 
19.
20.  end for
21.  if  $I = Iter_{max}$  or  $H\hat{c}^T = 0$  then
22.  Finished
23.  Else
24.  for  $i = 1:N$  do          // Bit messages
25.  for  $j \in A_i$  do
26.   $M_{j,i} = \sum_{j' \in A_i, j' \neq j} E_{j',i} + R_i$ 

```

```

27.   end for
28.   end for
29.    $I = I + 1$ 
30.   end if
31.   until Finished
32.   end procedure

```

Mã protograph LDPC có độ phức tạp thấp so với mã LDPC thông thường đồng thời có thể có hiệu năng tiệm cận với giới hạn của Shannon. Vì lý do đó, mã protograph LDPC đang thu hút được sự quan tâm của các nhà nghiên cứu về mã hóa sửa lỗi kênh [9] [10]. Đây là lý do, luận án này tập trung nghiên cứu mã protograph. Nội dung thiết kế mã protograph LDPC kết hợp với truyền dẫn MIMO cỡ lớn sẽ được trình bày ở Chương 3; Hiệu năng của mã protograph LDPC trong hệ thống MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi tương tự số có độ phân giải thấp sẽ được trình bày ở Chương 4 của luận án này.

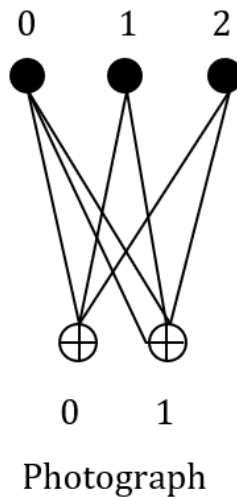
1.3. Mã Protograph LDPC

1.3.1. Cách tạo từ mã Protograph LDPC

Mã protograph LDPC là một tập con của họ mã LDPC thường được biểu diễn bằng một ma trận cơ sở (protobase) với S hàng và P cột. Ví dụ, một mã protograph LDPC với tỷ lệ mã $R = \frac{1}{3}$ ($P = 3, S = 2$) có ma trận cơ sở như sau

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1.23)$$

trong đó, số hàng của ma trận cơ sở là số nút kiểm tra của protograph và số cột là số nút biến (variable). Phần tử của ma trận $\mathbf{B}(s, p)$ là số cạnh nối từ nút kiểm tra thứ s đến nút biến thứ p . Đối với protograph thì một nút kiểm tra có thể có nhiều cạnh nối đến cùng một nút biến - kết nối song song. Cũng giống như mã LDPC thông thường, mã protograph LDPC cũng được biểu diễn bằng giản đồ gọi là protograph như sau

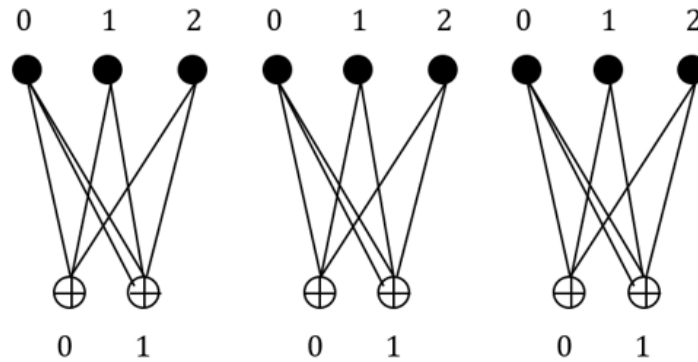


Hình 1.7. Protograph của ma trận cơ sở (1.23).

Như trình bày ở Hình 1.7, protograph cũng có hai loại nút, đó là các nút kiểm tra (vòng tròn với dấu cộng) và các nút biến (vòng tròn được phủ kín màu đen). Các nút kiểm tra và các nút biến được nối với nhau tạo thành các cạnh trên giản đồ protograph. Điều khác biệt của giản đồ protograph ở Hình 1.7 so với giản đồ Tanner thông thường đó là trên giản đồ protograph cho phép các cạnh song song xuất hiện. Ví dụ như nút biến 0 kết nối với nút kiểm tra 1 bằng hai cạnh song song (tương ứng với số 2 ở hàng 2 cột 1 ở ma trận cơ sở ở Biểu thức 1.23).

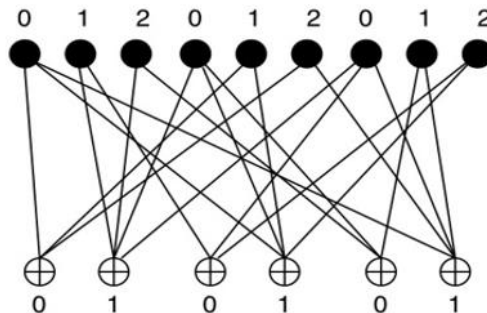
Từ protograph như ở Hình 1.7, cứ 1 bit thông tin đầu vào của bộ mã hóa chúng ta sẽ có thêm hai bit dư để bảo vệ thông tin khỏi nhiễu kênh. Nghĩa là, độ dài từ mã là 3 bit và tỷ lệ mã hóa kênh là $R = 1 / 3$. Giả sử chúng ta muốn tạo ra mã protograph LDPC với độ dài từ mã là 9 bits - gấp ba lần so với độ dài từ mã của protograph ở Hình 1.7 - chúng ta phải thực hiện hai bước

- **Bước 1:** Sao chép (copy) protograph ở Hình 1.7 ba lần như biểu diễn ở Hình 1.8.



Hình 1.8. Sao chép protograph 3 lần để có từ mã với độ dài 9 bit.

• **Bước 2:** Hoán vị các cạnh - các cạnh có thể được hoán vị giữa các phiên bản khác nhau nhưng phải đảm bảo chỉ số kết nối được duy trì. Ví dụ, trong protograph gốc, nút biến 0 có một cạnh nối đến nút kiểm tra 0 và hai cạnh nối đến nút kiểm tra 1 và 2. Để đảm bảo chỉ số kết nối như vậy, ở phiên bản copy, chúng ta có 1 kết nối ở nút biến 0 với nút kiểm tra 0 của phiên bản 1, 1 kết nối từ nút biến 0 đến nút kiểm tra 1 của phiên bản 2 và một kết nối từ nút biến 0 đến nút kiểm tra 1 ở phiên bản 3. Quy tắc này được áp dụng đối với tất các nút biến còn lại. Sau bước hoán vị cạnh chúng ta có một protograph mới với kích thước 6×9 như sau



Hình 1.9. Protograph sau khi đã hoán đổi kết nối của các cạnh.

Hoàn toàn tương tự, nếu chúng ta muốn tạo một mã protograph LDPC với độ dài từ mã 900 bits, chúng ta sẽ sao chép protograph (Hình 1.7) 300 lần sau đó thực hiện hoán đổi các cạnh với quy tắc đảm bảo chỉ số kết nối đã nói ở trên. Thường khi

số lần sao chép lên đến hàng trăm lần, việc hoán vị cạnh ở Bước 2 được thực hiện bởi phần mềm máy tính.

Có thể thấy ưu điểm nổi bật của mã protograph LDPC là chúng ta chỉ cần phải tối ưu protograph với kích thước nhỏ (ví dụ kích thước 2×3) sau đó chúng ta thực hiện sao chép và hoán vị để đạt được mã có độ dài theo ý muốn (có chiều dài mã lên đến hàng nghìn bits).

Tối ưu protograph có kích thước nhỏ cắt giảm khối lượng tính toán thông qua việc thu nhỏ tập tìm kiếm của bài toán tối ưu. Ở ví dụ trên, nếu protograph có kích thước là 2×3 với số cạnh song song tối đa cho phép là 3. Chúng ta sẽ có tổng cộng $3^6 = 729$ ứng viên trong tập tìm kiếm và chúng ta hoàn toàn có thể thực hiện bài toán tối ưu với một máy tính để bàn thông thường.

Câu hỏi đặt ra là việc thiết kế ma trận cơ sở có kích thước nhỏ sau đó thực hiện việc sao chép và hoán vị để đạt được mã LDPC có chiều dài từ mã lớn (mã mở rộng) thì từ mã mở rộng này có phải là một mã sửa lỗi tốt? Thực tế cho thấy chúng ta hoàn toàn có thể có mã protograph LDPC tốt và có hiệu năng tiệm cận với giới hạn của Shannon [11].

Để thiết kế một mã Protograph LDPC tốt, người ta thường tập trung vào việc tối ưu hóa ngưỡng giải mã lặp lại, dẫn đến nhiều mã tiệm cận được với dung lượng kênh Shanon. Tuy nhiên, những mã đó thường yêu cầu một số lượng lớn các vòng lặp lại giải mã và chiều dài từ mã rất lớn để mang lại hiệu suất thỏa đáng. Điều này dẫn đến độ trễ cao và tiêu thụ điện năng lớn trong máy thu.

Có hai loại mã protograph LDPC: cấu trúc mã đục lỗ và không đục lỗ. Cấu trúc mã đục lỗ chủ yếu dựa trên các nghiên cứu của nhóm nghiên cứu được dẫn dắt bởi Divsalar. Các công trình này đã được tóm tắt trong bài báo [12] sau khi thực hiện nhiều thiết kế biểu đồ khác nhau. Vì biểu đồ có cấu trúc đơn giản, nên cần có một nút thắt bực cao để chuẩn hóa các kết nối trong biểu đồ, điều này có tác động tích cực trong bộ giải mã truyền thông điệp lặp lại, mang lại hiệu suất tốt [12] [10] [13]. Tuy nhiên, các cấu trúc biểu đồ được tối ưu hóa này đòi hỏi nhiều vòng lặp giải mã để tạo

ra hiệu suất thỏa đáng. Trong các hệ thống thông tin liên lạc thực tế mà số lượng vòng lặp giải mã bị hạn chế, nút bị thủng bậc cao có thể không phải là một giải pháp thiết kế tốt. Do đó, cấu trúc biểu đồ không đục lỗ đã được nghiên cứu để giải quyết vấn đề thiết kế thực tế này [14].

1.3.2. Mã đục lỗ

Một trong những thiết kế biểu đồ phổ biến nhất đã được đề xuất bởi Divsalar và cộng sự trong [12]. Họ đã phát minh ra họ mã tích lũy-lặp lại-4-răng cưa-tích lũy (AR4JA), có khoảng cách tối thiểu tăng tuyến tính với chiều dài từ mã. Các ngưỡng giải mã lặp đạt đến giới hạn Shannon trên các kênh nhiễu Gauss trắng đầu vào nhị phân (BI-AWGN). Cấu trúc bao gồm một nút biến bậc một được kết nối với một nút biến bị thủng được kết nối cao. Mở rộng cấu trúc này, Nguyen và các cộng sự [10] đề xuất một giải pháp để thiết kế ra một mã protograph LDPC có hiệu năng tốt.

Mã đề xuất có ngưỡng giải mã lặp thấp nhất và khoảng cách tối thiểu tăng tuyến tính với độ dài từ mã do đó họ mã này cho hiệu suất lỗi tuyệt vời với kênh AWGN. Thiết kế này tạo ra một trong những biểu đồ có hiệu suất tốt nhất cho đến nay [10], [11]. Vì các mã này chủ yếu được tối ưu theo các ngưỡng giải mã lặp, chúng yêu cầu một số lượng lớn các lần giải mã lặp để có hiệu suất tốt nhất. Một mã tỷ lệ 1 / 2 tối ưu trong [10] có ma trận proto như sau

$$\mathbf{B}_{Code1}^{1/2} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 3 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 2 & 1 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix} \quad (1.24)$$

trong đó cột thứ hai bị thủng. Mã protograph LDPC này có 7 biến và 4 nút kiểm tra, được gọi là cấu trúc biểu đồ 7×4 . Ngưỡng giải mã của mã này với kênh AWGN là 0,395 dB cho thấy khoảng cách 0,208 dB so với dung lượng kênh của Shannon, là một trong những mã LDPC tỷ lệ 1 / 2 có cấu trúc tốt nhất được thiết kế cho đến nay. Mã này có thuộc tính tăng trưởng khoảng cách tối thiểu tuyến tính với độ dài của từ mã. Đó là lý do mã ở biểu thức (1.24) có hiệu suất sửa lỗi tuyệt vời.

1.3.3. Mã không đọc lỗi

Trong các mã Protograph LDPC đọc lỗi các bit của nút biến có bậc cao sẽ không được truyền đi do vậy lượng thông tin của các bit này bằng 0. Điều này làm chậm sự hội tụ của bộ giải mã, dẫn đến một số lượng lớn lần lặp giải mã cần thiết để giải mã thành công. Dựa trên lập luận đó, Uchikawa [14] đã nghiên cứu phương pháp thiết kế mã không đọc lỗi có hiệu suất tốt hơn với một số lượng nhỏ các lần lặp lại giải mã so với mã được thiết kế trong công trình nghiên cứu ở [10]. Ý tưởng của thiết kế được đề xuất trong [14] đã sử dụng cấu trúc biểu đồ không đọc lỗi và được tối ưu hóa dựa trên ngưỡng giải mã giống như trong [12] [10]. Mã biểu đồ tỷ lệ 1 / 2 được báo cáo trong [14] có ma trận proto sau

$$\mathbf{B}_{Code2}^{1/2} = \begin{pmatrix} 3 & 3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 2 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}, \quad (1.25)$$

trong đó có 8 nút biến và 4 nút kiểm tra, được gọi là cấu trúc biểu đồ 8×4 . Mã này có ngưỡng giải mã là 0,501 dB, cao hơn ngưỡng giải mã được thiết kế trong trường hợp một số lượng lớn các lần lặp giải mã [10].

1.3.4. Hiệu năng của mã Protograph LDPC trên kênh AWGN

Phần này sẽ trình bày hiệu năng của một số mã Protograph LDPC được thiết kế gần đây cho kênh AWGN với số vòng lặp giải mã thấp [9]. Trong loạt mã Protograph LDPC này có ma trận cơ sở ở các biểu thức (1.26), (1.27), (1.28), (1.29) dưới đây. Đặc điểm chung của các protograph mã này là có 4 nút kiểm tra và số nút biến được thay đổi theo tỷ lệ mã (8 nút biến cho tỷ lệ mã 1/2, 12 nút biến cho tỷ lệ mã 2/3, 16 nút biến cho tỷ lệ mã 3/4, và 20 nút biến cho tỷ lệ mã 4/5).

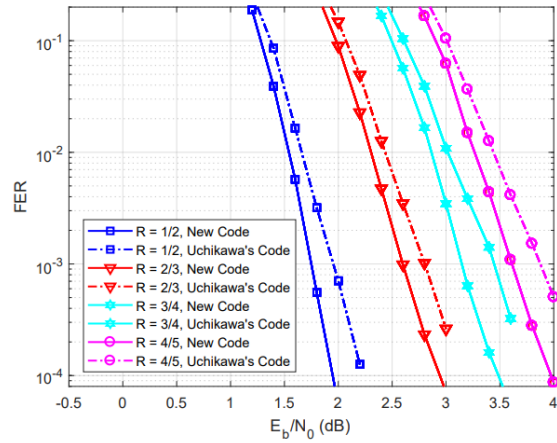
$$\mathbf{B}_{1/2} = \begin{pmatrix} 3 & 3 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 2 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}, \quad (1.26)$$

$$\mathbf{B}_{2/3} = \left(\begin{array}{cccc|c} 3 & 0 & 0 & 1 & \mathbf{B}_{1/2} \\ 2 & 1 & 1 & 1 & \\ 3 & 0 & 0 & 1 & \\ 3 & 2 & 2 & 0 & \end{array} \right), \quad (1.27)$$

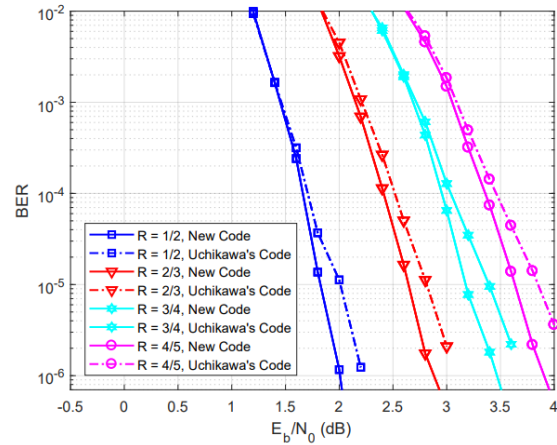
$$\mathbf{B}_{3/4} = \left(\begin{array}{cccc|c} 3 & 0 & 0 & 1 & \mathbf{B}_{2/3} \\ 2 & 2 & 2 & 0 & \\ 3 & 0 & 1 & 0 & \\ 3 & 1 & 0 & 2 & \end{array} \right), \quad (1.28)$$

$$\mathbf{B}_{4/5} = \left(\begin{array}{cccc|c} 3 & 0 & 0 & 1 & \mathbf{B}_{3/4} \\ 3 & 0 & 1 & 1 & \\ 3 & 1 & 1 & 0 & \\ 2 & 2 & 1 & 1 & \end{array} \right). \quad (1.29)$$

Hiệu năng của các mã này được trình bày ở Hình 1.10 và Hình 1.11, trong đó Hình 1.10 biểu diễn tỷ lệ lỗi khung và Hình 1.11 biểu diễn tỷ lệ lỗi bit. Hiệu năng của các mã được thiết kế ở [9] được so sánh với mã có cùng số nút kiểm tra được thiết kế trước đó [14]. Bên cạnh đó, kết quả mô phỏng ở [9] được thực hiện với độ dài từ mã là 1024 bit và số vòng lặp là 25. Kết quả mô phỏng cho thấy các mã Protograph LDPC được thiết kế cho kênh AWGN ở [9] và [14] đều đạt được hiệu ứng water-fall như ở mã Turbo. Bên cạnh đó các mã Protograph LDPC không có hiệu ứng lỗi nền (error-floor) ở mức $\text{BER} = 10^{-6}$ (rất thấp) ngay cả với trường hợp độ dài từ mã ngắn (chỉ 1024 bit) và số vòng lặp là 25. Việc thiết kế mã thông qua một ma trận có kích thước nhỏ nhưng vẫn đạt được khả năng chống lỗi cao là lý do mà các mã protograph LDPC được quan tâm và được nghiên cứu trong luận án này.



Hình 1.10. Tỷ lệ lỗi khung (Frame Error Rate - FER) của các mã ở (1.26), (1.27), (1.28), (1.29), theo tài liệu tham khảo [9]: Độ dài từ mã 1024 bit số vòng lặp 25.



Hình 1.11. Tỷ lệ lỗi bit (Bit Error Rate – BER) của các mã ở (1.26), (1.27), (1.28), (1.29), theo tài liệu tham khảo [9]: Độ dài từ mã 1024 bit số vòng lặp 25.

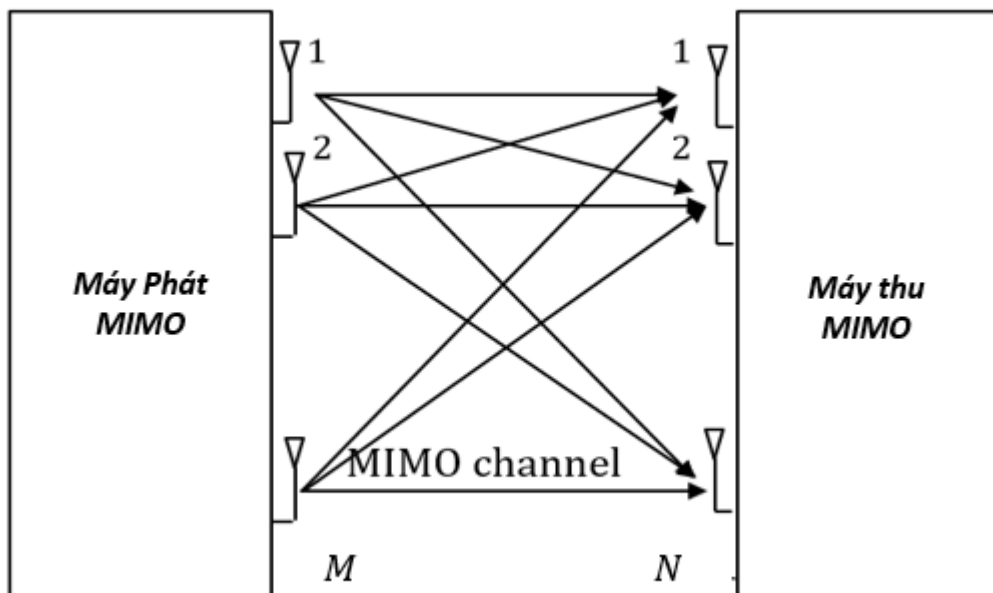
1.4. Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output)

Dựa vào lý thuyết Shannon về dung lượng tối đa của kênh truyền dẫn điểm-điểm ở biểu thức (1.6), muốn tăng dung lượng kênh chúng ta hoặc tăng công suất phát để tăng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu hoặc tăng hệ số sử dụng kênh (channel use) thông qua việc tăng băng thông truyền dẫn. Lựa chọn thứ nhất không phải là một giải pháp tốt đối với hệ thống thông tin di động vì 2 lý do: 1) các thiết bị di động đầu cuối sử dụng pin làm nguồn nuôi do vậy nguồn công suất của pin là một tài nguyên rất hạn

ché; 2) khi đã tăng công suất phát đến một giá trị đủ lớn thì việc tăng công suất phát dung lượng kênh chỉ tăng tỷ lệ với hàm \log_2 của công suất phát.

Lựa chọn thứ 2 là tăng hệ số sử dụng kênh thông qua việc tăng băng thông truyền dẫn cho kênh cũng là một giải pháp không còn phù hợp trong nhiều trường hợp. Trên thực tế, các mạng thông tin di động trước đây đã dùng giải pháp này. Ví dụ như mạng GSM (2G) khi tốc độ thoại yêu cầu 13Kbps, người ta chỉ cần cấp phát băng thông cho kênh 200KHz là đủ. Sang thế hệ 3G, người ta đề xuất sử dụng băng thông 1,25MHz/5MHz để tăng tốc độ truyền dẫn lên đến Mbps dùng công nghệ trải phổ (spread spectrum). Tuy vậy, băng thông hữu dụng là một tài nguyên hữu hạn và đắt đỏ. Thường các nhà vận hành mạng phải thực hiện việc đấu thầu để có được băng thông cho hệ thống di động của mình ở hầu hết các nước trên thế giới.

Để giải quyết khó khăn về tăng tốc dung lượng của kênh truyền dẫn, chúng ta có thể sử dụng nhiều ăng-ten ở phía phát và ở phía thu để có thể tăng dung lượng hệ thống như ở Hình 1.12.



Hình 1.12. Hệ thống truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO).

Hệ thống truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra đơn giản nhất được đề xuất bởi Alamouti cách đây 20 năm (vào năm 1998) [15]. Trong nghiên cứu của mình, Alamouti sử dụng hệ thống có 2 ăng-ten ở phía phát và 2 anten ở phía thu - gọi là hệ thống 2×2 MIMO.

Bên cạnh mã hóa luồng ký hiệu điều chế trên hai ăng-ten phát, phương pháp của Alamouti còn mã hóa luồng ký hiệu trên 2 khe thời gian để đạt được mã không gian-thời gian trực giao (Orthogonal Space-Time Block Code - STBC). Ký hiệu phát đi của hệ thống 2×2 STBC của Alamouti được biểu diễn như sau:

$$Xa = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

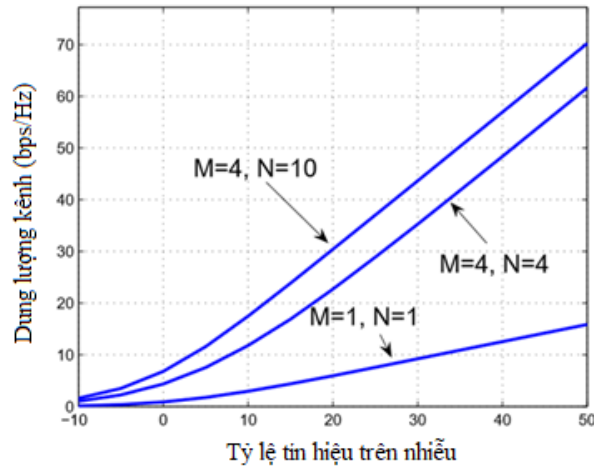
Giải pháp của Alamouti rất đơn giản về mặt toán học nhưng rất hiệu quả và cấu hình 2×2 MIMO của Alamouti nhanh chóng được đề xuất cho các chuẩn di động cũng như Wifi.

Sau đó, Tarokh và các cộng sự tiếp tục phát triển nghiên cứu của Alamouti với số lượng anten lớn hơn 2 cho kênh suy hao và kết quả cho thấy mã STBC cải thiện hiệu năng đáng kể trong khi độ phức tạp xử lý tín hiệu gần như là không đáng kể [16].

Về mặt dung lượng, dung lượng kênh MIMO được tính qua biểu thức dưới đây (cho kênh fading ergodic).

$$C = E_H \left[\log \left| I_N + \frac{\bar{\gamma}}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right| \right], \quad (1.31)$$

trong đó, N là số ăng-ten thu, M là số ăng-ten phát, $\bar{\gamma}$ là tổng công suất phát, \mathbf{H} là ma trận kênh MIMO kích thước $N \times M$, $|\mathbf{A}|$ là định thức của ma trận \mathbf{A} , $E_{H(X)}$ toán tử trung bình thống kê theo biến ngẫu nhiên \mathbf{H} . Dung lượng kênh được vẽ dưới biểu đồ sau đây [17]



Hình 1.13. Dung lượng kênh MIMO.

Khi tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu đủ lớn, dung lượng kênh MIMO được ước tính như sau

$$C \approx \min(M, N) \log_2 \bar{\gamma}. \quad (1.32)$$

Nghĩa là, dung lượng kênh MIMO tăng tỷ lệ tuyến tính với số ăng-ten phát/thu.

Hãy so sánh dung lượng kênh của hệ thống 4x4 MIMO và hệ thống đơn đầu vào đơn đầu ra (Single Input Single Output -SISO or $M = N = 1$), chúng ta thấy (từ Hình 1.13) dung lượng của hệ thống 4×4 MIMO gấp 4 lần hệ thống SISO. Cụ thể, ở mức tín hiệu trên nhiễu lớn (SNR = 50dB), dung lượng hệ thống SISO là 15 bit/channel use. Trong khi đó, dung lượng của hệ thống 4×4 MIMO (ở SNR = 50dB) là 60 bits/channel use - gấp 4 lần. Điều này phù hợp với ước tính dung lượng kênh ở Biểu thức (1.32).

Vì dung lượng kênh MIMO tỷ lệ tuyến tính với số ăng-ten phát/thu (Biểu thức 1.32) nên hệ thống MIMO được đề xuất sử dụng trong các hệ thống thông tin di động từ 3G, 4G, đến 6G (mạng trong tương lai).

Khi số ăng-ten trong hệ thống MIMO ngày càng tăng lên đến hàng trăm ăng-ten chúng ta có khái niệm hệ thống MIMO cỡ lớn (Large-scale/massive MIMO) và

hệ thống MIMO cực lớn (super-massive MIMO). Mục đích sử dụng nhiều ăng-ten vẫn là để có thể tăng tốc độ truyền dẫn lên đến Gbps - thậm chí Tbps - trong các mạng thông tin vô tuyến di động trong tương lai. Tuy vậy, những thuật toán xử tín hiệu cho hệ thống MIMO thông thường thường rất phức tạp. Trong luận án này, NCS sử dụng thuật toán xử lý tách sóng tín hiệu MIMO dựa trên giản đồ Tanner để giảm độ phức tạp khi số ăng-ten tăng cao. Thuật toán tách sóng sẽ được trình bày ở Chương 2, Chương 3 và Chương 4 của luận án này.

Khi số lượng ăng-ten tăng lên các thuật toán xử lý tín hiệu số đã thiết kế cho hệ thống MIMO thông thường không còn phù hợp. Thậm chí độ phân giải của các bộ chuyển đổi tương tự số ở RF module cũng phải giảm đi để tiết kiệm năng lượng tiêu thụ cũng như giá thành phần cứng [18]. Nghiên cứu hệ thống MIMO cỡ lớn sử dụng bộ ADC có độ phân giải thấp là một chủ đề mà cộng đồng nghiên cứu đang quan tâm.

1.5 Các nghiên cứu liên quan đến đề tài luận án

Luận án này liên quan đến ba chủ đề nghiên cứu chính đó là: (1) Mã Protograph LDPC; (2) Kênh MIMO cỡ lớn; (3) Sử dụng bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải nhỏ cho kênh MIMO cỡ lớn. Những chủ đề này thu hút được sự quan tâm trong những năm gần đây vì vậy số lượng và phạm vi nghiên cứu rất rộng và đa dạng vì vậy những tóm lược chỉ tập trung vào một số nghiên cứu gần với những nghiên cứu của luận án này

1.5.1 Những nghiên cứu trong nước

1.5.1.1 Tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn

Ở Việt Nam, nhiều nhóm nghiên cứu đã tiến hành nghiên cứu về vấn đề tách tín hiệu MIMO cỡ rất lớn (Massive MIMO). Tuy nhiên, hầu hết các công trình đều dùng thuật toán thông thường (tức là thuật toán được thiết kế cho một số ít ăng-ten Tx/Rx và dựa trên một số mô hình toán truyền thống) để cải thiện thuật toán lập lịch (scheduling) và tổng tốc độ (sum-rate) của hệ thống massive MIMO nhiều người dùng. Các nhóm nghiên cứu tích cực trong bài toán tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn ở Việt nam bao gồm:

- Tại trường Đại học Lê Quý Đôn, một nhóm nghiên cứu đứng đầu là Giáo sư Trần Xuân Nam đã có một số công trình kỹ thuật lựa chọn ăng ten, massive MIMO và NOMA nói chung. Các công trình công bố có thể tham khảo ở địa chỉ https://dblp.org/pers/hd/t/Tran:Xuan_Nam

- Tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông Hà Nội, nhóm nghiên cứu đứng đầu là Tiến sĩ Trương Trung Kiên đã thực hiện nhiều công trình quan trọng cho kênh truyền MIMO cỡ lớn. Một công trình đáng chú ý là nghiên cứu về sự biến đổi của kênh truyền MIMO cỡ lớn theo thời gian. Gần đây, nhóm đang nghiên cứu về hệ thống MIMO cỡ lớn phân kênh theo thời gian (TDD Massive MIMO). Các công trình công bố có thể tham khảo ở địa chỉ:

[https://scholar.google.com/citations?hl=en&user=MrojMnMAAAAJ&view_op=list_works&sortby=pubdate.](https://scholar.google.com/citations?hl=en&user=MrojMnMAAAAJ&view_op=list_works&sortby=pubdate)

- Tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông TP Hồ Chí Minh, PGS.TS. Võ Nguyễn Quốc Bảo đã làm việc với hệ thống Massive MIMO được một khoảng thời gian dài. Hiện nay, nhóm của giáo sư Bảo đang quan tâm nhiều về vấn đề bảo mật trong massive MIMO [19].

- Tại Đại học Tôn Đức Thắng, nhóm nghiên cứu viễn thông của tiến sĩ Dr. Miroslav Voznak đang nghiên cứu về Power-Splitting Protocols of Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) trong hệ thống 5G. <https://dl.acm.org/citation.cfm?id=3369677>

- Tại Trường đại học Bách Khoa Hà Nội, phòng nghiên cứu viễn thông, được tổ chức bởi PGS.TS. Nguyễn Văn Đức, Tiến sĩ Nguyễn Tiến Hào, Tiến sĩ Hàn Huy Dũng, đang nghiên cứu về các vấn đề cấp phát pilot cho massive MIMO để giảm ảnh hưởng của ô nhiễm pilot và phân bố công suất cho hệ thống cell free massive MIMO [20].

1.5.1.2 Giải mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC):

- Tại trường đại học Nha Trang, một nhóm nghiên cứu do TS. Nguyễn Tùng Hưng dẫn đầu có nhiều ấn phẩm về chủ đề cải thiện giải mã LDPC [21] và ứng dụng

mã LDPC trong các hệ thống DVB-S2 [22]. Các ý tưởng chính của các công trình này là đề xuất một cấu trúc giải mã mới từ một mã LDPC hiện có có hiệu năng tốt hơn một chút so với cấu trúc giải mã hiện có.

- Tại trường đại học Lê Quý Đôn, Việt Nam, một nhóm nghiên cứu của GS. Trần Xuân Nam, PGS.TS. Đỗ Quốc Trinh, và những người khác có một số ấn phẩm về LDPC giải mã cho các máy thu WiFi và WiMax [23] và mã hóa mạng cho hệ thống MIMO chuyển tiếp [24].

- TS. Nguyễn Đặng Thanh và những người khác trong truyền hình Việt Nam, Hà Nội đã xuất bản các bài báo về thiết kế nhanh ma trận LDPC [25] và các ứng dụng của LDPC cho hệ thống V-BLAST [25].

- Gần đây có TS. Trần Phương từ đại học Tôn Đức Thắng đã xuất bản một bài khảo sát [26] về các ứng dụng LDPC cho hệ thống thông tin hợp tác.

- Một nhóm nghiên cứu đến từ trường đại học Bách Khoa Hà Nội, PGS.TS. Trần Quang Vinh và TS. Nguyễn Hữu Phát, hợp tác với một nhà nghiên cứu từ Viện Công nghệ Shibaura, Nhật Bản, đã nghiên cứu ứng dụng mã LDPC trên các mạng cảm biến [27], [28].

1.5.2 Những nghiên cứu ngoài nước

1.5.2.1 Mã Protograph LDPC

Mã protograph LDPC và truyền dẫn LS-MIMO là hai công nghệ lõi cho mạng không dây trong tương lai (6G) [29] [2]. Nhờ vào khả năng sửa lỗi mạnh mẽ và cấu trúc bộ mã hóa / giải mã độ phức tạp thấp, mã Protograph LDPC đã thu hút sự quan tâm nghiên cứu vào các ứng dụng thực tế [18] [30] [31] [32].

Khi nói đến sự phát triển của họ mã Protograph LDPC, Divsalar và các cộng sự là nhóm đầu tiên đã thiết kế nhiều mã Protograph LDPC [12]. Những mã đó có khoảng cách tối thiểu tăng tuyến tính với độ dài khối và các ngưỡng giải mã lặp của chúng tiệm cận đến giới hạn Shannon trên các kênh nhiễu Gaussian trắng đầu vào nhị phân (binary-input AWGN). Nguyen và các cộng sự [10] đã mở rộng các ý tưởng của Divsalar và các cộng sự [12] để phát triển một cấu trúc mã tổng quát, cấu trúc này tạo

ra các mã Protograph LDPC tốt hơn. Mã Protograph LDPC được thiết kế trong [12] [10] có khả năng sửa lỗi mạnh với một số lượng lớn các lần lặp giải mã. Ngược lại, những mã đó có thể không phù hợp và tối ưu cho nhiều ứng dụng thực tế khi mà độ phức tạp và trễ xử lý được giới hạn nghiêm ngặt (tức là số lượng các vòng lặp giải mã nhỏ). Gần đây, nhiều công trình nghiên cứu đã cố gắng để thiết kế mã Protograph LDPC cho một số lượng nhỏ các lần lặp giải mã [14] [33] [34]. Kết quả mô phỏng đã chứng minh rằng các mã được tối ưu hóa với số lần lặp thấp hoạt động tốt hơn mã tối ưu hóa với số lần lặp cao như mã NND [10].

Trong các kênh pha đỉnh điểm-điểm, Fang và các cộng sự [35] đã xem xét mã Protograph LDPC cho các hệ thống thông tin liên lạc tiết kiệm băng thông, ở đó giải mã Protograph LDPC và điều chế mã hóa xen bit và giải mã được sử dụng. Đáng chú ý, hệ thống thông tin được đề xuất này tiệm cận hiệu năng giới hạn qua các kênh pha đỉnh bằng cách sử dụng độ dài khối trong thiết kế điều chế và kết hợp tính năng bảo vệ lỗi bất bình đẳng vào lược đồ ánh xạ bit thành ký hiệu. Các mã Protograph LDPC nhận được sự chú ý trong lĩnh vực lưu trữ dữ liệu (xem [36] và các tài liệu tham khảo trong đó) và thiết kế đồng thời nguồn và mã hóa kênh trên một biểu đồ kép là một cách tiếp cận thay thế để tránh sự cố của liên kết thông tin đầu cuối [37].

Thiết kế các mã LDPC cho các kênh vô tuyến pha đỉnh có nhiều ăng-ten được sử dụng ở cả hai phía của kênh giao tiếp được thực hiện lần đầu tiên bởi Brink và các cộng sự [38]. Trong nghiên cứu này, bộ tách sóng MIMO thực hiện tách sóng APP bằng cách xem xét tất cả các giả thuyết có thể có về các ký hiệu truyền MIMO. Sau đó, phương pháp thiết kế này được áp dụng cho thiết kế các mã LDPC không đều cho các kênh LS-MIMO [39]. Mặc dù công trình này đã giới thiệu một quy trình thiết kế cho các kênh LS-MIMO, nhưng yếu tố cốt lõi của thiết kế dựa trên thuật toán PEXIT chuẩn, thuật toán này không áp dụng cho thiết kế các mã Protograph LDPC [40]. Vì vậy, một phần quan trọng trong luận án này là nghiên cứu thuật toán PEXIT cho các kênh LS-MIMO có bộ chuyển đổi tương tự sang số với độ phân giải thấp (ADC). Công trình này là nỗ lực nghiên cứu đầu tiên hướng đến xử lý sự tác động của thông tin bên ngoài giữa tách sóng tín hiệu MIMO và giải mã Protograph LDPC. Kết quả

nghiên cứu cho thấy hiệu năng của các hệ thống LS-MIMO ở các mức phân giải khác nhau của các bộ ADC.

1.5.2.2 Tách sóng tín hiệu MIMO

Hệ thống LS-MIMO với hàng trăm ăng ten được sử dụng để cải thiện hiệu năng của mạng không dây là chủ đề nghiên cứu tích cực gần đây [41]. Khi số lượng ăng-ten tăng từ hàng chục đến hàng trăm, tách sóng tín hiệu LS-MIMO là một trong những thách thức về kỹ thuật. Thách thức đến từ thực tế là nhiều kỹ thuật tách sóng MIMO thông thường, ví dụ, tách sóng cưỡng bức không, tách sóng khả năng tối đa và các kỹ thuật giải mã hình cầu, có độ phức tạp là hàm bậc ba của số lượng ăng ten [42] hoặc thậm chí hàm mũ của số lượng ăng-ten. Thuật toán tách sóng LS-MIMO lan truyền độ tin cậy do Fukada và các cộng sự [42] đề xuất có thể được coi là một cách tiếp cận đầy hứa hẹn để giảm độ phức tạp của bộ tách sóng LS-MIMO xuống tính toán bậc thứ hai. Sử dụng tiếp cận này, nghiên cứu ở Chương 2 và Chương 4 sẽ giới thiệu giải pháp tách sóng tín hiệu LS-MIMO dựa trên kỹ thuật truyền lan độ tin cậy đã được mở rộng cho hệ thống LS-MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp.

Các kỹ thuật mới được sử dụng để giải quyết độ phức tạp của tách sóng tín hiệu LS-MIMO (xem [43] và các tài liệu tham khảo trong đó). Bằng cách mở ra các vòng lặp của thuật toán giảm độ dốc dự kiến, cấu trúc của DetNet được xây dựng trong đó mỗi lớp tương đương với một lần lặp của bộ tách sóng lặp thông thường. Phương pháp tiếp cận có thể đạt được hiệu năng tốt trong khi duy trì được yêu cầu tính toán thấp. Trong nghiên cứu [44], Takabe và các cộng sự đã cố gắng sử dụng thuật toán tách sóng lặp cho các hệ thống MIMO cực lớn với số lượng anten phát lớn hơn số anten thu. Độ phức tạp của bộ tách sóng mới này tỷ lệ thuận với tích của số ăng-ten phát và ăng-ten thu. Đáng chú ý, số lượng các tham số cần điều chỉnh độc lập với số lượng ăng-ten - điều này làm cho quá trình huấn luyện nhanh chóng và ổn định.

Bằng cách cho phép mạng nơ ron sâu học bán kính giải mã siêu cầu của giải mã cầu thông thường [45], một thuật toán giải mã hình cầu mới được đề xuất để giảm độ phức tạp của bộ tách sóng tín hiệu LS-MIMO đáng kể [46]. Thực tế cho thấy việc

làm sâu thêm mạng nơ ron không đạt được hiệu năng có ý nghĩa ngoài một số lớp nhất định, một mạng học sâu song song được phát triển để có được hiệu ứng đa dạng. Kết quả là, hiệu năng của bộ tách sóng LS-MIMO với các kênh truyền MIMO thay đổi theo thời gian được cải thiện [47].

1.5.2.3 Bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp trong kênh MIMO cỡ lớn

Trong mạng thông tin vô tuyến trong tương lai (5G và các thế hệ mạng sau đó) số ăng-ten được sử dụng có thể lên đến hàng trăm là một trong những chủ đề được quan tâm rất lớn hiện nay để có thể đạt được hiệu quả sử dụng băng tần, độ tin cậy và tiết kiệm năng lượng tiêu thụ cho các thiết bị đầu cuối [41], [2], [3]. Tuy vậy, số lượng lớn các ăng-ten được sử dụng sẽ tạo ra những thách thức trong thiết kế khối cao tần (Radio frequency module) [18] và tách sóng tín hiệu MIMO ở khối xử lý băng tần gốc [42].

Ở giao diện vô tuyến cao tần của máy thu, sử dụng số lượng lớn các bộ chuyển đổi tương tự số (Analog-to-Digital Converter - ADC) sẽ làm tăng giá thành phần cứng cũng như năng lượng tiêu thụ vì năng lượng tiêu thụ của bộ chuyển đổi ADC tăng tuyến tính với độ phân giải của bộ chuyển đổi ADC (số bit trên một mẫu tín hiệu). Để giải quyết bài toán về giá thành thiết bị và năng lượng tiêu thụ, việc thay thế các bộ ADC có độ phân giải cao bằng những bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải chỉ vài bit là một giải pháp có nhiều triển vọng [48], [49], [50], [51], [52], [53], [37], [54].

Khi sử dụng các bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp sẽ gây ra hiện tượng lỗi nền trong việc ước tính tín hiệu kênh truyền dẫn. Xu và các cộng sự [53] đã chứng minh rằng tăng số lượng ăng-ten ở trạm gốc có thể bù đắp được việc suy giảm hiệu năng hệ thống do bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp gây ra. Nguyen và các cộng sự gần đây đã sử dụng kỹ thuật học máy để giải quyết tình huống khi thông tin trạng thái kênh (channel state information CSI) không chính xác hoặc không có ở phía trạm gốc [52]. Cũng sử dụng kỹ thuật học máy, Gao và các cộng sự [51] giải quyết bài toán ước tính kênh cho hệ thống MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC số hỗn hợp (nghĩa là có một phần nhỏ các bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải cao còn lại là những bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp).

Liên quan đến tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn, nhóm tác giả [54] đề xuất giải pháp sử dụng bộ tách sóng tín hiệu 2 pha/giai đoạn (stage) bằng cách kết hợp hai bộ tách sóng: Zero-Forcing (ZF) và Maximum Likelihood (ML) cho hệ thống MIMO với bộ ADC có độ phân giải 1 bit. Giải pháp này mang lại hiệu năng tốt hơn bộ tách sóng ZF nhưng lại có độ phức tạp thấp hơn bộ tách sóng ML. Cho và các cộng sự [37] thiết lập cách tính thông tin mềm cho bộ tách sóng MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC 1 bit để kết hợp với máy thu giải mã truyền lan độ tin cậy. Trong công trình nghiên cứu [55], các tác giả đã thiết kế bộ thu lỗi bình phương trung bình nhỏ nhất (MMSE) cho các hệ thống LS-MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp. Trong các nghiên cứu đó, ảnh hưởng của nhiễu lượng tử từ bộ ADC được đưa vào để thiết kế bộ thu tuyến tính nên hiệu năng hoạt động của nó tốt hơn so với bộ thu MMSE thông thường khi tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) cao.

Liên quan đến tính toán giới hạn lý thuyết của kênh đường lên MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC thấp, Fan và các cộng sự [18] thiết lập biểu thức tính tổng tốc độ cho trường hợp một tế bào với kênh pha định nhanh và pha định cỡ lớn. Dựa trên biểu thức toán học của tổng tốc độ, Fan tìm ra rằng sự suy giảm hiệu năng (tốc độ truyền dẫn) có thể bù trừ bằng việc tăng số ăng-ten thu (Kết luận này cũng được chứng minh [53]). Bằng cách tính hiệu suất năng lượng tiêu thụ (năng lượng phát tín hiệu trên kênh và năng lượng tiêu thụ bởi bộ chuyển đổi ADC), nhóm nghiên cứu [56] chỉ ra rằng bộ chuyển đổi ADC 1-bit và 2-bit cho hiệu năng tiêu thụ năng lượng tốt nhất.

Những nghiên cứu trong luận án này chủ yếu tập trung vào việc mô hình hóa bộ tách sóng tín hiệu MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp. Những biểu thức toán được xây dựng để thiết lập mối quan hệ về độ tin cậy thông với độ phân giải của bộ ADC để từ đó thiết lập thuật toán tách sóng tín hiệu truyền lan độ tin cậy. Nghiên cứu này được trình bày ở Chương 2 và Chương 4.

1.6. Kết luận chương 1

Chương này đã trình bày những kiến thức cơ bản về mô hình thông tin số điểm - điểm mà ở đó các mã tiệm cận giới hạn Shannon được trình bày. Cách tạo mã và

giải mã LDPC trên giản đồ Tanner được trình bày cụ thể. Những kiến thức này sau đó được áp dụng cho họ mã Protograph LDPC sử dụng trong những chương tiếp theo của luận án. Những công trình nghiên cứu chính liên quan đến luận án bao gồm mã hóa kênh Protograph LDPC, tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn và bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp được sử dụng ở khối RF của máy thu.

CHƯƠNG 2

TÁCH SÓNG TÍN HIỆU CHO KÊNH LS-MIMO DỰA TRÊN THUẬT TOÁN LAN TRUYỀN TIN CẬY

2.1 Giới thiệu

Chương này nghiên cứu bộ tách sóng tín hiệu MIMO cỡ lớn sử dụng bộ ADC có độ phân giải thấp dựa trên kỹ thuật truyền lan độ tin cậy (Belief Propagation) trên giản đồ Tanner. Nghiên cứu bao gồm việc thiết lập các biểu thức toán học để tính các bản tin mềm để xây dựng bộ tách sóng vòng lặp (iterative detector). Kết quả nghiên cứu trong chương này đã được công bố tại [CT1] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả** sẽ là nền tảng để xây dựng nghiên cứu của Chương 3 và Chương 4 của luận án này.

2.2 Mô hình kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp ở phía thu

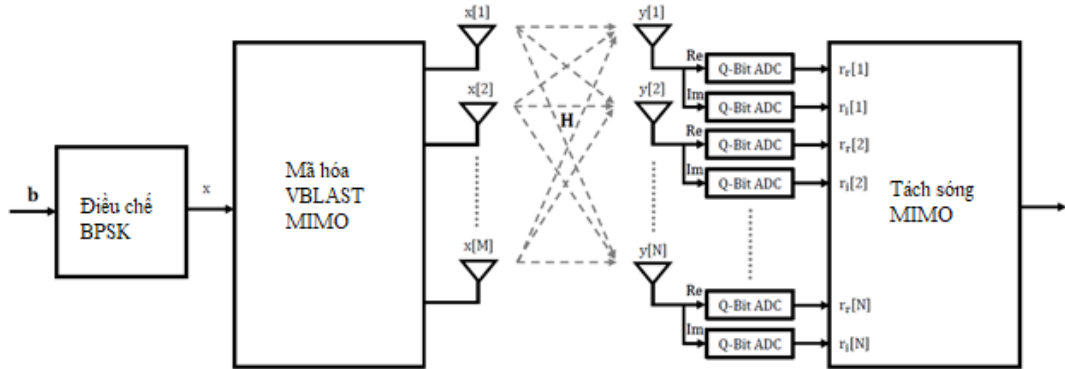
Hình 2.1 là mô hình hệ thống truyền dẫn LS-MIMO không sử dụng mã hóa kênh với M ăng ten phát và N ăng ten thu. Đầu tiên khối bit thông tin \mathbf{b} được điều chế bằng bộ điều chế dịch khóa pha nhị phân (BPSK) tạo ra chuỗi ký hiệu \mathbf{x} . Mỗi ký hiệu x ở đầu ra bộ điều chế nhận các giá trị $\{+1, -1\}$. Chuỗi ký hiệu điều chế được đưa đến bộ mã hóa VBLAST MIMO để tạo các M luồng tín hiệu cho M ăng ten phát. Như vậy trong một lần sử dụng kênh, M ký hiệu điều chế được truyền trên M ăng ten sử dụng phương pháp ghép kênh không gian V-BLAST [57].

Mô hình toán học của tín hiệu thu được viết theo công thức sau

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2.1)$$

Trong Công thức 2.1, véc-tơ $\mathbf{x} = [x[1], x[2], \dots, x[M]]^T$ là các ký hiệu được truyền đi với các phần tử là ký hiệu điều chế BPSK. Ma trận $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ là ma trận kênh có các phần tử $h[n][m]$ là độ lợi kênh từ ăng ten phát thứ n đến ăng ten thu thứ

m . Các phần tử này được mô hình hóa là biến ngẫu nhiên Gauss phức i.i.d với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai đơn vị, nghĩa là $h[n][m] \sim \mathcal{CN}(0,1)$.



Hình 2.1. Mô hình kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp.

Những nghiên cứu trong luận án này giả định rằng thông tin trạng thái kênh (CSI) bao gồm biên độ và pha đã biết ở đầu thu thông qua các bộ ước tính kênh. Vectơ $\mathbf{w} = [w[1], w[2], \dots, w[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vectơ nhiễu Gauss trắng cộng phức có các phần tử tuân theo phân bố Gauss phức i.i.d với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai N_0 với $\mathcal{CN}(0, N_0)$. Cuối cùng, $\mathbf{y} = [y[1], y[2], \dots, y[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là tín hiệu thu.

Trong các hệ thống LS-MIMO, tín hiệu RF tại mỗi ăng ten thu được lượng tử hóa bằng hai bộ ADC có độ phân giải thấp (ở hai kênh, kênh đồng pha và kênh trực giao). Những nghiên cứu trong luận án này sử dụng bộ lượng tử vô hướng đồng nhất Q -bit với $Q = 2, 3, 4, 5$. Trong nhiều công trình nghiên cứu trước đây, 1-bit ADC ($Q = 1$) đã được nghiên cứu nên luận án này không nghiên cứu 1-bit ADC.

Trong thực tế, tín hiệu thu được là một biến ngẫu nhiên liên tục với khoảng biến thiên vô hạn. Do đó, tín hiệu thu được trước tiên được cắt để có khoảng biến thiên hữu hạn trong phạm vi $[-L_s, L_s]$. Giá trị của L_s được chọn sao cho độ sai lệch do quá trình cắt giới hạn tín hiệu là không đáng kể. Trong nghiên cứu này, giống như

đề xuất trong công trình [58], quy tắc 3-sigma được áp dụng để tìm giới hạn L_s như sau

$$\begin{aligned} L_s[n] &= 3 \times \sigma_{y_{Re}[n]} = 3 \times \sigma_{y_{Im}[n]} \approx 3 \times (0.5 + 0.5 \times N_0)^{\frac{1}{2}} \\ &= L_s. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Trong đó, $\sigma_{y_{Re}[n]}$ và $\sigma_{y_{Im}[n]}$ tương ứng là độ lệch chuẩn của tín hiệu thu.

Phần bên phải của Đẳng thức 2.2 là hằng số. Do đó, ta chỉ cần có một giới hạn cắt chung $[-L_s, L_s]$ cho tất cả các tín hiệu nhận được từ các ăng ten thu. Điều đáng nói ở đây là việc sử dụng quy tắc 3-sigma không phải là lựa chọn tối ưu. Nhưng mục tiêu của Chương 2 này cũng như những chương kế tiếp là *thiết kế thuật toán tách sóng tín hiệu dựa trên giản đồ Tanner và việc kết hợp giản đồ tách sóng tín hiệu với giản đồ giải mã kênh để từ đó thiết kế và đánh giá hiệu năng của các mã Protograph LDPC nên việc tối ưu hóa L_s không được xem*. Tuy vậy, tại thời điểm viết luận án này, nhóm nghiên cứu [59] đã có nghiên cứu sâu hơn về cách tìm giới hạn theo độ phân giải của bộ ADC.

Đặt \bar{y} là phần bị cắt đi của tín hiệu thu \mathbf{y} , các tín hiệu bị cắt được tính như sau

$$\bar{y}_l[n] = \begin{cases} -L_s, & y_l[n] < -L_s, \\ y_l[n], & -L_s \leq y_l[n] \leq L_s, \\ L_s, & y_l[n] > L_s \end{cases} \quad (2.3)$$

Trong đó $l \in \{Re, Im\}$ (Re phần thực, Im phần ảo). Các bộ ADC được trang bị tại các ăng-ten thu sẽ lượng tử thành phần thực và thành phần ảo một cách riêng biệt sử dụng bộ lượng tử đơn đồng nhất [60] (Uniform Scalar Quantizer). Gọi \mathbf{r} là phần lượng tử của tín hiệu thu bị cắt $\bar{\mathbf{y}}$, chúng ta có

$$r_l[n] = I_{n_q}^Q \text{ if } \bar{y}_l[n] \in (g_{n_q-1}^Q, g_{n_q}^Q], l \in \{Re, Im\}, \quad (2.4)$$

Trong đó điểm đại diện $I_{n_q}^Q$, là điểm giữa của mỗi khoảng và được biểu thị như sau

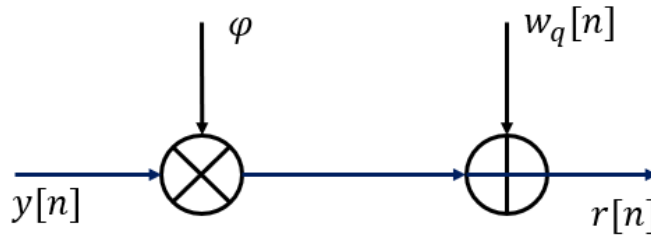
$$I_{n_q}^Q = \frac{g_{n_q}^Q + g_{n_q-1}^Q}{2}, n_q = 1, 2, \dots, 2^Q. \quad (2.5)$$

Các điểm giới hạn được biểu thị như sau

$$g_q^Q = -L_s + q\Delta, q = 1, 2, \dots, 2^Q. \quad (2.6)$$

Trong Công thức 2.6, thông số Δ là kích thước bước lượng tử hóa được tính bằng

$$\Delta = \frac{2L_s}{2^Q}. \quad (2.7)$$



Hình 2.2. Mô hình nhiễu lượng tử cộng (AQNM).

Sử dụng mô hình nhiễu lượng tử cộng (AQNM) (thường được giả định trong nghiên cứu về các hệ thống MIMO lượng tử hóa [18]) và được mô tả trong Hình 2.2, bộ lượng tử có thể mô hình hóa tín hiệu lượng tử như sau:

$$\mathbf{r} = \varphi \bar{\mathbf{y}} + \mathbf{w}_q \approx \varphi \mathbf{y} + \mathbf{w}_q, \quad (2.8)$$

Trong đó $\varphi = 1 - \rho$ và ρ là nghịch đảo của tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lượng tử, và \mathbf{w}_q là vectơ nhiễu lượng tử hóa Gauss cộng (không tương quan với \mathbf{y}). Đối với bộ lượng tử vô hướng đồng nhất, nhiễu lượng tử xấp xỉ là $\Delta^2/12$, [61]. Chúng ta thu được thông số ρ và φ như sau

$$\rho \approx \frac{3}{2^{2Q}} \rightarrow \varphi \approx 1 - \frac{3}{2^{2Q}}. \quad (2.9)$$

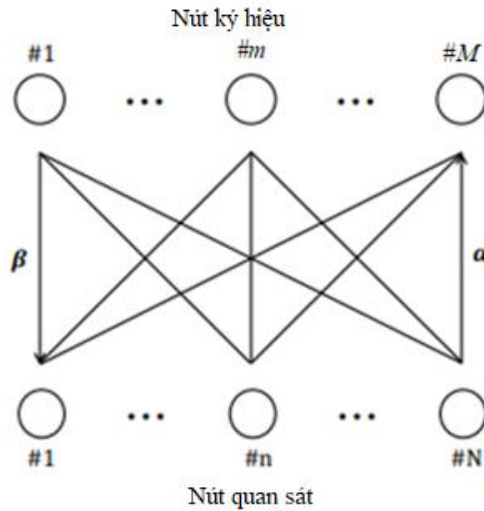
Với ma trận kênh \mathbf{H} , phương sai của nhiễu lượng tử $w_q[n], n = 1, 2, \dots, N$ được tính như sau [62]

$$l\sigma_{nq}^2[n] = \varphi(1 - \varphi) \left(\sum_{m=1}^M |h[n][m]|^2 + N_0 \right) \quad (2.10)$$

Tín hiệu thu được sau khi lượng tử hóa \mathbf{r} được đưa đến bộ tách sóng LS-MIMO dựa trên BP để khôi phục lại tín hiệu phát.

2.4 Thuật toán tách sóng tín hiệu dựa trên thuật toán lan truyền độ tin cậy

Khi số lượng ăng ten lên đến hàng trăm phần tử, các thuật toán tách sóng MIMO thông thường như tách sóng cưỡng bức không (zero-forcing), tách sóng lỗi bình phương nhỏ nhất (MMSE) và giải mã cầu (sphere decoding) rất phức tạp và không sử dụng được vì độ phức tạp cao. Thuật toán BP là một lựa chọn đã được đề xuất để giải quyết vấn đề phức tạp đó như đề xuất trong công trình [42].



Hình 2.3. Biểu đồ Tanner tách sóng tín hiệu LS-MIMO dựa trên BP

Hình 2.3 là biểu đồ Tanner tách sóng tín hiệu LS-MIMO dựa trên việc truyền lan độ tin cậy giữa các nút qua các cạnh của biểu đồ. Trong biểu đồ này có hai loại nút: nút quan sát chính là các ăng ten thu (ON) và nút ký hiệu chính là ăng ten phát (SN). Mỗi nút ON sẽ có N kết nối đến M nút SN. Điều này là do đặc tính quảng bá của truyền sóng vô tuyến trên kênh LS-MIMO, đó là tín hiệu phát đi từ 1 ăng ten sẽ được thu nhận bởi nhiều ăng ten trong vùng phủ sóng của ăng ten đó. Tuy nhiên, cường độ kết nối bị thay đổi ngẫu nhiên theo thời gian và theo độ lợi kênh giữa nút ON và nút SN. Vì thế biểu đồ tách sóng tín hiệu LS-MIMO được gọi là biểu đồ kết nối đầy đủ.

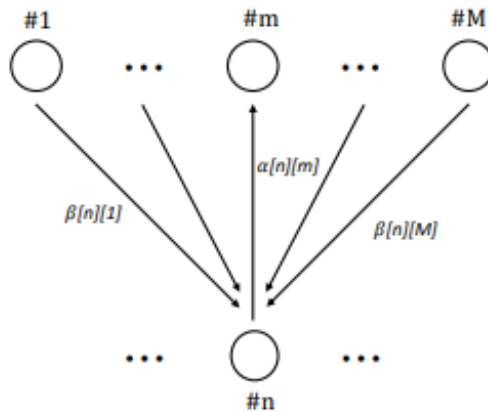
Trong phần này, thuật toán của bộ tách sóng LS-MIMO dựa trên BP sử dụng giản đồ Tanner như trình bày ở Hình 2.3 được nghiên cứu. Trong Hình 2.3 các bản tin $\alpha[n][m]$ và $\beta[m][n]$ được truyền qua lại giữa nút ON thứ n và nút SN thứ m . Quá trình trao đổi thông tin tách sóng dựa trên phương pháp BP được trình bày cụ thể dưới đây.

2.4.1 Cập nhật thông tin tại nút quan sát ON

Tại nút quan sát ON thứ n , các ký hiệu truyền đi được tách sóng và thông tin thêm vào được truyền đến các nút ký hiệu SN. Tín hiệu thu được lượng tử hóa tại nút quan sát ON (ăng ten thu thứ n) có thể được viết lại như sau

$$\begin{aligned}
 r[n] &= \varphi \sum_{m=1}^M h[n][m]x[m] + \varphi w[n] + w_q[n] & (2.11) \\
 &= \varphi h[n][m]x[m] + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq m}^M h[n][k]x[k]}_{\text{Interference}} + \varphi w[n] \\
 &\quad + \underbrace{w_q[n]}_{\text{Quantization Noise}}.
 \end{aligned}$$

Trong đó $x[m]$ là ký hiệu được phát đi trên ăng ten phát thứ m /nút ký hiệu SN, $h[n][m]$ là độ lợi kênh từ ăng ten phát đi thứ n đến ăng ten thu thứ m , $w[n]$ và $w_q[n]$ là nhiễu Gauss trắng cộng và nhiễu lượng tử hóa tương ứng.



Hình 2.4. Biểu đồ cập nhật thông tin ở nút quan sát ON thứ n .

Như biểu diễn trong Biểu thức 2.11, tín hiệu thu bao gồm nhiễu giữa các luồng tín hiệu. Kỹ thuật khử nhiễu xuyên kênh song song để loại bỏ nhiễu xuyên kênh giữa các luồng tín hiệu không mong muốn sẽ được sử dụng để tách sóng tín hiệu LS-MIMO trong chương này cũng như 2 chương kế tiếp của đề án. Trong kỹ thuật này, trước tiên, chúng ta ước tính ký hiệu mềm của $x[n][m]$ dựa trên LLR bên ngoài (E-LLR) từ nút ký hiệu SN thứ m sang nút quan sát ON thứ n . Ký hiệu mềm $\hat{x}[n][m]$ có được bằng cách sử dụng LLR được truyền từ nút ký hiệu SN thứ m đến nút quan sát ON thứ n . Đối với điều chế BPSK, ký hiệu mềm được ước tính như sau:

$$\hat{x}[n][m] = \tanh\left(\frac{\beta[n][m]}{2}\right). \quad (2.12)$$

Trong đó $\beta[n][m]$ là thông tin ngoài được truyền từ nút ký hiệu SN thứ m sang nút quan sát ON thứ n . Ký hiệu mềm được tính từ Công thức 2.12 sẽ được dùng để loại bỏ nhiễu từ tín hiệu thu được lượng tử hóa tại ăng ten thứ n cho ký hiệu phát thứ m như sau

$$\hat{r}[n][m] = r[n] - \varphi \sum_{k=1, k \neq m}^M h[n][k] \hat{x}[n][k], \quad (2.13)$$

trong đó $\hat{r}[n][m]$ là tín hiệu thu được lượng tử hóa của ký hiệu phát $x[m]$ tại ăng ten thu thứ n sau khi khử nhiễu. Ký hiệu mềm được ước tính từ Công thức 2.12 là một bản sao không hoàn hảo của ký hiệu phát. Do đó nhiễu dư vẫn còn tồn tại trong tín hiệu $\hat{r}[n][m]$. Trong nghiên cứu này nhiễu dư đó được xấp xỉ là nhiễu Gauss cộng. Đặt $z[n][m]$ là nhiễu dư cộng với thành phần nhiễu khác ta có

$$z[n][m] = \varphi \sum_{k=1, k \neq m}^M h[n][k] (x[n][k] - \hat{x}[n][k]) + \varphi \omega[n] + \omega_q[n].$$

Dựa vào (2.14), ta có thể viết lại biểu thức $\hat{r}[n][m]$ ở (2.13) như sau

$$\hat{r}[n][m] = \varphi h[n][m]x[m] + z[n][m]. \quad (2.15)$$

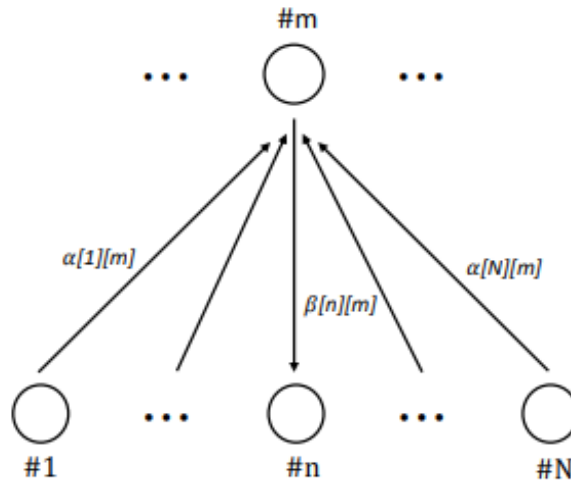
Công suất của nhiễu dư cộng với thành phần nhiễu được tính theo công thức

$$\begin{aligned} \Psi[n][m] = & \varphi^2 \sum_{k=1, k \neq m}^M |h[n][k]|^2 (1 - |\hat{x}[n][k]|^2) + \varphi^2 N_0 \\ & + \varphi(1 - \varphi) \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h[n][m]|^2 + N_0 \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Trong đó, φ được tính theo Công thức (2.9). Thông tin được truyền từ nút quan sát ON thứ n đến nút ký hiệu SN thứ m là hàm loga LLR và được tính bằng công thức sau:

$$\begin{aligned} \alpha[n][m] = & \ln \frac{\Pr(\hat{r}[n][m] | \mathbf{H}, x[m] = +1)}{\Pr(\hat{r}[n][m] | \mathbf{H}, x[m] = -1)} \\ = & \frac{4\varphi}{\Psi[n][m]} \Re(h^*[n][m]\hat{r}[n][m]). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Quá trình ở nút quan sát ON thứ n được kết thúc bằng cách truyền $\alpha[n][m]$ tới nút ký hiệu SN thứ m .



Hình 2.5. Cập nhật thông tin ở nút ký hiệu SN

2.4.2 Cập nhật thông tin ở nút ký hiệu SN

Nhiệm vụ chính của nút ký hiệu SN thứ m là tính toán xác suất hậu nghiệm của ký hiệu $x[m]$ với các thông tin nhận được từ các nút quan sát ON. Xác suất hậu nghiệm LLR $\Gamma[m]$ của ký hiệu $x[m]$ có được bằng cách tính tổng tất cả các E-LLR nhận được từ các nút quan sát ON như sau

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

Bước tiếp theo là tính toán thông tin EI truyền từ nút ký hiệu SN thứ m sang nút quan sát ON thứ n có sử dụng xác suất hậu nghiệm LLR, $\Gamma[m]$. Thông tin bên ngoài bao gồm thông tin do nút ON cung cấp không bao gồm nút thứ n để tránh lặp lại thông tin như mô tả ở Hình 2.5. Bản tin từ nút ký hiệu SN thứ m sang nút quan sát ON thứ n được tính như sau

$$\beta[m][n] = \Gamma[m] - \alpha[n][m] \quad (2.19)$$

Như chúng ta thấy trong Hình 2.3, đồ thị Tanner dùng để tách sóng dựa trên BP có rất nhiều vòng lặp ngắn chúng có thể ảnh hưởng đến việc hội tụ của thuật toán lặp. Khi độ tin cậy không hội tụ chính xác, các giá trị LLR thường dao động lặp lại [62]. Hiện tượng dao động lặp lại có thể giảm bớt bằng cách sử dụng hệ số suy giảm ε như dưới đây:

$$\begin{aligned} \beta^{(t)}[m][n] &= \varepsilon \beta^{(t-1)}[m][n] \\ &+ (1 - \varepsilon)(\Gamma[m] - \alpha[n][m]), \end{aligned} \quad (2.20)$$

Trong đó, t là chỉ số vòng lặp. Các bản tin được truyền lặp đi lặp lại giữa các nút SN và các nút ON. Sau mỗi lần lặp, độ tin cậy của ký hiệu được tăng lên. Vào cuối quá trình lặp ký hiệu $\hat{x}[m]$ được ước tính như sau

$$\hat{x}[m] = \text{sign}(\Gamma[m]) \quad (2.21)$$

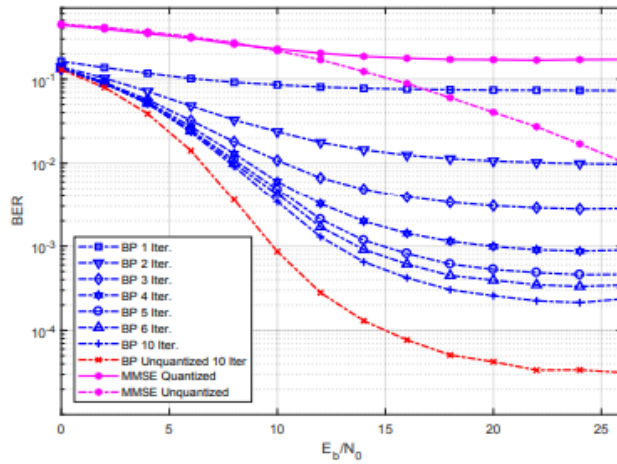
2.5 Kết quả mô phỏng

Phần này trình bày kết quả mô phỏng bằng máy tính với các tham số ở Bảng

2.1 để đánh giá hiệu năng của bộ tách sóng tín dựa trên BP với một số cấu hình MIMO và bộ ADC có độ phân giải thấp khác nhau. Phương pháp điều chế là BPSK và kênh pha đình Rayleigh được sử dụng. Lưu ý rằng mô hình kênh thông kê Rayleigh là mô hình được sử dụng rộng rãi trong hầu hết các nghiên cứu về thông tin vô tuyến trên toàn thế giới. Việc tạo mô hình mô hình kênh được thực hiện bằng việc tạo 2 phân bố chuẩn như đã mô tả ở phần mô hình hệ thống. Kết quả mô phỏng trong Chương 2 này và các chương còn lại được thực hiện trên ngôn ngữ C++. Giả định rằng bộ thu có thông tin trạng thái kênh và số lần lặp tối đa là 10. Hình 2.6 dưới đây nghiên cứu tỷ lệ lỗi bit (BER) của hệ thống với cấu hình 10 ăng ten phát và 10 ăng ten thu (gọi là cấu hình 10×10 MIMO) với bộ chuyển đổi ADC 3-bit.

Bảng 2.1 Các tham số mô phỏng

Phương thức điều chế	B-PSK
Độ phân giải bộ ADC	2-bit, 3-bit, 4-bit, 5-bit
Cấu hình MIMO	10x10, 10x20, 100x100, 100x150, 100x200, 100x300
Kênh truyền dẫn	Rayleigh
Số vòng lặp tách sóng tối đa	10
Hệ số suy giảm ε	0.2
Thông tin trạng thái kênh	Chỉ có ở phía thu

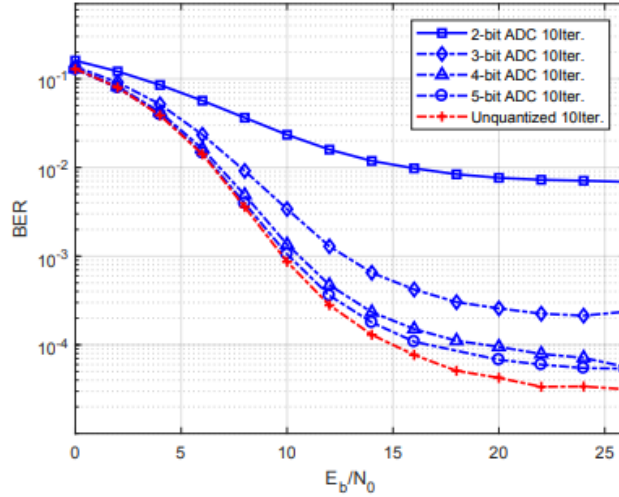


Hình 2.6. Hiệu năng BER 10×10 LS-MIMO, 3-bit ADC, hệ số suy giảm $\varepsilon = 0,2$.

Quan sát kết quả từ Hình 2.6 cho thấy hiệu năng của hệ thống được cải thiện khi số vòng lặp tăng lên (từ 1 đến 10). Bộ tách sóng dựa trên BP được đề xuất cho hiệu năng tốt hơn bộ tách sóng tuyến tính MMSE. Kết quả này phù hợp với kết quả được báo cáo trong công trình [42]. Liên quan đến mối quan hệ giữa hiệu năng BER và số vòng lặp, hiệu năng của bộ tách sóng BP đề xuất được cải thiện rõ rệt trong 5 lần lặp đầu tiên. Sau đó, mức cải thiện hiệu năng qua các vòng lặp giảm dần và gần như mức cải thiện hiệu năng rất nhỏ từ vòng lặp 8, 9 và 10. So với hệ thống LS-MIMO độ phân giải cao, hệ thống LS-MIMO với bộ ADC 3-bit có hiệu năng thấp hơn nhiều. Đặc biệt ở $BER = 10^{-3}$, chênh lệch giữa hiệu năng của hệ thống với 3-bit ADC và hệ thống có độ phân giải cao là 2,5dB.

Để nghiên cứu mối quan hệ giữa hiệu năng và các độ phân giải khác nhau của bộ chuyển đổi ADC, Hình 2.7 trình bày hiệu năng BER của hệ thống LS-MIMO ADC có độ phân giải thấp khác nhau. Đầu tiên ta có thể thấy rằng có một khoảng cách lớn về hiệu năng giữa hệ thống ADC 2-bit và hệ thống ADC 3-bit. Sau đó khi tăng độ phân giải của bộ ADC thêm một bit, tức là bộ ADC 4-bit, hiệu năng được cải thiện hơn nữa. Tuy nhiên, sự cải thiện hiệu năng bị giảm đi khi tăng độ phân giải từ 4-bit lên 5-bit. Như quan sát thấy trong Hình 2.7, sự khác biệt về hiệu năng giữa hệ thống ADC 5-bit và hệ thống độ phân giải cao (unquantized) là rất nhỏ với $BER = 4.10^{-4}$.

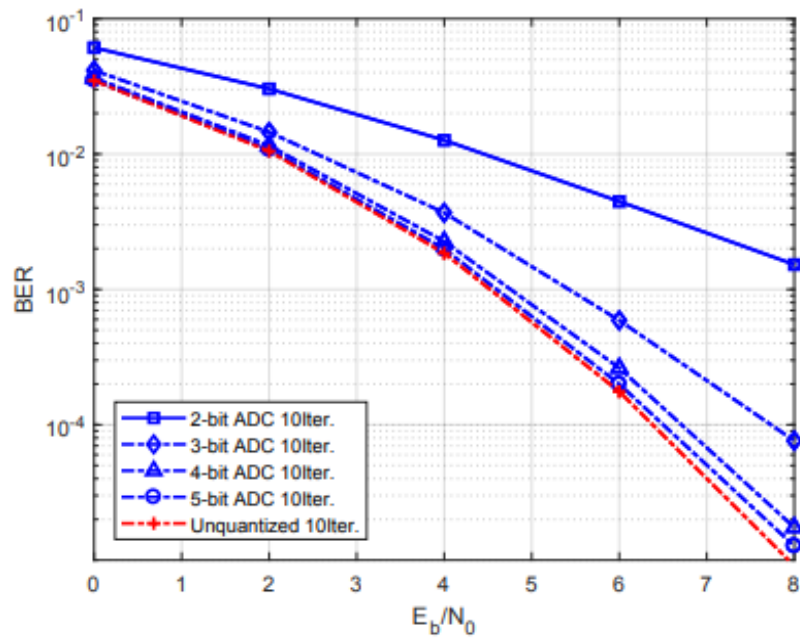
Ví dụ, tại $\text{BER} = 10^{-3}$, hiệu năng của hệ thống ADC 5-bit và hệ thống phân giải cao là gần như nhau. Khi di chuyển xuống $\text{BER} = 10^{-4}$, chênh lệch là khoảng 1dB.



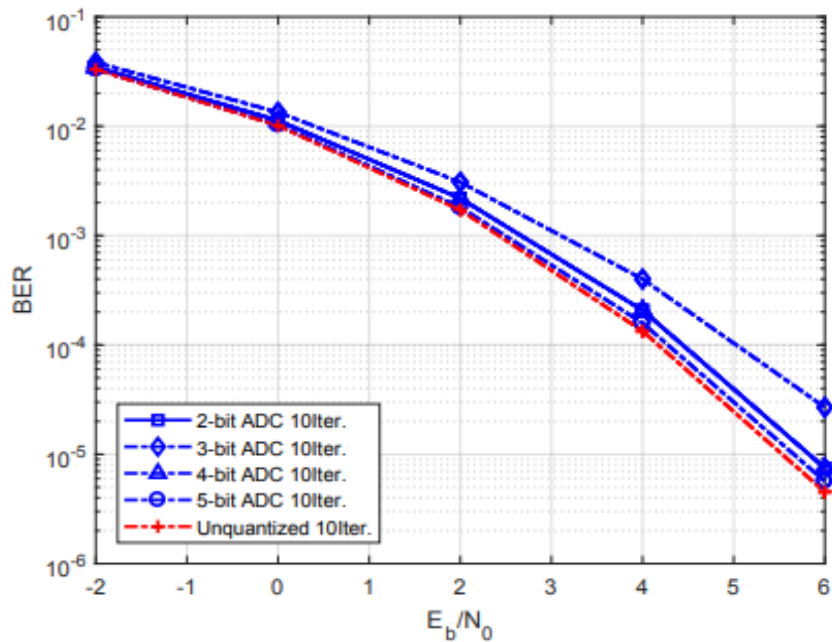
Hình 2.7. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×10 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$.

Kết quả nghiên cứu này cho thấy có thể sử dụng bộ ADC 4-bit hoặc bộ ADC 5-bit để giảm độ phức tạp và mức tiêu thụ năng lượng của quá trình xử lý tín hiệu RF mà chỉ chịu tổn thất hiệu năng không đáng kể.

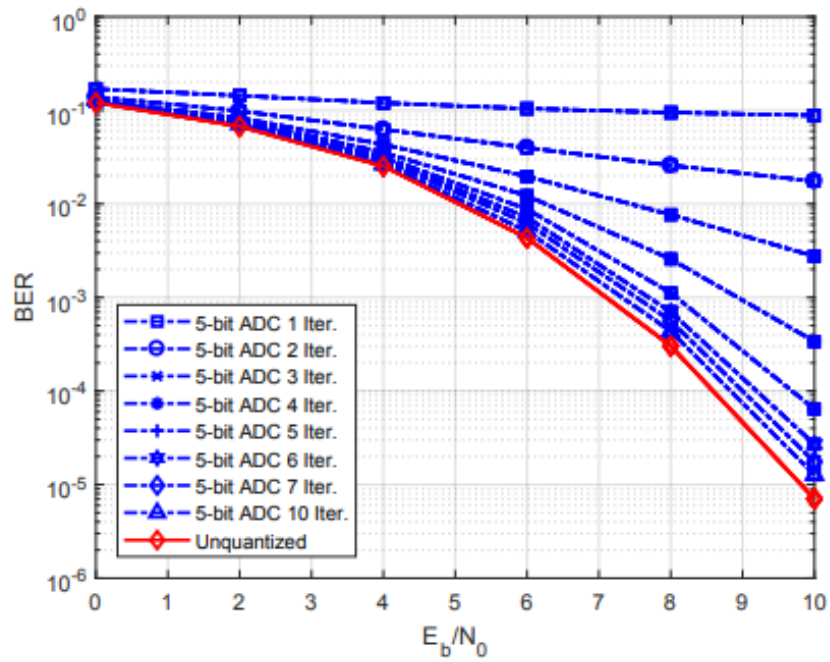
Khi số lượng anten phát M được cố định là 10 và số lượng anten thu N là 10, 20 và 30, khoảng cách hiệu năng giữa hệ thống ADC 2-bit và hệ thống ADC 3-bit được giảm đáng kể như được quan sát từ Hình 2.8 - Hình 2.9. Cụ thể trong cấu hình MIMO 10×30 (Hình 2.9), hiệu năng của ADC 3-bit rất gần với hiệu năng của hệ thống MIMO với bộ ADC phân giải cao. Kết quả này rất có ý nghĩa đối với các hệ thống LS-MIMO với trạm gốc được trang bị hàng trăm hoặc hàng nghìn ăng ten vì chúng ta có thể sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp để giảm độ phức tạp và mức tiêu thụ điện năng mà không làm giảm đáng kể về mặt hiệu năng.



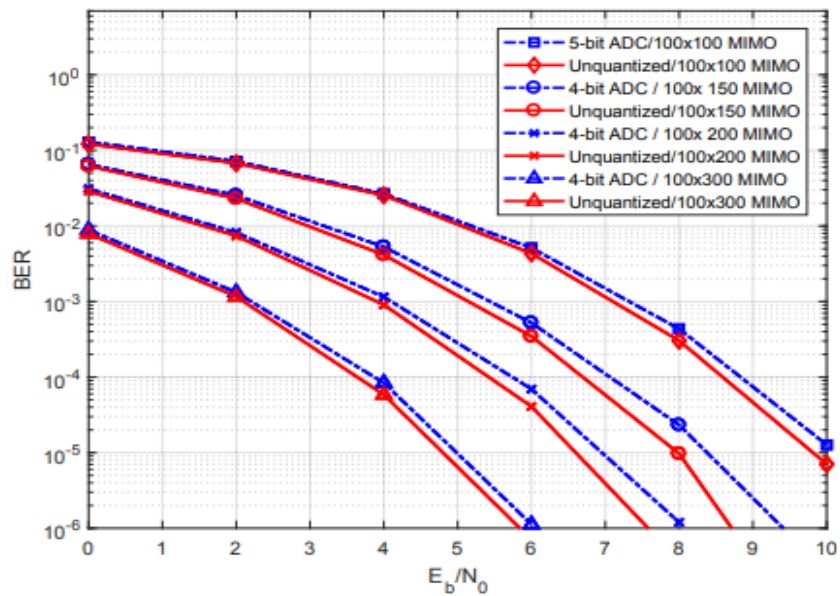
Hình 2.8. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×20 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$.



Hình 2.9. Hiệu năng BER: LS-MIMO 10×30 , 2-bit ADC đến 5-bit ADC, $\varepsilon = 0,2$.



Hình 2.10. Hiệu năng BER trong hệ thống LS-MIMO và số lần lặp, $\varepsilon = 0,2$.



Hình 2.11. Hiệu năng của BER trong hệ thống MIMO: Độ phân giải thấp và cao, $\varepsilon = 0,2$.

Cuối cùng, kết quả thử nghiệm các bộ ADC có độ phân giải thấp trong các cấu

hình LS-MIMO khác nhau được trình bày ở Hình 2.10 và Hình 2.11 trong đó số lượng ăng ten phát được đặt là 100 và số lượng anten thu là 100, 150, 200, và 300. Hiệu năng của bộ tách sóng BP theo số lần lặp (iteration) được biểu diễn ở Hình 2.10. Kết quả cho thấy rằng hiệu năng của hệ thống được cải thiện đáng kể trong 5 lần lặp đầu tiên. Sau đó độ cải thiện về hiệu năng giảm dần. Hiệu năng của bộ ADC 4-bit và ADC 5-bit trong các cấu hình LS-MIMO khác nhau được biểu diễn ở Hình 2.11 so với hiệu năng của bộ ADC phân giải cao. Kết quả mô phỏng cho thấy chênh lệch hiệu năng giữa độ phân giải thấp (4-bit và 5 bit) và độ phân giải cao cũng không đáng kể. Một lần nữa khẳng định rằng hệ thống LS-MIMO với bộ ADC độ phân giải thấp chỉ bị giảm một lượng hiệu năng nhỏ có thể giảm độ phức tạp đáng kể trong quá trình xử lý RF.

2.6 Kết luận chương 2

Bộ tách sóng dựa trên BP cho các hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ ADC độ phân giải thấp được nghiên cứu thông qua ứng dụng thuật toán truyền tin BP trên giản đồ Tanner. Sử dụng mô hình nhiều lượng tử hóa cộng, mô hình toán học của việc cập nhật thông tin tại các nút quan sát và xây dựng bộ tách sóng dựa trên BP cho các hệ thống LS-MIMO sử dụng bộ ADC có độ phân giải thấp được đề xuất. Dựa vào nghiên cứu hiệu năng của bộ tách sóng BP, chúng ta có thể sử dụng bộ ADC 4-bit hoặc bộ ADC 5-bit trong các hệ thống LS-MIMO để cắt giảm mức tiêu thụ điện năng và chi phí phần cứng cho mô-đun RF mà chỉ giảm một phần nhỏ hiệu năng.

Kết quả nghiên cứu thuật toán giải mã BP dựa trên giản đồ Tanner là nền móng để nghiên cứu việc kết hợp giản đồ tách sóng tín hiệu LS-MIMO và giản đồ giải mã kênh thành một giản đồ 2 lớp để từ đó hình thành thuật toán tìm kiếm các mã Protograph LDPC có ý nghĩa quan trọng. Nội dung này sẽ được trình bày trong chương kế tiếp của luận án.

CHƯƠNG 3

THIẾT KẾ MÃ PROTOGRAPH LDPC CHO KÊNH LS-MIMO

3.1. Giới thiệu

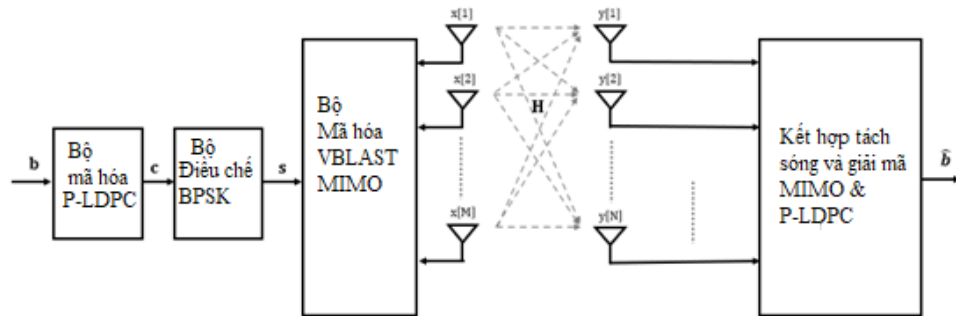
Chương này nghiên cứu xây dựng thuật toán giản đồ truyền thông tin bên ngoài protograph (PEXIT) cho các hệ thống LS-MIMO, được gọi là thuật toán LS-MIMO-PEXIT. Thuật toán được xây dựng dựa trên các hàm thông tin tương hỗ của các bản tin được truyền trên giản đồ kép – giản đồ kết hợp tách sóng MIMO và giải mã LDPC. Thuật toán LS-MIMO-PEXIT mới này đóng một vai trò quan trọng trong quá trình xây dựng một giải pháp thiết kế mã Protograph LDPC mới cho hệ thống LS-MIMO có độ trễ thấp trong di động 5G và các mạng di động hiện đại khác. Cụ thể, dựa trên đồ thị tách sóng ở Chương 2 và thuật toán PEXIT [40] [63] [39], thuật toán LS-MIMO-PEXIT được thiết kế và kết hợp với quy trình thiết kế hai bước để tìm các mã Protograph LDPC tối ưu cho kênh LS-MIMO. Quy trình thiết kế mã Protograph LDPC mới có những tham số đầu vào như sau: 1) các đặc tính lan truyền của kênh truyền LS-MIMO; 2) cấu trúc ma trận cơ sở của một mã Protograph LDPC; 3) số lần lặp lại giải mã tối đa để tối ưu hóa hơn nữa mã Protograph LDPC cho các kênh LS-MIMO ở chế độ lặp thấp. Kết quả nghiên cứu trong chương này đã được công bố tại [CT3] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả**.

Nội dung nghiên cứu của Chương 3 bao gồm:

- Xây dựng thuật toán LS-MIMO-PEXIT mới dựa trên giản đồ hai lớp cho các kênh LS-MIMO dùng bộ tách sóng MIMO truyền lan độ tin cậy loại bỏ nhiễu song song và cấu trúc giải mã Protograph LDPC được sử dụng.
- Thuật toán LS-MIMO PEXIT được sử dụng để đánh giá một cách có hệ thống hiệu năng của các mã Protograph LDPC với các tham số đầu vào khác nhau bao gồm: tỷ lệ mã hóa, số lượng tối đa giải mã lặp lại và cấu hình LS-MIMO.
- Dùng thuật toán LS-MIMO PEXIT để thiết kế mới mã Protograph LDPC cho các hệ thống LS-MIMO cụ thể có số lần lặp giải mã xác định.
- Cụ thể , thiết kế mã Protograph LDPC mới cho các kênh LS-MIMO ở các tỷ

lệ mã hóa khác nhau ($1/2, 2/3, 3/4$). Các mã này có hiệu năng tốt hơn các mã hiện tại (ví dụ [64] [14] [63]), với độ lợi mã hóa thay đổi từ 0,2 dB đến 0,4 dB tại mức $FER = 10^{-4}$.

- Dùng kinh nghiệm thiết kế thực tế và phân tích lý thuyết về các hàm tương hỗ để xây dựng quy trình hai bước tối ưu mã Protograph LDPC không có sàn lỗi tại mức $FER = 10^{-5}$ hoặc tại $BER = 10^{-7}$. Cùng với độ lợi mã hóa được đề cập ở trên, đặc điểm không sàn lỗi của các mã Protograph LDPC được thiết kế trong chương này vô cùng quan trọng đối với các mạng không dây trong tương lai yêu cầu độ tin cậy.



Hình 3.1. Mô hình truyền dẫn MIMO sử dụng mã hóa kênh Protograph LDPC.

3.2. Mô hình máy thu kết hợp tách sóng và giải mã LDPC dựa trên giản đồ Tanner

Mô hình truyền dẫn MIMO cỡ lớn sử dụng mã hóa kênh được nghiên cứu trong chương này được trình bày ở Hình 3.1 Trong đó kênh MIMO cỡ lớn có M ăng ten phát và N ăng ten thu. Một khối Kc bit thông tin \mathbf{b} được mã hóa bởi một bộ mã hóa Protograph LDPC để tạo ra các từ mã \mathbf{c} có độ dài Nc bit được mã hóa. Bit được mã hóa sau đó được điều chế bằng bộ điều chế khóa dịch pha nhị phân (BPSK) với bảng chữ cái trong $\{+1, -1\}$. Trong một lần sử dụng kênh, M ký hiệu được điều chế có thể được truyền qua M ăng ten phát sử dụng sơ đồ ghép kênh không gian. Do đó, yêu cầu $L_c = \lceil Nc/M \rceil$ kênh sử dụng để truyền tất cả các bit mã hóa Nc . Mô hình tín hiệu nhận được như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (3.1)$$

trong đó $\mathbf{x} = [x[1], x[2], \dots, x[M]]^T$ là vector ký hiệu truyền ký hiệu có các phần tử thuộc bảng chữ cái điều chế BPSK. $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ là ma trận kênh có các phần tử $h[n, m]$ có phân bố i.i.d Gaussian phức với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai đơn vị $\mathcal{CN}(0, 1)$. Đối với phân tích trong phần tiếp theo, chúng tôi giả định rằng thông tin trạng thái kênh hoàn hảo (CSI) có sẵn tại phía thu. $\mathbf{w} = [w[1], w[2], \dots, w[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ biểu thị vector nhiễu cộng có các phần tử là các biến ngẫu nhiên phức i.i.d Gaussian với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai N_0 , tức là $\mathcal{CN}(0, N_0)$. $\mathbf{y} = [y[1], y[2], \dots, y[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vector của tín hiệu thu được tại N ăng ten thu. Quan sát $y[n]$ tại ăng ten thu thứ n , tức là nút quan sát thứ n trong đồ thị Tanner, có thể được viết là:

$$y[n] = h[n, m]x[m] + \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq m}}^M h[n, k]x[k] + w[n]. \quad (3.2)$$

Ở trên, thành phần can nhiễu đối với ký hiệu phát $x[m]$, $\sum_{k=1, k \neq m}^M h[n, k]x[k]$, được loại bỏ bằng cách sử dụng kỹ thuật loại bỏ nhiễu song song [42]

$$\hat{y}[n, m] = y[n] - \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq m}}^M h[n, k]\hat{x}[n, k], \quad (3.3)$$

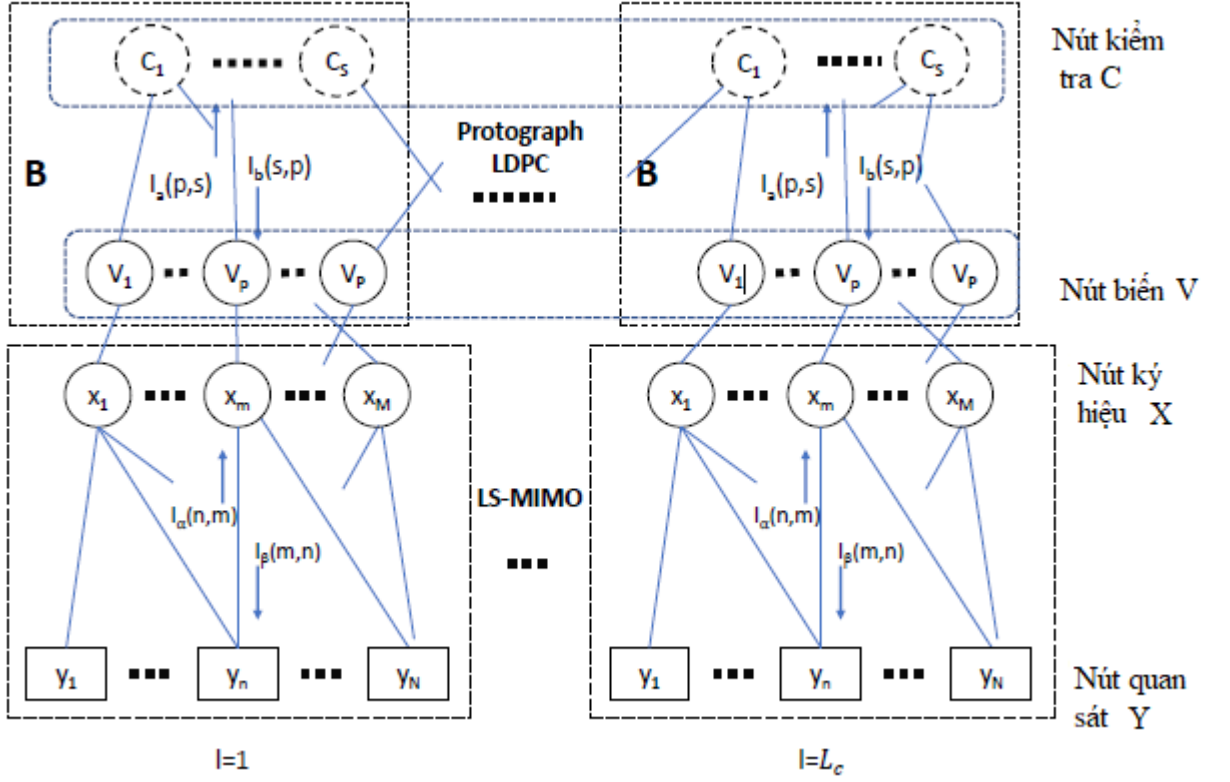
trong đó $\hat{y}[n, m]$ là quan sát của ký hiệu được truyền $x[m]$ tại anten thu thứ n sau khi loại bỏ nhiễu. $\hat{x}[n, m]$ là ký hiệu mềm của $x[m]$ tại ăng ten thu thứ n .

Đối với sơ đồ điều chế BPSK, ký hiệu mềm $\hat{x}[n, m]$ là phiên bản ước tính của ký hiệu $x[m]$ tại ăng ten thu thứ n được tính bằng cách sử dụng hàm tanh như dưới đây

$$\hat{x}[n, m] = \tanh\left(\frac{\beta[n, m]}{2}\right), \quad (3.4)$$

Trong đó $\beta[m, n]$ là tỷ số log likelihood bên ngoài (LLR) được chuyển từ nút biến thứ m sang quan sát thứ n nút. Có thể mở rộng quy trình thiết kế này cho các phương pháp điều chế có giá trị phức. Ví dụ, chúng ta có thể chuyển đổi mô hình giá trị phức của sơ đồ điều chế QPSK sang mô hình giá trị thực tương đương của sơ đồ điều chế BPSK sau đó sử dụng Công thức 3.4 trực tiếp. Đối với các sơ đồ điều chế bậc cao hơn như 8-PSK hoặc 16-QAM, ước tính ký hiệu mềm sẽ phức tạp hơn và không được xem xét vấn đề này trong luận án này.

Do sự tách sóng tín hiệu LS-MIMO và cấu trúc giải mã Protograph LDPC được sử dụng, các bản tin $\beta[m, n]$ trong (3.4) bao gồm thông tin bên ngoài từ cả hai nút quan sát của biểu đồ tách sóng LS-MIMO và các nút kiểm tra của đồ thị giải mã Protograph LDPC. Trong các phần sau, khi thuật toán PEXIT mới được xây dựng cho các kênh LS-MIMO, sự tương tác của những bản tin đó sẽ được nhận thông qua các hàm thông tin tương hỗ. Mô hình hóa sự tương tác của tách sóng tín hiệu LS-MIMO và giải mã Protograph LDPC vào trong thiết kế là điểm khác biệt của nghiên cứu này so với những nghiên cứu trước đó. Những nghiên cứu trước đó chỉ sử dụng giản đồ 1 lớp. Hơn nữa, vì các mức độ tin cậy của bit thông tin từ nút quan sát và các nút kiểm tra được cải thiện sau mỗi lần lặp, do đó ước lượng mềm, $\hat{x}[n, m]$, cũng được cải thiện sau mỗi lần lặp. Kết quả, lượng nhiễu xuyên kênh trong (3.3) sẽ bị loại bỏ bớt khỏi tín hiệu quan tâm sau mỗi lần lặp.



Hình 3.2. Biểu đồ hai lớp cho tách sóng tín hiệu LS-MIMO và giải mã Protograph LDPC.

LLR của ký hiệu truyền thứ m ở ăng ten thu thứ n được đưa ra bởi

$$\alpha[n, m] = \ln \frac{\Pr(\hat{y}[n, m] | \mathbf{H}, x[m] = +1)}{\Pr(\hat{y}[n, m] | \mathbf{H}, x[m] = -1)} = \frac{4\Re(h^*[n, m]\hat{y}[n, m])}{\Psi[n, m]}, \quad (3.5)$$

Trong đó

$$\Psi[n, m] = \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq m}}^M |h[n, k]|^2 (1 - |\hat{x}[n, k]|^2) + N_0. \quad (3.6)$$

Bản tin $\alpha[n, m]$ được chuyển đến nút biến trên giản đồ Tanner hai lớp để đồng thời tách sóng lặp và thu giải mã trong [65], như trong Hình 3.2. Lớp đầu tiên là giản đồ từ các nút quan sát \mathbf{y} kết nối với các nút ký hiệu \mathbf{x} . Lớp thứ 2 là cấu trúc giản đồ giải mã LDPC kết nối các biến nút \mathbf{v} đến nút kiểm tra \mathbf{c} . Ánh xạ giữa \mathbf{x} và \mathbf{v} là ánh xạ

một-một. Chi tiết có thể tham khảo [10] về cách xây dựng mã Protograph LDPC từ một ma trận cơ sở nhỏ \mathbf{B} .

Liên quan đến tách sóng LS-MIMO kết hợp với giản đồ giải mã LDPC tác động thế nào lên quá trình loại bỏ can nhiễu, Biểu thức 3.6 cung cấp cho chúng ta một sự giải thích rõ ràng. Như đã phân tích ở trên, ước lượng của $x[m]$ tại ăng ten thu thứ n ngày càng trở nên chính xác hơn sau mỗi lần lặp. Do đó, giá trị của $|\hat{x}[n, m]|^2$ gần hơn với 1. Điều này có nghĩa là công suất can nhiễu (tức là, số hạng đầu tiên trong (3.6)) tiệm cận với không. Nói ngắn gọn, can nhiễu sẽ bị loại bỏ một cách hiệu quả bằng cách kết hợp sự tương tác động của các thông tin trên giản đồ 2 lớp vào thiết kế. Cuối cùng, các mức độ tin cậy của các thông tin hậu nghiệm tăng lên và các bit thông tin được khôi phục với một xác suất lỗi thấp so với biểu đồ một lớp trong đó các mức tin cậy ở đầu ra của bộ tách sóng LS-MIMO là không thay đổi / tĩnh.

3.4. Thuật toán LS-MIMO-PEXIT

Để thiết kế mã Protograph LDPC mới cho hệ thống LS-MIMO với $M \times N$ ăng-ten, người ta cần một công cụ phân tích để đánh giá, sau đó tìm ma trận kích thước nhỏ \mathbf{B} (ma trận cơ sở) tối ưu của biểu đồ cơ bản với các nút kiểm tra S và các nút biên P (tức là \mathbf{B} có S hàng và P cột). Trong phần này, một công cụ phân tích có tính đến các đặc tính của thuật toán tách sóng và giải mã đồng thời được thiết lập. Thuật toán này được gọi là thuật toán LS-MIMO-PEXIT. Ý tưởng đằng sau thuật toán LS-MIMO-PEXIT là phân tích các hàm thông tin tương hỗ của các bản tin truyền qua biểu đồ hai lớp, như trong Hình 3.2. Thuật toán LS-MIMO-PEXIT có thể được sử dụng như một công cụ tốt để đánh giá xem một mã LDPC hoạt động tốt hơn mã khác hay không, bằng cách đánh giá các ngưỡng giải mã lặp của chúng.

Thông qua bốn loại thông tin chung trong [38] như được hiển thị trong Hình 3.2:

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

- $I_a[p, s]$ biểu thị thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi nút biến thứ p tới nút kiểm tra thứ s và bit mã hóa tương ứng thứ p .
- $I_b[s, p]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi nút kiểm tra thứ s đến nút biến thứ p và bit mã hóa tương ứng thứ p .
- $I_\beta[m, n]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR được gửi bởi biến thứ m đến nút quan sát thứ n và bit mã hóa tương ứng thứ m .
- Để tính toán những thông tin tương hỗ này, chúng tôi sử dụng hàm $J(\cdot)$ và $J^{-1}(\cdot)$ dưới đây [38]:

$$J(\sigma) \approx \begin{cases} a_{J,1}\sigma^3 + b_{J,1}\sigma^2 + c_{J,1}\sigma, & 0 \leq \sigma \leq \sigma^* \\ 1 - e^{-a_{J,2}\sigma^3 + b_{J,2}\sigma^2 + c_{J,2}\sigma + d_{J,2}}, & \sigma^* \leq \sigma \leq 10 \\ 1, & \sigma \geq 10 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} a_{J,1} &= -0.042\ 16\ 1, & b_{J,1} &= -0.209\ 252 & c_{J,1} &= -0.006\ 400\ 81 \\ a_{J,2} &= 0.001\ 814\ 91, & b_{J,2} &= -0.142\ 675 & c_{J,2} &= -0.082\ 205\ 4, \\ d_{J,2} &= 0.054\ 960\ 8. \end{aligned}$$

$$J^{-1} \approx \begin{cases} a_{\sigma,1}I^2 + b_{\sigma,1}I + c_{\sigma,1}\sqrt{I}, & 0 \leq I \leq I^* \\ -a_{\sigma,2} \ln[b_{\sigma,2}(1-I)] - c_{\sigma,2}I, & I^* < I < 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} a_{\sigma,1} &= 1.095\ 42, & b_{\sigma,1} &= 0.214217, & c_{\sigma,1} &= 2.337\ 27 \\ a_{\sigma,2} &= 0.706\ 692, & b_{\sigma,2} &= 0.386\ 013, & c_{\sigma,1} &= -1.750\ 17 \end{aligned}$$

Thuật toán LS-MIMO-PEXIT với đầu vào là một ma trận cơ sở \mathbf{B} , một cấu hình MIMO cụ thể và số vòng lặp cực đại $Iter_{max}$ và đầu ra là ngưỡng giải mã. Thuật toán được đề xuất như sau.

Bước 0. Bắt đầu với một tỉ số tín hiệu trên nhiễu $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t$ và $I_\beta = 0$.

Bước 1. Tạo F ma trận kênh truyền của \mathbf{H} : $\mathbf{H}_f, f = 1, 2, \dots, F$. Tính $\sigma_\beta = J^{-1}(I_\beta)$ theo (3.8).

Tạo $\beta[m, n] \sim \mathcal{N}\left(\frac{\sigma_\beta^2}{2}, \sigma_\beta^2\right), \forall m = 1, 2, \dots, M, \forall n = 1, 2, \dots, N$. Sử dụng $\beta[n, m]$, ước lượng ký hiệu mềm $\hat{x}[n, m]$ được tính trong Công thức 4.4.

Bước 2. Với một ma trận kênh truyền cho trước $\mathbf{H}_f, f = 1, 2, \dots, F$, tính $I_{\alpha, f}[n, m]$

$$I_{\alpha, f}[n, m] = J(\sigma_{\alpha[n, m], f}), \quad (3.9)$$

với $\sigma_{\alpha[n, m], f} = \sqrt{\frac{|h_f[n, m]|^2}{\Psi_f[n, m]}} (\Psi_f[n, m])$ từ Công thức 3.6. $I_\alpha[n, m]$ là trung bình của

Q phiên bản kênh truyền, $I_\alpha[n, m] = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F I_{\alpha, f}[n, m]$.

Bước 3. Tính $I_\alpha[p, s]$

$$I_\alpha[p, s] = J\left(\sqrt{\sigma_{\alpha[p]}^2 + \sigma_{b[p]}^2}\right), \quad (3.10)$$

trong đó $\sigma_{b[p]}^2 = \sum_{r \in \mathcal{N}_c(p) \setminus s} \mathbf{B}[r, p] [J^{-1}(I_b[r, p])]^2, \sigma_{\alpha[p]}^2 = \sum_{n \in \mathcal{N}_o(p)} [J^{-1}(I_\alpha[n, p])]^2$ trong đó $\mathcal{N}_c(p)$ là tập các nút kiểm tra kết nối với nút biên thứ p ; $\mathcal{N}_o(p)$ là tập các nút quan sát kết nối với nút thứ p . $\mathbf{B}[r, p]$ là phần tử thứ $[r, p]$ của ma trận nhỏ \mathbf{B} .

Bước 4. Tính $I_b[s, p]$

$$\begin{aligned} I_b[s, p] &= J\left(\sqrt{\sum_{r \in \mathcal{N}_v(s) \setminus p} \mathbf{B}[s, r] [J^{-1}(1 - I_\alpha[r, s])]^2}\right). \end{aligned} \quad (3.11)$$

trong đó $\mathcal{N}_v(s)$ là tập các nút kết nối tới nút kiểm tra thứ s .

Bước 5. Tính $I_\beta[m, n]$

$$I_\beta[m, n] = J\left(\sqrt{\sigma_{\alpha[m]}^2 + \sigma_{b[m]}^2}\right), \quad (3.12)$$

với $\sigma_{b[m]}^2 = \sum_{r \in \mathcal{N}_c(m)} \mathbf{B}[r, m][J^{-1}(I_b[r, m])]^2$ và $\sigma_{\alpha[m]}^2 = \sum_{r \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} [J^{-1}(I_\alpha[n, m])]^2$.

Bước 6. Tính tổng thông tin tương hỗ từ hai lớp kết nối với nhau tại nút biên thứ p , $I_{APP}[p]$

$$I_{APP}[p] = J\left(\sqrt{\sigma_{\alpha[p]}^2 + \sigma_{b[p]}^2}\right), \quad (3.13)$$

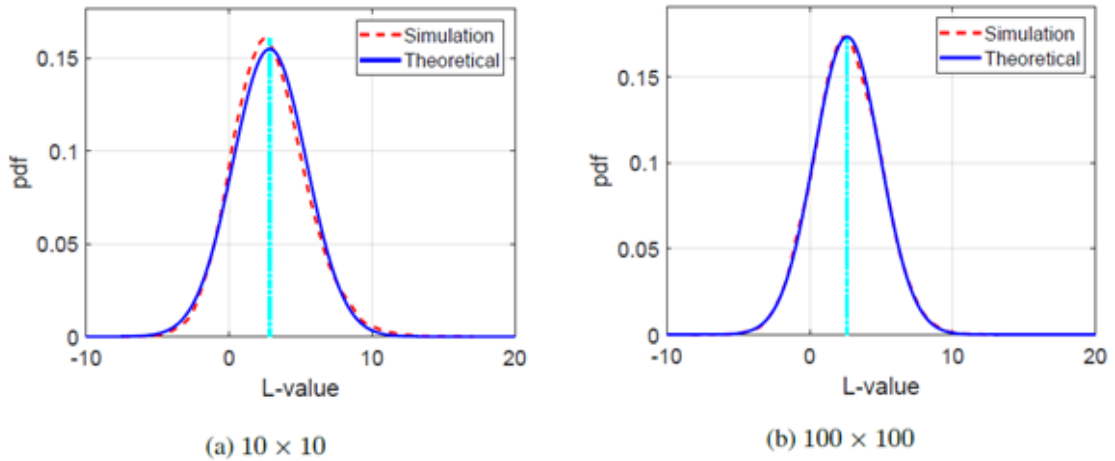
với $\sigma_{b[p]}^2 = \sum_{r \in \mathcal{N}_c(p)} \mathbf{B}[r, p][J^{-1}(I_b[r, p])]^2$ và $\sigma_{\alpha[p]}^2 = \sum_{r \in \mathcal{N}_o(p)} [J^{-1}(I_\alpha[r, p])]^2$.

Bước 7. Lập lại các bước từ 1 đến 6 cho đến số lần lặp cực đại hoặc thỏa điều kiện dừng $I_{APP}[p] = 1, \forall p = 1, 2, \dots, P$. Ngưỡng giải mã lặp là tỉ số $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_t$ cực tiểu thỏa $I_{APP}[p] = 1, \forall p = 1, 2, \dots, P$, với một số lần lặp giải mã cực đại cho trước.

Thuật toán LS-MIMO-PEXIT ở trên sẽ được sử dụng để tính các ngưỡng giải mã lặp, $\eta(\mathbf{B}, M, N, Iter_{max})$, trong bài toán tối ưu ma trận cỡ nhỏ trong phần sau. Lưu ý rằng ngưỡng giải mã lặp càng thấp, hiệu năng mã càng tốt vì ngưỡng giải mã lặp được xác định là chất lượng kênh truyền tối thiểu, chất lượng này hỗ trợ giải mã lặp độ tin cậy của các mã LDPC lớn tiệm cận được xây dựng từ ma trận nhỏ với một số lượng lần lặp giải mã tối đa nhất định qua đồ thị chung.

Nhận xét 1: Thuật toán PEXIT được đề xuất cho các kênh LS-MIMO khác với thuật toán thông thường ở tất cả các bước, ngoại trừ Bước 4. Đặc biệt, các tính năng tách sóng truyền bản tin và giải mã và các kênh LS-MIMO được xem xét để tính toán các hàm thông tin tương hỗ.

Nhận xét 2: Tham số $\sigma_{a[p]}^2$ trong Công thức 3.10 đóng vai trò là phương sai của bản tin LLR kênh trong thuật toán PEXIT thông thường. Do đó, một trong những giả định không thể thiếu trong việc phát triển thuật toán PEXIT là các bản tin LLR của kênh tuân theo phân bố Gaussian đối xứng. Giả định này được xác minh thông qua mô phỏng Monte Carlo và hàm mật độ xác suất (pdf) của bản tin LLR kênh được vẽ trong Hình 3.3.



Hình 3.3. Hàm mật độ xác suất của thông tin LLR: Mã AR3A [13], tỷ lệ mã hóa $R = 1/2$.

Sự khác biệt xảy ra trong trường hợp cấu hình MIMO 10×10 . Tuy nhiên, sự khác biệt xảy ra trong một khu vực nhỏ xung quanh giá trị trung bình của L . Trong vùng đuôi, các đường cong lý thuyết và mô phỏng rất gần với nhau. Trong trường hợp cấu hình LS-MIMO 100×100 , không có sự khác biệt giữa lý thuyết và các đường cong mô phỏng. Tóm lại, giả thiết phân bố Gaussian là hợp lý cho cả cấu hình MIMO 10×10 và 100×100 (Xem Hình 3.3a và Hình 3.3b).

Nhận xét 3: Giá trị của $\sigma_{a[p]}^2$ sẽ được thay đổi từ lần lặp này sang lần lặp khác. Do đó, thông tin bên ngoài từ đồ thị giải mã LDPC giúp cải thiện thông tin bên ngoài của đồ thị tách sóng MIMO nhờ cấu trúc gián đồ kép, và ngược lại. Số lượng đó vẫn không thay đổi trong thuật toán PEXIT thông thường.

Nhận xét 4: Trong thuật toán LS-MIMO-PEXIT được đề xuất này, hàm thông tin tương hỗ $I_\alpha[n, m]$ được xử lý khác nhau đối với các cặp (n, m) khác nhau, là các cạnh trên phần LS-MIMO của giản đồ kép. Lý do là hàm tương hỗ $I_\alpha[n, m]$ nhận các phần khác nhau của thông tin tương hỗ từ các cạnh đến, mỗi cạnh có các độ lợi kênh khác nhau trong môi trường suy hao. Đây là những tính năng đặc biệt của thuật toán LS-MIMO-PEXIT được nghiên cứu trong chương này.

Nhận xét 5: Về việc lựa chọn giá trị ban đầu của $\frac{E_b}{N_0}$ ở Bước 0, người ta có thể sử dụng kỹ thuật được đề xuất trong [63] bằng cách chọn giá trị ban đầu của $\frac{E_b}{N_0}$ đủ nhỏ. Giá trị của $\frac{E_b}{N_0}$ sau đó được tăng lên một lượng 0.001 dB sau mỗi lần lặp. Ngược lại, NCS sử dụng thuật toán tìm kiếm nhị phân, đối với biến $\frac{E_b}{N_0}$, để có được ngưỡng giải mã lặp. Đầu tiên, chọn một phạm vi khả thi $[\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{min}, \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{max}]$ cho $\frac{E_b}{N_0}$, thì giá trị ban đầu của $\frac{E_b}{N_0}$ ban đầu được đặt ở điểm giữa của phạm vi khả thi. Trong nghiên cứu này, $\frac{E_b}{N_0}$ được chọn trong phạm vi $[-8 \text{ dB}, 8 \text{ dB}]$. Do đó, giá trị ban đầu của $\frac{E_b}{N_0}$ là 0 dB. Trong các mô phỏng, thuật toán tìm kiếm luôn hội tụ với biến $\frac{E_b}{N_0}$. Do vậy, việc lựa chọn giá trị ban đầu của $\frac{E_b}{N_0}$ không ảnh hưởng đến hiệu năng của các mã LDPC được thiết kế mới.

3.5. Thiết kế mã Protograph LDPC cho kênh LS-MIMO

Thiết kế mã Protograph LDPC liên quan đến việc tìm kiếm ma trận kích cỡ nhỏ \mathbf{B} có ngưỡng giải mã lặp thấp nhất trong khi duy trì đặc tính tăng khoảng cách tối thiểu tuyến tính. Do đó, thiết kế mã Protograph LDPC có thể được công thức hóa như một bài toán tối ưu hóa như sau

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{B} \in \mathcal{B}_{Z^+}} \eta(\mathbf{B}, N, M, \text{Iter}_{max}) \\ \text{s. t. } & f_c(\mathbf{B}) \leq 0 \quad \text{for } c = 1, 2, \dots, C_0, \end{aligned} \quad (3.14)$$

trong đó \mathcal{B}_{Z^+} biểu thị một tập hợp tất cả các ma trận có các phần tử không âm. Đầu ra của hàm tối ưu, $\eta(\mathbf{B}, M, N, \text{Iter}_{max})$, là giá trị ngưỡng giải mã lặp. Hơn nữa, hàm tối ưu đạt được bằng cách áp dụng thuật toán LS-MIMO-PEXIT trong Phần 3.4. $f_c(\mathbf{B}) \leq 0, c = 1, 2, \dots, C$ đại diện tập hợp các ràng buộc theo hướng dẫn thiết kế mã Protograph LDPC [10] (C : là số hàm ràng buộc của bài toán tối ưu).

Có ba tham số chính liên quan đến việc tối ưu hóa:

- 1) Ma trận cơ sở \mathbf{B} đại diện cho cấu trúc mã của một tỷ lệ mã hóa nhất định;
- 2) Cấu hình MIMO cỡ lớn với một cặp giá trị M và N ;
- 3) Iter_{max} đại diện số lần giải mã lặp tối đa thường bị giới hạn do ràng buộc về độ trễ của một mạng truyền thông không dây nhất định.

Khác với các thiết kế mã Protograph LDPC trước đây, ví dụ [12] [10], trong bài toán tối ưu hóa (3.14) ở trên, Iter_{max} làm tham số thiết kế để tối ưu hóa mã Protograph LDPC cho các ứng dụng bị giới hạn độ trễ. Vì vậy, nghiên cứu tập trung vào hệ thống có số vòng lặp giải mã thấp (tức là, $\text{Iter}_{max} \leq 50$ là giá trị thường được dùng hiện nay [64]). Hơn nữa, dưới sự giới hạn nghiêm ngặt như vậy về số lần lặp giải mã tối đa, các mã Protograph LDPC với cấu trúc protograph không bị đục lỗ được sử dụng trong nghiên cứu này. Điều này là do mã đục lỗ cần số lần lặp giải mã cao để hiệu quả và hội tụ [14] [33]. Như trình bày trong phần kết quả thử nghiệm bên dưới, mã không đục lỗ, bao gồm mã được đề xuất và mã trong [14], hoạt động tốt hơn các mã Protograph LDPC đục lỗ chẳng hạn như mã AR3A [63] và mã LDPC 5G tiêu chuẩn [64]. Trong các tình huống mà số lần lặp giải mã không giới hạn, người ta có thể áp dụng một cách dễ dàng quy trình thiết kế trong chương này để thiết kế các mã Protograph LDPC đục lỗ.

Ngoài ra, hàm tối ưu trong (3.14) bao gồm cấu hình LS-MIMO thông qua các tham số M và N tách sóng LS-MIMO do đồ thị của phân tách sóng LS-MIMO được kết nối đầy đủ do bản chất của sự lan truyền tín hiệu vô tuyến, ma trận cơ sở là ma trận tất cả các phần tử có giá trị bằng một. Đó là lý do bỏ qua ma trận cơ sở cho giản đồ LS-MIMO trong hàm tối ưu. Tuy nhiên, sự tương tác động giữa các bản tin của

giản đồ tách sóng LS-MIMO và các bản tin của giản đồ giải mã Protograph LDPC vẫn được ghi lại trong hàm tối ưu thông qua các hàm thông tin tương hỗ trong Bước 3, Bước 5, và Bước 6 của thuật toán LS-MIMO-PEXIT ở trên. Quan sát này giải thích và kiểm chứng độ lợi của mã Protograph LDPC mới so với các mã LDPC hiện đại nhất, như được hiển thị trong Hình 3.4.

Sử dụng các hướng dẫn về các đặc trưng của một ma trận cơ sở tốt [10], chúng ta có thể thu hẹp không gian tìm kiếm của bài toán tối ưu hóa ở (3.14) và do vậy cho phép chúng ta sử dụng thuật toán tìm kiếm toàn diện với độ phức tạp hợp lý. Cụ thể, ràng buộc về cấu trúc của ma trận cơ sở \mathbf{B} , có 3 hàng và 6 cột (một giản đồ biểu đồ không đục lỗ với 6 biến và 3 nút kiểm tra), dẫn đến tỷ lệ mã hóa là $\frac{1}{2}$ như sau.

$$\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} = \begin{pmatrix} e_{1,1} & e_{1,2} & e_{1,3} & e_{1,4} & 0 & 1 \\ e_{2,1} & e_{2,2} & e_{2,3} & e_{2,4} & 1 & 0 \\ e_{3,1} & e_{3,2} & e_{3,3} & e_{3,4} & 1 & 0 \end{pmatrix}_{3 \times 6}, \quad (3.15)$$

trong đó phần tử $e_{s,p}$ trong $\mathbf{B}_{\frac{1}{2}}$ là số cạnh song song kết nối nút biến thứ p và nút kiểm tra thứ s trong phần giải mã LDPC của biểu đồ kết hợp. Hai cột cuối cùng được chọn trước theo hướng dẫn thiết kế về số lượng của các nút biến bậc một và các nút biến bậc 2 [10].

Bốn cột còn lại có tổng cộng 12 biến chưa biết, $e_{s,p}$, $s = 1,2,3$, $p = 1, \dots, 4$, để tối ưu hóa. Các giá trị của chúng được chọn ở biểu đồ cuối cùng. Các biến đó được chọn từ tập $\{0,1,2,3\}$. Nói cách khác, số cạnh song song tối đa cho phép là 3. Các ràng buộc tương ứng của bài toán tối ưu hóa trong (3.14) cho ma trận $\mathbf{B}_{\frac{1}{2}}$ được tính như sau [10]

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : -e_{s,p} \leq 0, \forall s = 1,2,3, p = 1, \dots, 4, \\ f_2 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : e_{s,p} - 3 \leq 0, \forall s = 1,2,3, p = 1, \dots, 4, \\ f_3 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : 3 - (e_{1,1} + e_{2,1} + e_{3,1}) \leq 0, \\ f_4 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : 3 - (e_{1,2} + e_{2,2} + e_{3,2}) \leq 0, \\ f_5 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : 3 - (e_{1,3} + e_{2,3} + e_{3,3}) \leq 0, \\ f_6 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : 2 - (e_{1,4} + e_{2,4} + e_{3,4}) \leq 0, \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Các ràng buộc $f_3 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right)$, $f_4 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right)$, $f_5 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right)$ được áp đặt để đảm bảo khoảng cách tối thiểu tăng tuyến tính và ràng buộc $f_6 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right)$ xuất phát từ thực tế là mã Protograph LPDC có thể có số lượng các nút kiểm tra trừ đi 1 hoặc các nút biến bậc 2 ($3 - 1 = 2$) cho phép trong biểu đồ cuối cùng [66]. Cần lưu ý rằng ràng buộc về số lượng các nút biến bậc 2 trong ma trận cơ sở là điều kiện cần chứ không phải là điều kiện đủ cho một mã LDPC tốt. Tuy nhiên, áp đặt ràng buộc này để thu hẹp không gian tìm kiếm là một phương pháp tốt cho các kênh AWGN trong tài liệu, [12] [10]. Chúng tôi đã thực hiện một thử nghiệm cho các kênh LS-MIMO bằng cách tìm kiếm một ma trận cơ sở tốt nhất trên không gian tìm kiếm đầy đủ (nghĩa là chúng tôi chỉ áp đặt hai ràng buộc $f_1 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : -e_{s,p} \leq 0$ và $f_2 \left(\mathbf{B}_{\frac{1}{2}} \right) : e_{s,p} - 2 \leq 0$). Kết quả thử nghiệm cho thấy rằng ma trận cơ sở tốt nhất tuân theo hướng dẫn trên. Nghĩa là, ma trận cơ sở tốt nhất có tối đa hai biến bậc 2, một biến bậc 1, và tất cả các biến còn lại có bậc cao hơn 3. Do đó, nghiên cứu này sử dụng hướng dẫn để thiết kế các mã Protograph LDPC mới cho các kênh LS-MIMO.

Để thiết kế các mã Protograph LDPC mới có tỷ lệ mã hóa mã hóa cao hơn, ví dụ $\frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{4}{5}$, một kỹ thuật mở rộng, [12] [10], được sử dụng để không gian tìm kiếm khả thi ngày càng khi kích thước của ma trận cơ sở tăng lên. Cụ thể, cấu trúc của ma trận cơ sở cho các tỷ lệ mã hóa cao, $R = \frac{n+1}{n+2}$, $\forall n = 1, 2, \dots$ có cấu trúc sau:

$$\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} = \left(\begin{array}{ccc|c} e_{1,1} & e_{1,2} & e_{1,3} & \mathbf{B}_{\frac{n}{n+1}} \\ e_{2,1} & e_{2,2} & e_{2,3} & \\ e_{3,1} & e_{3,2} & e_{3,3} & \end{array} \right)_{3 \times (6+3n)}, \quad (3.17)$$

và các ràng buộc tương ứng của chúng cho bài toán tối ưu (4.12) như sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right): -e_{s,p} \leq 0, \forall s, p = 1, 2, 3, \\ f_2 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right): e_{s,p} - 3 \leq 0, \forall s, p = 1, 2, 3, \\ f_3 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right): 3 - (e_{1,1} + e_{2,1} + e_{3,1}) \leq 0, \\ f_4 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right): 3 - (e_{1,2} + e_{2,2} + e_{3,2}) \leq 0, \\ f_5 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right): \tau - (e_{1,3} + e_{2,3} + e_{3,3}) \leq 0, \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Tham số τ trong ràng buộc $f_5 \left(\mathbf{B}_{\frac{n+1}{n+2}} \right)$ bằng 2 nếu số nút biến bậc 2 trong $\mathbf{B}_{\frac{n}{n+1}}$ là 1, và nó bằng 3 nếu số nút biến bậc 2 trong $\mathbf{B}_{\frac{n}{n+1}}$ là 2. Giá trị của τ được chọn theo hướng dẫn ở trên để đảm bảo rằng số lượng tối đa của các biến bậc 2 là 2 theo đề xuất của [66]. Sử dụng các ma trận cơ sở có cấu trúc trong (3.17) dẫn đến độ phân giải thô của tỷ lệ mã hóa (tức là 1/2, 2/3, 3/4, ..). Tuy nhiên, người ta có thể sử dụng thuật toán LS-MIMO-PEXIT trong Phần 4.4 và các tiếp cận thiết kế được đề xuất trong [10] để có được độ phân giải cao hơn.

3.6. Hiệu năng các mã Protograph LDPC đề xuất cho các kênh LS-MIMO

Bảng 3.1 Các tham số mô phỏng

Phương thức điều chế	B-PSK
Cấu hình MIMO	10x10, 40x40, 40x100, 100x100
Kênh truyền dẫn	Rayleigh
Số vòng lặp tách sóng tối đa	20, 50
Hệ số suy giảm ε	0.2

Thông tin trạng thái kênh	Chỉ có- ở phía thu
Tỷ lệ mã hóa	1/2, 2/3, 3/4
Độ dài khối thông tin đầu vào bộ mã hóa	2400 bit, 4800 bit
Kích cỡ ma trận cơ sở	3x6, 3x9, 3x12

Trong phần này kịch bản nghiên cứu là tìm kiếm mã protograph LDPC cho kênh MIMO cỡ lớn với $I_{ter_{max}} = 20$ và $I_{ter_{max}} = 50$ và $M = 10, N = 10$ (tức là cấu hình LS-MIMO 10×10). Nghiên cứu này quan tâm đến một số lượng nhỏ các lần giải mã lặp vì độ trễ thấp là một trong những các yêu cầu quan trọng trong các hệ truyền thông không dây trong tương lai [3] [2]. Ví dụ, Zhang và cộng sự, [3], chỉ ra độ trễ của mạng không dây 6G là lũy thừa của mười micro giây, ngắn hơn 10 và 100 lần so với hệ thống truyền thông 5G và 4G, tương ứng. Các ma trận cơ sở tối ưu cho tỷ lệ mã hóa 1/2, 2/3, 3/4 được trình bày ở dưới đây

$$\mathbf{B}_{1/2}^{20iter} = \begin{pmatrix} 3 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}_{3 \times 6}, \quad (3.19)$$

$$\mathbf{B}_{1/2}^{20iter} = \left(\begin{array}{ccc|c} 3 & 0 & 0 & \mathbf{B}_{1/2}^{20iter} \\ 2 & 3 & 0 & \\ 3 & 0 & 2 & \end{array} \right)_{3 \times 9}, \quad (3.20)$$

$$\mathbf{B}_{3/4}^{20iter} = \left(\begin{array}{ccc|c} 3 & 0 & 0 & \mathbf{B}_{2/3}^{20iter} \\ 2 & 2 & 2 & \\ 1 & 1 & 1 & \end{array} \right)_{3 \times 12}, \quad (3.21)$$

$$\mathbf{B}_{1/2}^{50iter} = \begin{pmatrix} 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 1 & 2 & 1 & 0 \\ 3 & 2 & 2 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}_{3 \times 6}, \quad (3.22)$$

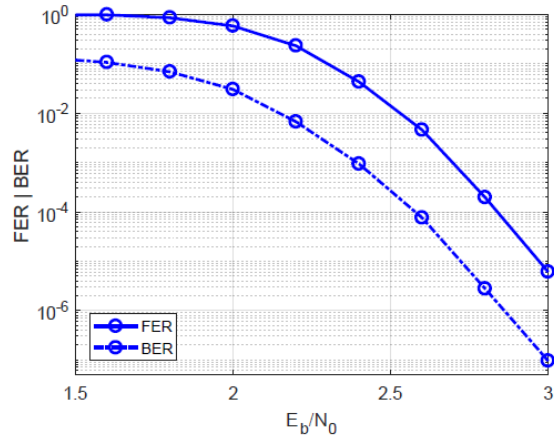
$$\mathbf{B}_{2/3}^{50iter} = \left(\begin{array}{ccc|c} 3 & 0 & 0 & \mathbf{B}_{1/2}^{50iter} \\ 2 & 1 & 1 & \\ 1 & 2 & 2 & \end{array} \right)_{3 \times 9}, \quad (3.23)$$

$$\mathbf{B}_{3/4}^{50iter} = \left(\begin{array}{ccc|c} 2 & 1 & 0 & \mathbf{B}_{2/3}^{50iter} \\ 2 & 0 & 0 & \\ 1 & 2 & 3 & \end{array} \right)_{3 \times 12}, \quad (3.24)$$

Cần lưu ý rằng các ma trận cơ sở trong (3.19) - (3.24) không nhất thiết phải các cấu trúc có ngưỡng giải mã lặp thấp nhất. Từ kinh nghiệm thiết kế thực tế cho thấy ma trận với ngưỡng giải mã lặp thấp nhất đôi khi có sần lỗi. Kinh nghiệm thiết kế mã cũng cho thấy tồn tại ma trận cơ sở \mathbf{B} không có sần lỗi từ một tập hợp 10 ma trận cơ sở với ngưỡng giải mã lặp thấp nhất. Do đó, nghiên cứu này đề xuất một quy trình hai bước để tối ưu hóa mã Protograph như sau

- Bước 1: Bước thô, ở bước này các ma trận cơ sở mới được đẩy vào bộ đệm vào trước - ra trước (FIFO) nếu ngưỡng giải mã lặp của nó thấp hơn giá trị ở cuối của bộ đệm FIFO. Khi một ma trận cơ sở mới được đẩy vào bộ đệm FIFO, ma trận cơ sở ở đầu bộ đệm FIFO bị đẩy ra ngoài. Do đó, khi bước 1 này kết thúc, chúng ta nhận được một danh sách 10 ma trận cơ sở có các ngưỡng giải mã lặp thấp nhất được sắp xếp theo thứ tự giảm dần.
- Bước 2: Bước chi tiết, trong đó, từ 10 ma trận cơ sở ở bước 1, thực hiện các mô phỏng chuyên sâu để lọc ra các ma trận cơ sở không có sần lỗi. Cuối cùng chúng ta chọn ma trận cơ sở đạt được $FER = 10^{-5}$ tại mức SNR thấp nhất từ danh sách các ứng viên không có lỗi nền ở đầu ra của bộ lọc.

Để minh họa ưu điểm của quy trình thiết kế hai bước đã đề cập ở trên, cả hiệu năng BER và FER của mã Protograph LDPC tỷ lệ 1/2 trong (3.19) được hiển thị trong Hình 3.4. Người ta có thể thấy rằng mã Protograph LDPC được báo cáo không có lỗi nền ở $FER = 10^{-5}$ hoặc $BER = 10^{-7}$. Thuộc tính này của mã được đề xuất làm cho nó trở nên hữu ích cho thế hệ mạng không dây mới yêu cầu độ tin cậy cao.



Hình 3.4. Minh họa tác động của quy trình hai bước: ma trận cơ sở \mathbf{B} trong (3.19), tốc độ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 10×10 MIMO.

Lưu ý: Cần lưu ý rằng quy trình hai bước cũng hữu ích khi thiết kế mã Protograph LDPC cho các kênh AWGN trong đó số lần lặp giải mã là hạn chế, chẳng hạn [33]. Khi thiết kế các mã Protograph LDPC mới, người ta thường quan tâm đến việc biết khoảng cách hiệu năng của mã Protograph LDPC mới so với điểm chuẩn lý thuyết (tức là giới hạn dung lượng). Để giải quyết câu hỏi quan trọng này, chúng ta sử dụng kỹ thuật được đề xuất trong [67] để đạt được dung lượng giới hạn cho cấu hình MIMO 10×10 thông qua mô phỏng Monte Carlo. Các giới hạn dung lượng đạt được, cùng với các ngưỡng giải mã lặp cho các tỷ lệ mã hóa mục tiêu khác nhau, được đưa ra trong Bảng 3.2 cho 20 lần lặp và Bảng 3.3 cho 50 các lần lặp.

Bảng 3.2. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 10×10 MIMO kênh, 20 lần lặp.

LS-MIMO	Tỷ lệ mã	Giới hạn dung lượng kênh	Khoảng cách dung lượng		
			Mã mới	Mã Uchikawa	Mã AR3A
10×10	$R = 1/2$	0,822	0,994	1,127	1,322
10×10	$R = 2/3$	1,842	0,728	0,825	0,919
10×10	$R = 3/4$	2,420	0,685	0,787	0,833

Bảng 3.3. Ngưỡng giải mã (E_b/N_0 dB), 10×10 MIMO kênh, 50 lần lặp.

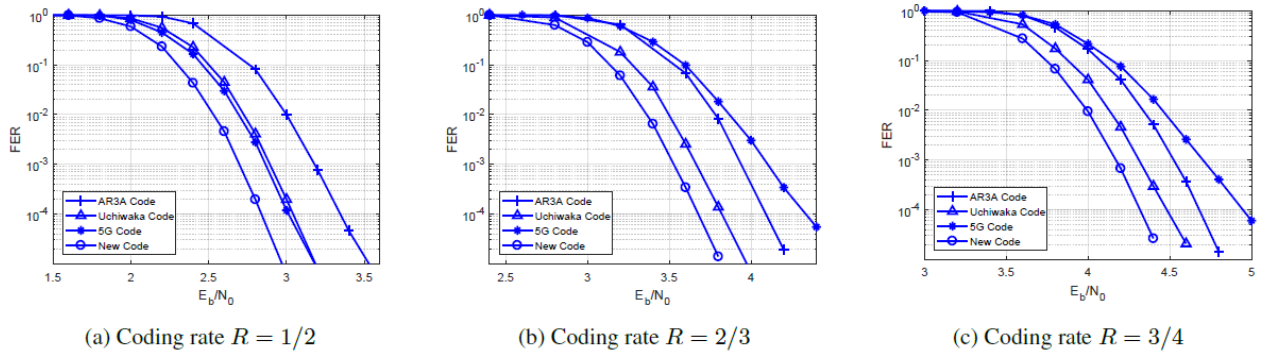
LS-MIMO	Tỷ lệ mã		Khoảng cách dung lượng
---------	----------	--	------------------------

		Giới hạn dung lượng kênh	Mã mới	Mã Uchikawa	Mã AR3A
10 × 10	$R = 1/2$	0,822	0,580	0,686	0,703
10 × 10	$R = 2/3$	1.842	0,396	0,536	0,643
10 × 10	$R = 3/4$	2.420	0,404	0,537	0,605

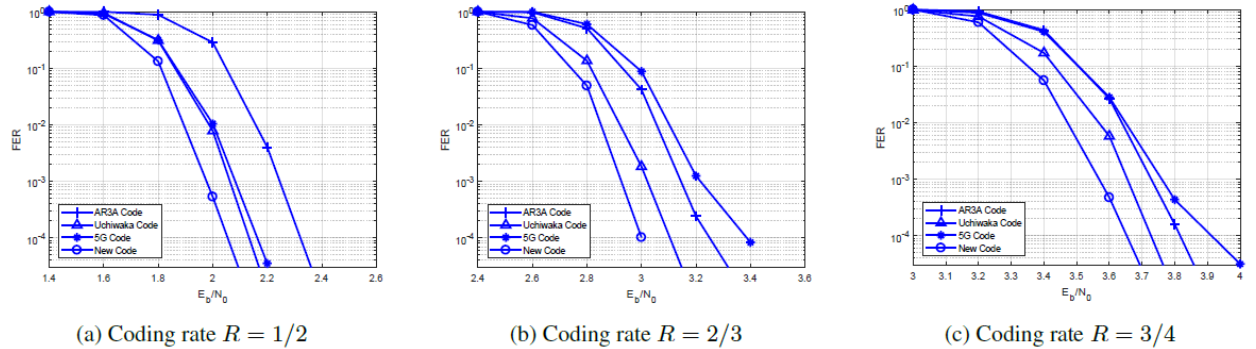
Nghiên cứu này chọn hai mã Protograph LDPC thiết kế trước đó cho kênh AWGN để so sánh với mã mới thiết kế trong chương này. Đó là mã AR3A [63] (mã đục lỗ) và mã Uchiwaka [14] (mã không đục lỗ). Lý do đằng sau lựa chọn này là mã AR3A có ba nút kiểm tra, giống như số nút kiểm tra của mã mới thiết kế. Ngoài ra, mã AR3A được chứng minh có hiệu năng tốt nhất trong môi trường pha đỉnh [63]. Mã Uchiwaka [14] được chọn vì chúng là mã duy nhất, theo hiểu biết tốt nhất của nhóm nghiên cứu, đáp ứng hai điều kiện: 1) thuộc họ mã không đục lỗ; 2) được tối ưu hóa cho một số lần giải mã lặp (20 lần lặp) mặc dù họ mã này có bốn nút kiểm tra. Hai điều kiện đó được áp đặt để có được một sự so sánh công bằng với các mã mới thiết kế trong chương này. Như thể hiện trong Bảng 3.2 và Bảng 3.3, mã Protograph LDPC mới thiết kế có khoảng cách nhỏ nhất đối với giới hạn dung lượng tại cả ba tỷ lệ mã hóa và hai ràng buộc về số lượng các lần giải mã lặp. Lý do mã mới có hiệu năng tốt hơn cả là vì đây là mã được thiết kế riêng cho kênh MIMO cỡ lớn và cho số vòng lặp tối đa cụ thể. Cả mã mới và mã Uchiwaka tốt hơn mã AR3A vì số lượng các lần giải mã lặp bị hạn chế và do đó các mã không đục lỗ có khả năng sửa lỗi tốt hơn. Quan sát này trước đây cũng được tìm thấy cho các kênh AWGN [14], [33].

Cụ thể hơn, chúng ta có thể thấy rằng khoảng cách về giới hạn dung lượng của mã Protograph LDPC mới thay đổi từ 0,685 dB đến 0,994 dB tại $\text{Iter}_{max} = 20$ lần lặp và từ 0,404 dB đến 0,580 dB tại $\text{Iter}_{max} = 50$ lần lặp, tương ứng. Điều này nghĩa là bằng cách tăng thời gian xử lý lên 2,5 lần, chúng ta có thể có được độ lợi mã hóa từ 0,3 dB tại tỷ lệ mã hóa 1/2 và 0,4 dB ở tỷ lệ mã hóa 3/4. Chúng ta có thể đạt được độ lợi mã hóa như vậy thông qua các mô phỏng mở rộng với các tham số mô phỏng trong Bảng 3.1, như trong Hình 3.5 và Hình 3.6 tại $\text{FER} = 10^{-4}$. Mô hình kênh thống

kê Rayleigh như ở Chương 2. Sự thống nhất giữa các kết quả phân tích và các kết quả mô phỏng chứng minh rằng thuật toán LS-MIMO-PEXIT được phát triển trong Phần 3.4 có thể là một công cụ không chỉ để thiết kế mã Protograph LDPC mới mà còn để tối ưu giữa độ lợi mã hóa và độ trễ.



Hình 3.5. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 10×10 LS-MIMO.



Hình 3.6. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 4800 bit, 50 lần lặp, 10×10 LS-MIMO.

Câu hỏi tiếp theo là liệu các mã Protograph LDPC được đề xuất, được tối ưu hóa cho cấu hình MIMO 10×10 và các ma trận cơ sở của chúng được đưa ra trong (3.19) - (3.24), làm tốt hơn các mã Protograph LDPC tốt nhất hiện nay trong các cấu hình LS-MIMO khác hay không.

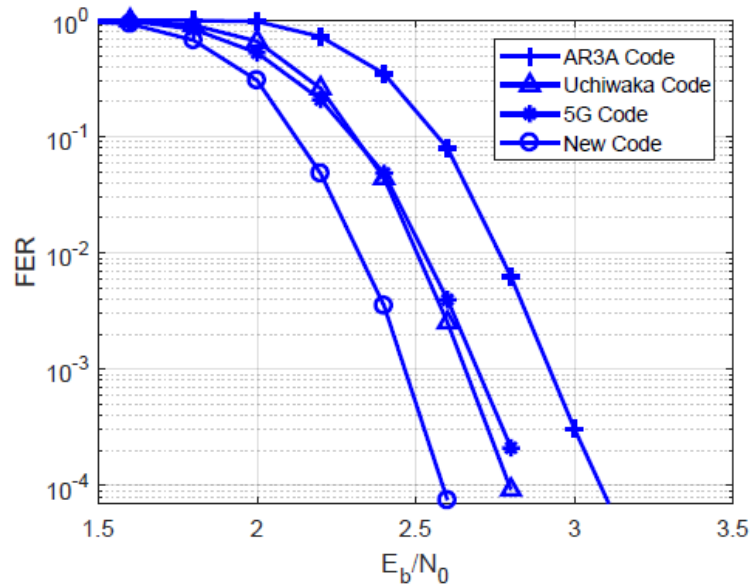
Sử dụng thuật toán LS-MIMO-PEXIT trong Phần 3.4, chúng ta có thể đánh giá các ngưỡng giải mã lặp của các họ mã đã chọn khác nhau dưới các cấu hình LS-MIMO khác nhau. Bảng 3.4 và Bảng 3.5 trình bày các ngưỡng giải mã lặp của mã Protograph LDPC được đề xuất và mã tham chiếu cho cấu hình LS-MIMO 40×40 , 40×100 và 100×100 . Dựa trên dữ liệu đưa ra trong Bảng 3.4 và Bảng 3.5, mã Protograph LDPC được đề xuất cũng hoạt động tốt hơn các họ mã khác trong tất cả các cấu hình LS-MIMO và trong cả hai các trường hợp ràng buộc lặp (tức là $Iter_{max} = 20$ lần lặp và $Iter_{max} = 50$ lần lặp). Kết quả mô phỏng, như được hiển thị trong Hình 3.7 và Hình 3.8 cho cấu hình LS-MIMO 100×100 , xác minh kết quả phân tích. Đặc biệt, các mã Protograph LDPC được đề xuất đạt được độ lợi mã hóa 0,2 dB so với mã Uchikawa và độ lợi mã hóa 0,4 dB so với Mã AR3A tại $FER = 10^{-4}$ (gần giống như độ lợi mã hóa của cấu hình MIMO 10×10). Quan sát này có nghĩa là hiệu suất của các mã Protograph LDPC được đề xuất không thay đổi đáng kể khi cấu hình MIMO thay đổi.

Bảng 3.4. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB), 20 lần lặp) cho các cấu hình LS-MIMO khác nhau.

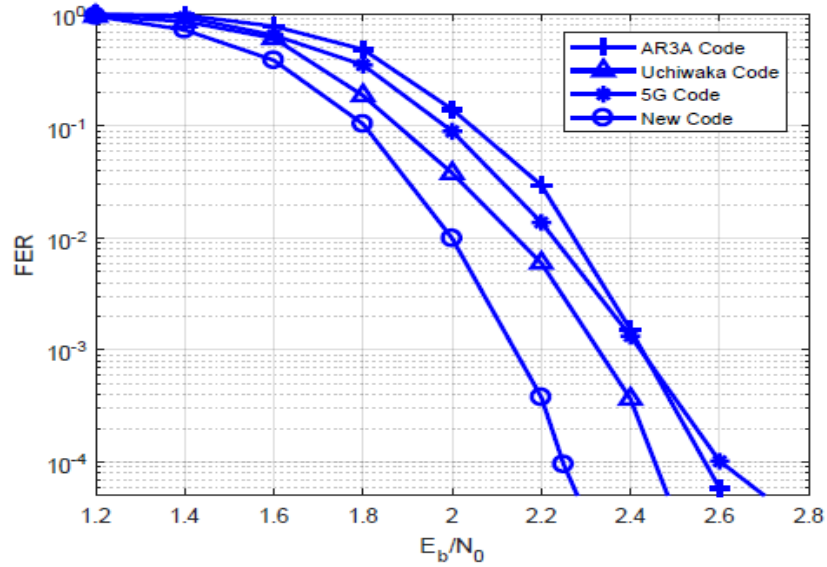
LS-MIMO	Tỷ lệ mã	Mã mới	Mã Uchikawa	Mã AR3A
40×40	$R = 1/2$	1,705	1,832	1,992
40×40	$R = 2/3$	2,322	2,423	2,488
40×40	$R = 3/4$	2,783	2,877	2,908
40×100	$R = 1/2$	-2,511	-2,413	-2,109
40×100	$R = 2/3$	-1,959	-1,905	-1,704
40×100	$R = 3/4$	-1,499	-1,467	-1,313
100×100	$R = 1/2$	1,823	1,951	2,081
100×100	$R = 2/3$	2,364	2,466	2,512
100×100	$R = 3/4$	2,781	2,878	2,892

Bảng 3.5. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB), 50 lần lặp) cho các cấu hình LS-MIMO khác nhau.

LS-MIMO	Tỷ lệ mã	Mã mới	Mã Uchikawa	Mã AR3A
40 × 40	$R = 1/2$	1,304	1,425	1,441
40 × 40	$R = 2/3$	2,000	2,142	2,146
40 × 40	$R = 3/4$	2,512	2,600	2,610
40 × 100	$R = 1/2$	-2,822	-2,859	-2,861
40 × 100	$R = 2/3$	-2,191	-2,218	-2,237
40 × 100	$R = 3/4$	-1,699	-1,745	-1,773
100 × 100	$R = 1/2$	1,427	1,566	1,586
100 × 100	$R = 2/3$	2,053	2,201	2,217
100 × 100	$R = 3/4$	2,519	2,601	2,611



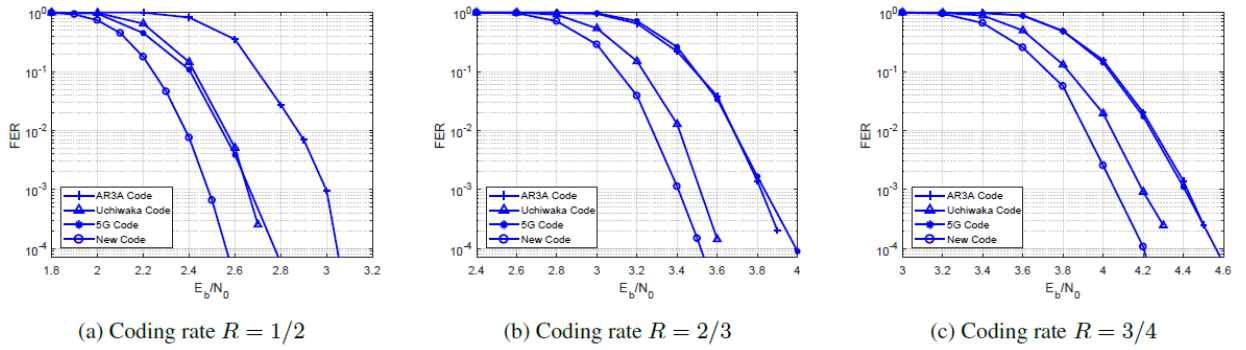
Hình 3.7. Hiệu suất FER: tốc độ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 20 lần lặp, 100×100 LS-MIMO.



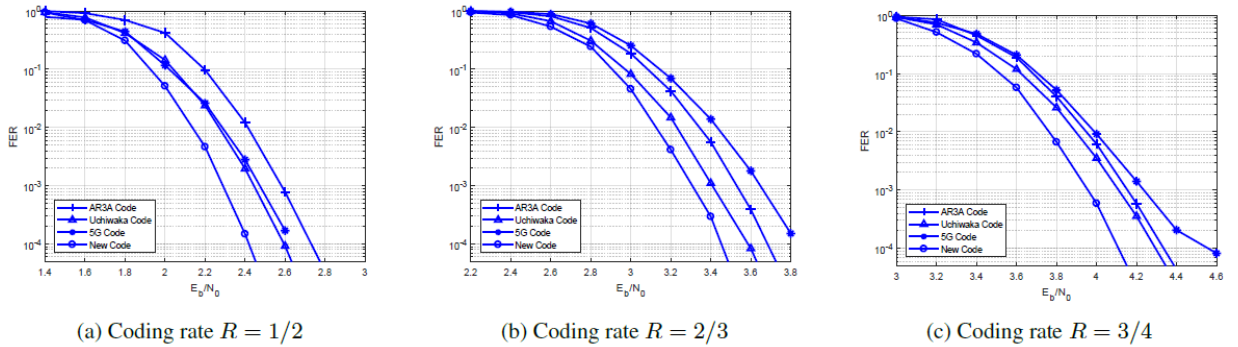
Hình 3.8. Hiệu năng FER: tỷ lệ mã hóa $R = 1/2$, độ dài khối thông tin 2400 bit, 50 lần lặp, 100×100 LSMIMO.

Để làm nổi bật hơn nữa những ưu điểm của các mã Protograph LDPC mới, nghiên cứu này so sánh các mã mới của với mã LDPC tiêu chuẩn sử dụng trong 5G [64] bên cạnh mã AR3A và Uchiwaka. Như đã thấy trong Hình 3.7 - Hình 3.10, các mã mới vượt trội hơn tất cả các mã khác mã [64], [14], [63] với độ lợi mã hóa 0,2 dB tại $FER = 10^{-4}$ cho tỷ lệ mã 1/2. Ở tỷ lệ mã cao hơn, ví dụ 2/3 và 3/4, các độ lợi mã hóa tăng lên so với mã LDPC 5G lần lượt là khoảng 0,4 dB và 0,5 dB.

Cần lưu ý rằng, mã mới thiết kế đạt được độ lợi mã hóa đã nêu ở trên so với các mã khác được thiết kế trước đó mà không cần phải trả giá về độ phức tạp vì khi thực hiện mô phỏng so sánh hiệu năng của các mã với nhau, NCS đã sử dụng cùng một bộ mã hóa và bộ tách sóng và giải mã trên giản đồ kép. Độ lợi đạt được là do đặc tính kênh truyền MIMO cỡ lớn và giới hạn số vòng được đưa vào các tham số đầu vào trong bài toán tối ưu.



Hình 3.9. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 4800 bit, 20 lần lặp, 10×10 LS-MIMO.



Hình 3.10. Hiệu năng FER: độ dài khối thông tin 2400 bit, 50 lần lặp, 10×10 LS-MIMO.

3.7. Kết luận chương 3

Trong nghiên cứu trong chương này đã đề xuất thuật toán LS-MIMO-PEXIT để không chỉ đánh giá hiệu suất mã Protograph LDPC có sẵn mà còn dùng để thiết kế mã Protograph LDPC mới cho các kênh LS-MIMO. Kết quả phân tích lý thuyết và mô phỏng đã chứng minh tính hữu dụng của thuật toán đề xuất. Các mã Protograph LDPC mới mang lại độ lợi mã hóa từ 0,2 dB đến 0,4 dB so với các Protograph LDPC đã thiết kế cho kênh AWGN. Độ lợi mã hóa là đáng kể, đặc biệt là đối với hệ thống truyền thông không dây tốc độ cao, nơi tốc độ dữ liệu lên đến Gbps và nguồn điện của pin hoạt động thiết bị bị giới hạn nghiêm ngặt.

CHƯƠNG 4

PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG LS-MIMO VỚI BỘ ADC CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI THẤP

4.1. Giới thiệu

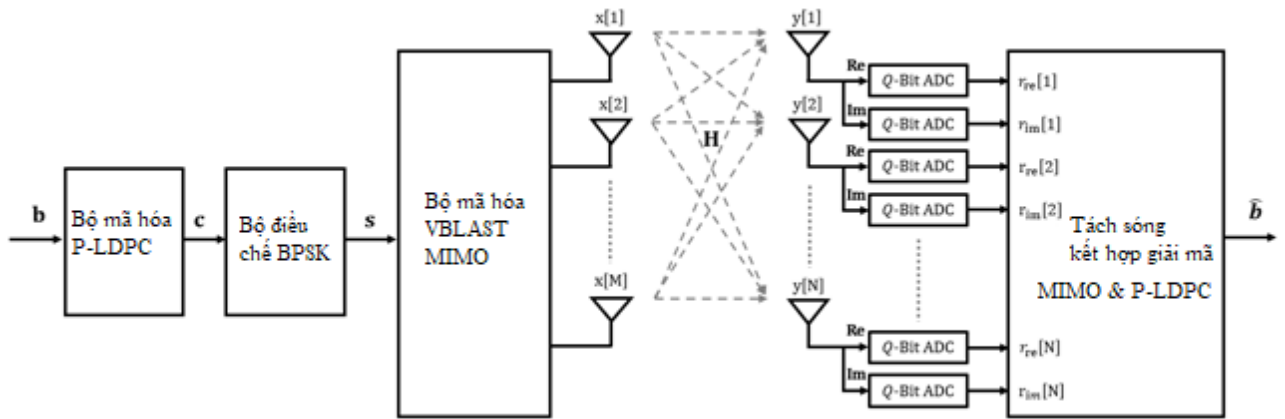
Mục đích của nghiên cứu này là đưa ra một thuật toán thống nhất để phân tích tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp lên hiệu năng của mã Protograph LDPC trong các hệ thống LS-MIMO thực tế. Lý do là tất cả các công cụ phân tích trước đây để đánh giá mã Protograph LDPC đều không tính đến ảnh hưởng của nhiễu lượng tử hóa của các bộ ADC có độ phân giải thấp và thực tế là nhiễu lượng tử hóa phụ thuộc vào độ lợi kênh pha đỉnh.

Nghiên cứu sẽ xây dựng biểu thức nhận thông tin bên ngoài cho bộ tách sóng LS-MIMO lan truyền độ tin cậy. Các hàm thông tin tương hỗ, là các yếu tố cốt lõi của thuật toán truyền thông tin bên ngoài (PEXIT), và được phân tích để tích hợp với các hệ thống truyền thông LS-MIMO. Thuật toán PEXIT được đề xuất cho phép chúng ta phân tích và dự đoán tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp lên hiệu năng của mã Protograph LDPC, dựa trên các tham số đầu vào khác nhau, bao gồm cấu hình LS-MIMO, tỷ lệ mã và số lần lặp giải mã tối đa cũng như cấu trúc của mã. Kết quả nghiên cứu trong chương này đã được công bố tại [CT2] và [CT4] phần **Danh mục các công trình công bố của tác giả**.

Những nội dung nghiên cứu trong chương này như sau:

- Ứng dụng mô hình nhiễu lượng tử cộng AQNM, nghiên cứu việc sử dụng mã hóa Protograph LDPC cho các kênh LS-MIMO với các bộ ADC có độ phân giải thấp trong mô-đun RF và quá trình tách sóng kết hợp giải mã trong mô-đun xử lý tín hiệu băng gốc.
- Sử dụng phương pháp gần đúng Gaussian, nghiên cứu sẽ xây dựng biểu thức thông tin bên ngoài của bộ tách sóng lan truyền độ tin cậy, trong đó hiệu ứng nhiễu lượng tử hóa và nhiễu dư được tính đến.

- Phân tích các hàm thông tin bên ngoài và đề xuất một thuật toán PEXIT mới, đây là một công cụ hiệu quả để phân tích hiệu năng tiệm cận của các mã Protograph LDPC trong kênh LS-MIMO với các bộ ADC có độ phân giải thấp.
- Sử dụng thuật toán PEXIT được đề xuất để đánh giá hiệu năng của cả mã Protograph LDPC đục lỗ và không đục lỗ theo các tham số đầu vào khác nhau bao gồm độ phân giải ADC, cấu hình LS-MIMO, số lần lặp tối đa và tỷ lệ mã.
- Thực hiện các mô phỏng Monte-Carlo để xác thực thuật toán PEXIT được đề xuất. Các đường cong hiệu năng của hệ thống ADC 3-bit và 4-bit có chênh lệch nhỏ so với của hệ thống có độ phân giải cao. Đặc biệt là khi bộ ADC 5-bit được sử dụng, hiệu năng giảm không đáng kể.



Hình 4.1. Mô hình kênh truyền thông mã hóa LS-MIMO.

4.2. Mô hình kênh thông tin LS-MIMO với Bộ ADC có độ phân giải thấp

Đánh giá kênh suy giảm tín hiệu đa đầu vào đa đầu ra (MIMO) không dây với M ăng ten phát và N ăng ten thu với bộ ADC có độ phân giải thấp, như trong Hình 4.1. Trước hết một khối bit thông tin \mathbf{b} được mã hóa bởi bộ mã hóa Protograph LDPC tạo ra một từ mã có độ dài các bit được mã hóa N_c . Các bit được mã hóa $c \in \{0,1\}$ được chuyển đến bộ điều chế pha nhị phân (BPSK) có đầu ra theo công thức $s = (-1)^c \in \{+1, -1\}$. Trong một lần sử dụng kênh, sử dụng sơ đồ ghép kênh không gian [57], các ký hiệu điều chế M được truyền qua M ăng ten phát. Do đó, cần sử

dụng $L_c = \left\lceil \frac{N_c}{M} \right\rceil$ kênh để truyền tất cả các bit được mã hóa N_c . Mô hình tín hiệu thu được cho bởi phương trình sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (4.1)$$

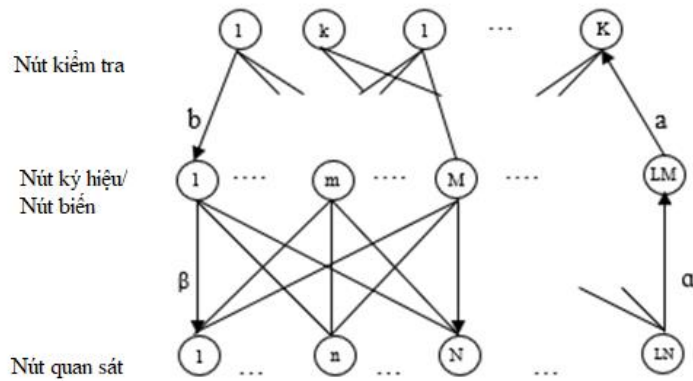
Trong đó $\mathbf{x} = [x[1], x[2], \dots, x[M]]^T$ là ký hiệu được truyền có các phần tử thuộc bảng chữ cái điều chế BPSK. Năng lượng ký hiệu trung bình $E_s = \mathbb{E}(\|\mathbf{x}\|^2)$ được chuẩn hóa thành 1. $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ là ma trận kênh có các đầu vào $h[n, m]$ trong hàng thứ n và cột thứ m của \mathbf{H} được mô hình hóa là i.i.d Gaussian phức với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai đơn vị $\mathcal{CN}(0, 1)$. Trong nghiên cứu này, thông tin trạng thái kênh hoàn hảo (CSI) được giả sử là có sẵn tại bộ thu, nhưng không có ở bộ phát. Vector $\mathbf{w} = [w[1], w[2], \dots, w[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vector nhiễu Gaussian trắng cộng tính phức có đầu vào tuân theo i.i.d Gaussian phức với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai N_0 (tức là, $\mathcal{CN}(0, N_0)$). Cuối cùng, $\mathbf{y} = [y[1], y[2], \dots, y[N]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vector tín hiệu thu được có phần tử $y[n]$ là tín hiệu thu được ở ăng ten thứ n .

Tín hiệu thu được ở mỗi ăng ten thu trước hết được chuyển đổi từ dạng tương tự sang số bằng một cặp ADC Q -bit có độ phân giải thấp: Một ADC Q -bit dành cho thành phần cùng pha (phần thực) của tín hiệu và ADC Q -bit còn lại dành cho thành phần trực giao (phần ảo) của tín hiệu. Trong nghiên cứu này, bằng cách áp dụng mô hình nhiễu lượng tử hóa cộng tính (AQNM) trong các hệ thống MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp [18], [68], coi nhiễu lượng tử hóa là thành phần nhiễu cộng tính cho tín hiệu đầu vào như đã trình bày ở Chương 3

4.3. Thuật toán tách sóng và giải mã Protophraph LDPC cho kênh LS-MIMO với bộ ADC có độ phân giải thấp

Để mô tả thuật toán tách sóng và giải mã kết hợp, chúng ta sử dụng biểu đồ hai lớp như trong Hình 4.2 (tương tự giản đồ đã sử dụng ở Chương 3). Biểu đồ hai lớp này có ba loại nút, cụ thể là: 1) $L \times N$ các nút quan sát đại diện cho chuỗi tín hiệu nhận được \mathbf{r} ; 2) $N_c = L_c \times M$ các nút ký hiệu đại diện cho chuỗi ký hiệu truyền \mathbf{x} ; 3) Cuối cùng, có $K = N_c - K_c$ các nút kiểm tra đại diện cho phương trình kiểm

tra của các mã Protograph LDPC đã cho. Kết nối của nút biến và nút kiểm tra được ma trận chẵn lẻ của mã LDPC điều chỉnh. Trong một lần sử dụng kênh, các nút quan sát N và các nút ký hiệu M được kết nối đầy đủ để tạo thành một biểu đồ cho bộ tách sóng MIMO (tức là, một nút quan sát được kết nối với tất cả các nút ký hiệu M). Trong biểu đồ cho phần giải mã LDPC, có các nút biến đại diện cho chuỗi bit từ mã c . Với sơ đồ điều chế BPSK, ánh xạ một-một được sử dụng để ánh xạ bit từ mã sang ký hiệu truyền. Do đó, nút biến và nút ký hiệu được hợp nhất trong một nút trên biểu đồ hai lớp. Do đó, hai thuật ngữ, nút biến và nút ký hiệu, được sử dụng thay thế cho nhau trong luận án này.



Hình 4.2. Sơ đồ hai lớp của bộ thu giải mã và tách sóng kết hợp.

Trong thuật toán tách sóng và giải mã kết hợp, có năm loại thông tin được truyền qua biểu đồ như sau

- $\alpha[n; m]$ là thông tin truyền từ nút quan sát thứ n đến nút ký hiệu thứ m .
- $a[m; k]$ là thông tin truyền từ nút biến thứ m đến nút kiểm tra thứ k .
- $b[k; m]$ là thông tin truyền từ nút kiểm tra thứ k đến nút biến thứ m .
- $\beta[m; n]$ là thông tin truyền từ nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n .
- $\Gamma[m]$ là giá trị tỷ lệ hợp lý loga hậu nghiệm (LLR) của ký hiệu $x[m]$.

4.3.1 Thông tin truyền từ nút quan sát đến nút ký hiệu

Ký hiệu nhận được tại nút quan sát được biểu thị như sau

$$\begin{aligned}
 r[n, m] &= \varphi y[n] + w_q[n] \\
 &= \varphi \sum_{m=1}^M h[n, m]x[m] + \varphi w[n] + w_q[n] \\
 &= \varphi h[n, m]x[m] + \underbrace{\varphi \sum_{\substack{t=1, \\ t \neq m}}^M h[n, t]x[t]}_{\text{Interference}} + \varphi w[n] \\
 &\quad + w_q[n].
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

So với hệ thống độ phân giải cao, tín hiệu thu được ở ăng ten thứ n cho ký hiệu $x[m]$ có thêm một thành phần nhiễu (nhiều lượng tử hóa) và cường độ tín hiệu của nó bị ảnh hưởng bởi quá trình lượng tử hóa với hệ số φ .

Trong nghiên cứu này, kỹ thuật loại bỏ nhiễu song song [42] được sử dụng để hủy bỏ nhiễu xuyên kênh trong (4.2). Ký hiệu mềm được ước tính dựa trên thông tin bên ngoài được truyền từ nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n . Giả sử $\hat{x}[n, m]$ biểu thị ký hiệu mềm thu được từ thông tin được truyền từ nút quan sát thứ n đến nút ký hiệu thứ m . Đối với sơ đồ điều chế BPSK, ký hiệu mềm được đưa ra như sau [42]

$$\hat{x}[n, m] = \tanh\left(\frac{\beta[m, n]}{2}\right), \tag{4.3}$$

Trong đó $\beta[m, n]$ là thông tin bên ngoài được truyền từ nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n . Chúng tôi giả sử rằng $\beta[m, n], \forall n = 1, 2, \dots, LN, \forall m = 1, 2, \dots, LM$ không tương quan và thỏa mãn điều kiện nhất định [69]. Ký hiệu mềm trong (4.3) được sử dụng để loại bỏ nhiễu từ tín hiệu nhận được tại nút quan sát thứ n dành cho ký hiệu phát thứ m , $x[m]$, như sau.

$$\hat{r}[n, m] = r[n, m] - \varphi \sum_{\substack{t=1, \\ t \neq m}}^M h[n, t]\hat{x}[n, t], \tag{4.4}$$

trong đó $\hat{r}[n; m]$ là tín hiệu nhận được của ký hiệu được truyền $x[m]$ tại nút quan sát thứ n sau khi loại bỏ nhiễu. Như vậy, ký hiệu mềm $\hat{x}[n, m]$ là một bản sao không hoàn hảo của ký hiệu được truyền $x[m]$. Do đó, nhiễu còn lại vẫn nằm trong tín hiệu $\hat{r}[n, m]$ sau quá trình triệt nhiễu. Cho $z[n, m]$ là nhiễu còn lại cùng với các thành phần nhiễu khác. Chúng ta có

$$z[n, m] = \varphi \sum_{\substack{t=1, \\ t \neq m}}^M h[n, t](x[n, t] - \hat{x}[n, t]) + \varphi w[n] + w_q[n]. \quad (4.5)$$

Ta có thể viết lại $\hat{r}[n, m]$ như sau

$$\hat{r}[n, m] = \varphi h[n, m]x[m] + z[n, m]. \quad (4.6)$$

Ước lượng nhiễu còn lại bằng nhiễu Gaussian cộng sinh, công suất của nhiễu còn lại cùng với các thành phần nhiễu, $z[n, m]$, được tính như sau

$$\begin{aligned} \Psi[n, m] &= \varphi^2 \sum_{\substack{t=1, \\ t \neq m}}^M |h[n, t]|^2 (1 - |\hat{x}[n, t]|^2) + \varphi^2 N_0 \\ &+ \varphi(1 - \varphi) \left(\sum_{m=1}^M |h[n, m]|^2 + N_0 \right). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Thông tin được truyền từ nút quan sát thứ n đến nút biến m là tỷ lệ hợp lý log (LLR) và được đưa ra như sau

$$\begin{aligned} \alpha[n, m] &= \ln \frac{\Pr(\hat{r}[n, m] | \mathbf{H}, x[m] = +1)}{\Pr(\hat{r}[n, m] | \mathbf{H}, x[m] = -1)} \\ &= \frac{4\varphi}{\Psi[n, m]} \Re(h^*[n, m] \hat{r}[n, m]). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Có tổng số N thông tin được gửi đến một nút ký hiệu nhất định (hoặc ký hiệu truyền) và là tổng của tất cả các thông tin tương đương với thông tin kênh (tức là, Lch

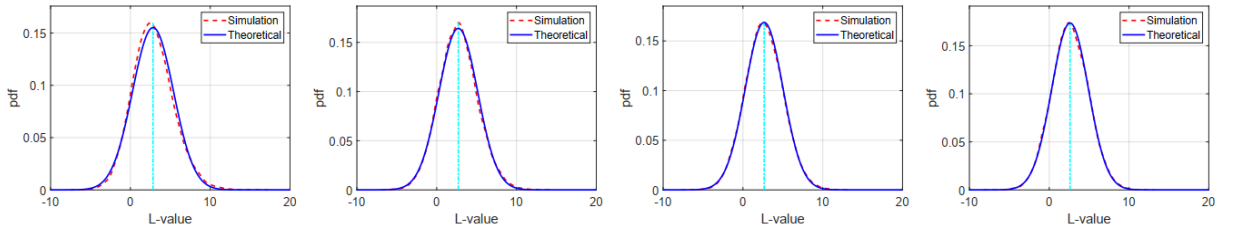
– độ tin cậy bit thông tin từ kênh) trong thuật toán truyền thông tin thông thường [38]. So với biểu thức rút ra trong [70], biểu thức mới trong (4.8) có tính đến hiệu ứng nhiễu lượng tử hóa thông qua tham số φ và $\Psi[n; m]$, phụ thuộc vào độ phân giải của ADC và các kênh suy giảm tín hiệu như đã nói ở trên. Khi các bộ ADC có độ phân giải thấp được sử dụng, hệ số $\frac{4\varphi}{\Psi[n; m]}$ trong (4.8) giảm xuống tỷ lệ thuận với độ phân giải của bộ ADC. Thông tin kênh, $\alpha[n, m]$ được gửi đến các nút biến trong (4.8) do đó giảm theo. Cuối cùng, hiệu năng của bộ giải mã kênh bị suy giảm tương ứng. Trong phạm vi giới hạn độ phân giải cao (nghĩa là, $Q \rightarrow \infty$) trong đó tham số $\varphi \rightarrow 1$ và đại lượng thứ ba của (4.7) là rất nhỏ, và do đó, thông tin kênh của ADC có độ phân giải thấp bằng với ADC có độ phân giải cao trong [70]. Các phân tích và mô phỏng cho thấy hiệu năng của các hệ thống LS-MIMO với bộ ADC 5-bit tương đương với của với hệ thống LS-MIMO với độ phân giải cao.

4.3.2 Thông tin truyền từ nút biến đến nút kiểm tra

Đánh giá nút biến thứ m , có hai loại thông tin được gửi đến nút này. Loại thông tin đầu tiên là từ các nút quan sát N thuộc một phần của biểu đồ tách sóng MIMO và loại thứ hai là từ các nút kiểm tra thuộc một phần của biểu đồ giải mã LDPC. Kết quả là, thông tin bên ngoài từ nút biến m đến nút kiểm tra k là tổng của tất cả các thông tin từ các nút quan sát và các nút kiểm tra ngoại trừ thông tin từ nút kiểm tra k . Ta có

$$a[m, k] = \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m)} \alpha[t, m] + \sum_{t \in \mathcal{N}_c(m) \setminus k} b[t, m], \quad (4.9)$$

Trong đó $\mathcal{N}_c(m)$ là tập hợp các nút kiểm tra được kết nối với nút biến m và $\mathcal{N}_o(m)$ là tập hợp các nút quan sát được kết nối với nút biến m .



Hình 4.3. Hình Pdf của giá trị $L - value$ ở đầu ra của bộ phát hiện: mã AR3AR, ADC 5-bit, 10 lần lặp, tốc độ mã $R = \frac{1}{2}$, chiều dài: 9600 bit.

So với PEXIT thông thường, số hạng đầu (phần tử thứ nhất) ở vế phải của (4.9), tức là, $\sum_{t \in \mathcal{N}_o(m)} \alpha[t, m]$, đóng vai trò là thông tin LLR kênh. Trong phạm vi nghiên cứu này, thông tin LLR được giả thiết tuân theo luật phân bố Gauss đối xứng là một trong những giả định thiết yếu trong việc phát triển thuật toán PEXIT [40]. Để chứng minh cho giả định Gauss trong nghiên cứu này, mã AR3A tỷ lệ $\frac{1}{2}$ được sử dụng để thực hiện các mô phỏng Monte Carlo cho các cấu hình MIMO khác nhau với $\text{SNR} = 5,6$ dB. Ngoài ra, độ dài và số lần lặp tối đa được đặt tương ứng là 9600 bit và 10. Các hàm mật độ xác suất (pdf) của giá trị $L - value$ được thể hiện trong Hình 4.3 trong đó các đường cong liền mạch là kết quả lý thuyết và các đường cong nét đứt là kết quả mô phỏng. Lưu ý rằng, Hình 4.3 chỉ hiển thị hàm mật độ xác suất cho bộ ADC 5-bit. Đối với các bộ ADC độ phân giải khác, người đọc có thể tham khảo hình vẽ trong Phần phụ lục 4.9.

Các đường cong pdf cho thấy giả định phân phối Gauss thích hợp với tất cả các cấu hình MIMO 10×10 , 20×20 , 30×30 và 100×100 . Sự chênh lệch lớn nhất xảy ra đối với trường hợp cấu hình 10×10 MIMO. Tuy nhiên, sự chênh lệch giữa hai phần này chỉ xảy ra trong phạm vi nhỏ xung quanh giá trị trung bình của giá trị $L - value$. Hơn nữa, hiện tượng này xảy ra với tất cả các độ phân giải ADC. Trong các phần cuối, các đường cong lý thuyết và mô phỏng được gắn chặt với nhau. Sự chênh lệch trở nên không đáng kể khi số lượng ăng ten phát tăng lên 20. Trong trường hợp cụ thể là 100 ăng ten phát, thì không có sự khác biệt nào giữa các đường cong lý

thuyết và mô phỏng. Do đó, thuật toán PEXIT, được đề xuất trong phần sau, sẽ được chứng minh hiệu quả hơn với số lượng ăng ten phát lớn.

4.3.3 Thông tin truyền từ nút kiểm tra đến nút biến

Thông tin từ nút kiểm tra thứ k đến nút biến thứ m giống hệt với thuật toán truyền thông tin thông thường [38] và được đưa ra

$$b[k, m] = \ln \frac{1 - \prod_{t \in \mathcal{N}_v(k) \setminus m} \frac{1 - e^{\alpha[t, k]}}{1 + e^{\alpha[t, k]}}}{1 + \prod_{t \in \mathcal{N}_v(k) \setminus m} \frac{1 - e^{\alpha[t, k]}}{1 + e^{\alpha[t, k]}}}, \quad (4.10)$$

Trong đó $\mathcal{N}_v(k)$ là tập hợp các nút biến được kết nối với nút kiểm tra k . Trong thực tế, phép tính $b[k, m]$ được đơn giản hóa bằng cách sử dụng hàm tanh(\cdot).

4.3.4 Thông tin truyền từ nút ký hiệu đến nút quan sát

Như đã đề cập ở trên, nút ký hiệu thứ m nhận thông tin từ cả các nút quan sát và các nút kiểm tra. Thông tin bên ngoài được gửi từ nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n là tổng của tất cả các thông tin ngoại trừ phần tin từ nút quan sát thứ n . Kết quả là, thông tin từ nút biến thứ m đến nút quan sát thứ n được viết như sau

$$\beta[m, n] = \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} \alpha[t, m] + \sum_{t \in \mathcal{N}_c(m)} b[t, m], \quad (4.11)$$

trong đó $\mathcal{N}_o(m)$ và $\mathcal{N}_c(m)$ là tập hợp của tất cả các nút quan sát và các nút kiểm tra được kết nối với nút ký hiệu thứ m tương ứng.

4.3.5 Thông tin hậu nghiệm của bit từ mã

LLR hậu nghiệm của ký hiệu truyền thứ m ở cuối mỗi lần lặp là tổng số thông tin từ cả các nút quan sát và các nút kiểm tra, và được đưa ra bằng

$$\Gamma[m] = \sum_{n \in \mathcal{N}_o(m)} \alpha[n, m] + \sum_{k \in \mathcal{N}_c(m)} b[k, m]. \quad (4.12)$$

LLR hậu nghiệm được gửi đến thiết bị quyết định cứng để tạo ra phiên bản được giải mã của bit từ mã theo quy tắc sau

$$\hat{c}[m] = \begin{cases} 0, & \Gamma[m] > 0; \\ 1, & \text{Otherwise.} \end{cases} \quad (4.13)$$

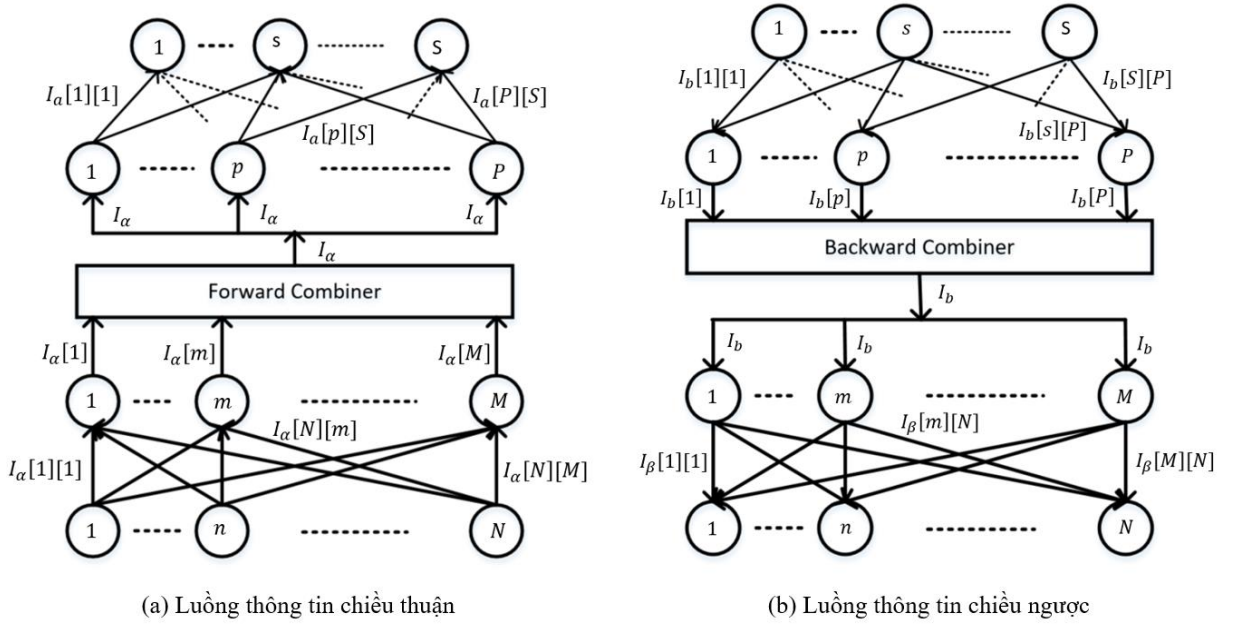
trong đó $\hat{c}[m]$ biểu thị phiên bản được giải mã của $c[m]$. Và do đó, ta thu được chuỗi giải mã của thông tin \hat{b} . Quá trình truyền thông tin dừng lại khi tất cả các phương trình kiểm tra được thỏa mãn hoặc đạt được số lần lặp tối đa. Mặt khác, quá trình truyền thông tin lặp lại với việc cập nhật thông tin từ các nút quan sát trong Phần 4.3.1.

4.4. Thuật toán tính ngưỡng giải mã cho kênh LS-MIMO với độ phân giải thấp

Thuật toán PEXIT đã được sử dụng rộng rãi như một công cụ hiệu quả để dự đoán hiệu năng của mã Protograph LDPC cho các mô hình kênh khác nhau [40], [63]. Tuy nhiên, nó được thiết kế cho các hệ thống có độ phân giải cao, các hệ thống đơn đầu ra / vào (SISO) hoặc hệ thống MIMO thông thường. Trong phần này, có tính đến tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp, chúng tôi đề xuất một thuật toán PEXIT mới phù hợp cho việc tách sóng và giải mã thông tin kết hợp trong các hệ thống LS-MIMO.

4.4.1 MIMO-LDPC Protograph liên hợp

Protograph MIMO-LDPC kết hợp được mô tả trong Hình 4.4. Protograph này là phiên bản thu nhỏ của đồ thị hai lớp trong Hình 4.2. Để thuận tiện cho việc phân tích luồng thông tin bên dưới, chúng ta tách các nút biến và các nút ký hiệu thành hai thực thể và chúng được liên kết bởi một bộ kết hợp chuyển tiếp cho luồng thông tin chuyển tiếp và bộ kết hợp ngược lại cho luồng thông tin ngược tương ứng.



Hình. 4.4. Protograph MIMO-LDPC liên hợp.

Phần giản đồ MIMO của MIMO-LDPC protograph kết hợp có N nút quan sát, M nút ký hiệu và các cạnh $M \times N$. Phần giản đồ này được tăng L lần để có được phần MIMO tương tự của đồ thị hai lớp trong Hình 4.2. Một lần nữa, L là số lần sử dụng kênh. Trong khi đó, phần giản đồ LDPC của protograph MIMO-LDPC kết hợp có P nút biến, S nút kiểm tra và một tập hợp các cạnh kết nối các nút biến và kiểm tra với nhau. Kết nối cạnh được xác định bằng ma trận cơ sở \mathbf{B} có kích thước $S \times P$. Phần tử $\mathbf{B}[s, p]$ cho biết số lượng các cạnh song song kết nối nút kiểm tra thứ s với nút biến thứ p .

Có 5 loại thông tin tương hỗ chính, tương ứng với 5 bản tin trên đồ thị hai lớp trong Hình 4.3, trên biểu đồ MIMO và P-LDPC kết hợp, như sau:

- $I_\alpha[n, m]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR $\alpha[n, m]$ được gửi bởi nút quan sát thứ n đến nút biến thứ m và bit được mã hóa tương ứng thứ m .
- $I_\alpha[p, s]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR $a[p, s]$ được gửi bởi nút biến thứ p đến nút kiểm tra thứ s và bit được mã hóa tương ứng thứ p .

- $I_b[s, p]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR $b[s, p]$ được gửi bởi nút kiểm tra thứ s đến nút biến thứ p và bit được mã hóa tương ứng thứ p .
- $I_\beta[m, n]$ là thông tin tương hỗ bên ngoài giữa giá trị LLR $\beta[m, n]$ được gửi bởi nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n và ký hiệu tương ứng thứ m .
- $I_\Gamma[p]$ là thông tin tương hỗ hậu nghiệm giữa giá trị LLR hậu nghiệm $\Gamma[p]$ và bit từ mã tương ứng của nút biến thứ p .

Ngoài ra, gọi P_p biến đực lỗ của nút biến thứ p . $P_p = 0$ nếu nút biến thứ p bị đực lỗ (tức là, các bit từ mã tương ứng với nút biến này không được truyền đi) và ngược lại thì là $P_p = 1$.

4.4.2 Luồng thông tin tương hỗ chuyển tiếp

Luồng thông tin tương hỗ chuyển tiếp là hướng đi mà thông tin tương hỗ bên ngoài di chuyển từ các nút quan sát, đi qua các nút ký hiệu và các nút biến và kết thúc tại các nút kiểm tra như trong Hình 4.4a. Dưới đây là, các hàm thông tin tương hỗ di chuyển theo chiều hướng chuyển tiếp.

a. Thông tin tương hỗ $I_\alpha[n, m]$: Nút ký hiệu thứ m nhận các N giá trị LLR từ tất cả các nút quan sát N do đặc tính phát truyền của tín hiệu vô tuyến trong các kênh LS-MIMO. Đối với ma trận nhận dạng kênh cố định \mathbf{H} , các thông tin LLR được truyền từ nút quan sát thứ n đến nút biến thứ m , $\alpha[n, m]$ xuất phát từ (4.8), được đưa ra như sau

$$\begin{aligned}
\alpha[n, m] &= \frac{4\varphi}{\Psi[n, m]} \Re(h^*[n, m]\hat{y}[n, m]) \\
&= \frac{4}{\Psi[n, m]} \Re(\varphi^2 |h[n, m]|^2 x[m] + \varphi z[n, m]) \\
&= \frac{4}{\Psi[n, m]} (\varphi^2 |h[n, m]|^2 x[m] \\
&\quad + \varphi \Re(h^*[n, m]z[n, m]))
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Giả sử từ mã truyền đi là từ mã có các bit bằng 0. Và do đó, giá trị LLR $\alpha[n, m]$ là

$$\alpha[n, m] = \frac{4}{\Psi[n, m]} (\varphi^2 |h[n, m]|^2 + \varphi \Re(h^*[n, m]z[n, m])) \quad (4.15)$$

Vì $\mathbb{E}[z[n, m]z^*[n, m]] = \Psi[n, m]$ với $\mathbb{E}(\cdot)$ là toán tử kỳ vọng, chúng ta có

$$(\varphi^2 |h[n, m]|^2 + \varphi \Re(h^*[n, m]z[n, m]))$$

$$\sim \mathcal{N} \left(\varphi^2 |h[n, m]|^2, \frac{\varphi^2 |h[n, m]|^2 \Psi[n, m]}{2} \right). \quad (4.16)$$

Do đó, ta có

$$\alpha[n, m] \sim \mathcal{N} \left(\frac{\sigma_\alpha^2[n, m]}{2}, \sigma_\alpha^2[n, m] \right), \quad (4.17)$$

Với

$$\sigma_\alpha^2[n, m] = \frac{8\varphi^2 |h[n, m]|^2}{\Psi[n, m]} \quad (4.18)$$

LLR $\alpha[n, m]$ thỏa mãn phân phối Gaussian đối xứng cho quá trình thực hiện kênh đã cho [63]. Chúng ta thu được kết quả trong (4.17) với giả định rằng thành phần nhiễu cộng $z[n, m]$ là xấp xỉ bằng với biến ngẫu nhiên Gaussian phức. Đối với trường hợp độ phân giải cao, kết quả mô phỏng và phân tích biểu đồ EXIT đã chứng minh rằng giả định này là hợp lý với số lượng ăng ten thu lớn [71].

b. Thông tin tương hỗ từ các nút ký hiệu đến các nút biến: Nút ký hiệu thứ m nhận được tổng số thông tin M từ các nút quan sát M . Đặt $\alpha[m]$ là tổng thông tin mà nút ký hiệu thứ m nhận được, ta có

$$\alpha[m] = \sum_{n=1}^N \alpha[n, m]. \quad (4.19)$$

Theo (4.17), toàn bộ thông tin cũng tuân theo phân phối Gaussian với giá trị trung bình và phương sai như sau

$$\alpha[m] \sim \mathcal{N}\left(\frac{\sigma_\alpha^2[m]}{2}, \sigma_\alpha^2[m]\right), \quad (4.20)$$

Với

$$\sigma_\alpha^2 = \sum_{n=1}^N \sigma_\alpha^2[n, m] = \sum_{n=1}^N \frac{8\varphi^2 |h[n, m]|^2}{\Psi[n, m]}, \quad (4.21)$$

và do đó, thông tin tương hỗ bên ngoài, $I_\alpha[m]$, thu được bằng biểu thức sau

$$\begin{aligned} I_\alpha[m] \\ = J(\sigma_\alpha[m]), \end{aligned} \quad (4.22)$$

với $J(x)$ đã trình bày ở Chương 3. Lưu ý rằng $I_\alpha[m]$ đóng vai trò tương tự như thông tin tương hỗ của kênh, được ghép từ kênh đến nút biên, trong thuật toán PEXIT thông thường [40].

Từ (4.22) và (4.21), chúng ta quan sát thấy độ phân giải của các bộ ADC ảnh hưởng đến thông tin tương hỗ bên ngoài với hệ số $\frac{\varphi^2}{\Psi[n, m]}$. Khi độ phân giải giảm, thông tin tương hỗ $I_\alpha[m]$ sẽ giảm. Do đó, tỷ lệ tín hiệu kênh tối thiểu yêu cầu trên nhiều (SNR) cao hơn để làm cho biểu đồ PEXIT hội tụ. Bằng cách xây dựng kết nối giữa độ phân giải của bộ ADC và thông tin tương hỗ, chúng ta có thể nghiên cứu hiệu năng lý thuyết của các mã Protograph LDPC khác nhau với các tham số đầu vào khác nhau. Đặc biệt, có thể sử dụng các kết quả phân tích để dự đoán tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp cũng như tìm ra độ phân giải ADC nào chúng ta có thể tiếp cận với hiệu năng của hệ thống độ phân giải cao.

Theo giả định về độ dài mã vô hạn (tức là, $N_c \rightarrow \infty$), các bit mã thuộc về một nút biên cụ thể được truyền bởi tất cả các ăng-ten phát/ nút ký hiệu có xác suất bằng nhau bằng $\frac{1}{M}$. Do đó, chức năng của bộ kết hợp chuyển tiếp là tính toán thông tin

tương hỗ trung bình từ tất cả các nút ký hiệu và sau đó gửi đến các nút biên. Gán cho I_α biểu thị thông tin tương hỗ trung bình từ tất cả các nút ký hiệu, ta có

$$I_\alpha = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M I_\alpha[m], \quad (4.23)$$

Trong đó $I_\alpha[m]$ được đưa ra trong (4.22). Kết quả là, thông tin tương hỗ của kênh di chuyển từ các nút ký hiệu đến nút biên thứ p được viết như sau

$$I_\alpha[p] = P_p I_\alpha, \forall p = 1, 2, \dots, P. \quad (4.24)$$

c. Luồng thông tin tương hỗ từ các nút biên đến nút kiểm tra: Biểu thức cho thông tin tương hỗ được truyền từ nút biên thứ p sang nút kiểm tra thứ s , $I_\alpha[p, s]$, giống hệt với thuật toán PEXIT thông thường trong [40] và được đưa ra như sau

$$I_\alpha[p, s] = J \left(\sqrt{[J^{-1}(I_\alpha[p])]^2 + \sigma_b^2[p]} \right), \quad (4.25)$$

Trong đó

$$\sigma_b^2 = \sum_{t \in \mathcal{N}_c(p) \setminus s} \mathbf{B}[t, p] [J^{-1}(I_b[t, p])]^2 \quad (4.26)$$

Trong (4.26), $\mathcal{N}_c(p)$ là tập hợp các nút kiểm tra kết nối với nút biên thứ p . Điều đáng chú ý là $[J^{-1}(I_\alpha[p])]^2$ trong (4.25) tương đương với phương sai của độ tin cậy kênh (σ_{ch}^2) trong phiên bản gốc của thuật toán PEXIT cho các kênh AWGN [40] và phiên bản sửa đổi cho hệ thống phân tập không gian trong [63]. Trong [63], các tác giả đã minh họa rằng các thông tin LLR kênh không tuân theo phân phối Gaussian đối xứng trong trường hợp kênh pha đỉnh Rayleigh SIMO. Tuy nhiên, điều này không xảy ra với các hệ thống LS-MIMO vì mỗi thông tin LLR kênh, được thể hiện trong (4.21), là tổng của N thông tin LLR từ N nút quan sát. Kết quả là, khi áp dụng định luật số lớn, việc giả định các thông tin LLR kênh tuân theo phân phối Gaussian đối xứng là hợp lý. Kết quả này đã được chứng minh thực tế này thông qua mô phỏng Monte Carlo với các kết quả được thể hiện trong Hình 4.3 và hình ở phần phụ lục.

4.4.3 Luồng thông tin tương hỗ ngược lại

Luồng thông tin tương hỗ ngược là hướng mà thông tin tương hỗ bên ngoài di chuyển từ các nút kiểm tra, đi qua các nút ký hiệu và các nút biến và kết thúc tại các nút quan sát như trong Hình 4.4b. Phần dưới đây trình bày các hàm thông tin tương hỗ truyền lan theo hướng ngược lại.

1) Luồng thông tin tương hỗ từ các nút kiểm tra đến các nút biến: Việc tính toán thông tin tương hỗ được truyền từ nút kiểm tra thứ s sang nút biến thứ p giống hệt với thuật toán PEXIT thông thường trong [40]. Chúng ta có $I_b[s, p]$

$$I_b[s, p] = 1 - J(\sigma_\alpha[s]), \quad (4.27)$$

Trong đó

$$\sigma_\alpha^2[s] = \sum_{t \in \mathcal{N}_v(s) \setminus p} \mathbf{B}[s, t] [J^{-1}(1 - I_\alpha[t, s])]^2. \quad (4.28)$$

2) Luồng thông tin tương hỗ từ các nút biến đến các nút ký hiệu: Cho $I_b[p]$ biểu thị tổng thông tin tương hỗ mà nút biến thứ p nhận được từ các nút kiểm tra. Chúng ta có thể thể hiện tổng số thông tin tương hỗ như dưới đây

$$I_b[p] = \sum_{s \in \mathcal{N}_c(p)} I_b[s, p]. \quad (4.29)$$

Theo cùng một giả định về độ dài mã vô hạn, xác suất mà một nút ký hiệu truyền bit từ mã từ nút biến thứ p là $\frac{1}{\sum_{p=1}^P P_p}$. Do đó, chức năng của bộ kết hợp ngược là tính toán thông tin tương hỗ trung bình trên tất cả các nút biến trước khi chuyển đến các nút ký hiệu. Thông tin tương hỗ trung bình từ các nút biến đến các nút ký hiệu được tính bởi biểu thức dưới đây:

$$I_b = \frac{1}{(\sum_{p=1}^P P_p)} \sum_{p=1}^P P_p I_b[p]. \quad (4.30)$$

3) Thông tin tương hỗ từ các nút ký hiệu đến các nút quan sát: Thông tin tương hỗ được truyền từ nút ký hiệu thứ m đến nút quan sát thứ n , $I_\beta[m, n]$, được tính như sau

$$I_\beta[m, n] = J \left(\sqrt{\sigma_{\alpha^*}^2[m] + \sigma_b^2} \right), \quad (4.31)$$

Trong đó

$$\sigma_b^2 = [J^{-1}(I_b)]^2, \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\alpha^*}^2 &= \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} [J^{-1}(I_\alpha[t, m])]^2 = \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} \sigma_\alpha^2[t, m] \\ &= \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} \frac{8\varphi^2 |h[t, m]|^2}{\Psi[t, m]}. \end{aligned} \quad (4.33)$$

4.4.4 Thông tin tương hỗ APP

Tính $I_\Gamma[p]$ cho nút biên thứ p

$$I_\Gamma[p] = J \left(\sqrt{\sigma_\alpha^2 + \sigma_b^2[p]} \right), \quad (4.34)$$

Trong đó

$$\sigma_b^2[p] = \sum_{t \in \mathcal{N}_c(p)} \mathbf{B}[t, p] [J^{-1}(I_b[t, p])]^2, \quad (4.35)$$

4.4.5 Thuật toán PEXIT đề xuất

Thuật toán PEXIT được đề xuất có được bằng cách áp dụng các hàm thông tin tương hỗ trong ở phần trên với các tham số của cấu hình MIMO đã cho, $M \times N$, và kích thước của ma trận cơ sở \mathbf{B} , $S \times P$, và tham số kênh $\frac{E_b}{N_0}$ và độ phân giải của ADC, Q . Thuật toán LS-MIMOPEXIT được mô tả dưới đây:

Bước 0:

Khởi tạo• Tính tỷ lệ mã $R = \frac{P-S}{\sum_{p=1}^P P_p}$.

- Tính $N_0 = \frac{M}{R\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}$.
- Tính $\varphi = 1 - 3 \times 2^{-2Q}$.
- Thiết lập $I_\beta = 0$.
- Tạo ma trận thực hiện kênh F LS-MIMO $\mathbf{H1}; \mathbf{H2}; \dots; \mathbf{HF}$.

Bước 1: Cập nhật nút quan sát và nút biến

- Cho $f = 1, 2, \dots, F$.
- Cho $m = 1, 2, \dots, M$ and $n = 1, 2, \dots, N$.
- * Tính $\sigma_\beta = J^{-1}(I_\beta)$.
- * Tạo $\beta_f[m, n] \sim \mathcal{N}\left(\pm \frac{\sigma_\beta^2}{2}, \sigma_\beta^2\right)$.
- * Ước lượng thông tin mềm $\hat{x}_f[m, n] = \tanh\left(\frac{\beta_f[m, n]}{2}\right)$.
- * Tính $\Psi_f[n, m]$

$$\Psi_f[n, m] = \varphi^2 \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq m}}^M |h_f[n, t]|^2 \left(1 - |\hat{x}_f[t, n]|^2\right) + \varphi^2 N_0$$

$$+ \varphi(1 - \varphi) \left(\sum_{m=1}^M |h_f[n, m]|^2 + N_0 \right)$$

- Cho $m = 1, 2, \dots, M$.

- * Tính $I_{\alpha, f}[m]$

$$I_{\alpha, f}[m] = J \left(\sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{8\varphi^2 |h_f[n, m]|^2}{\Psi_f[n, m]}} \right)$$

- Tính trung bình của $I_{\alpha, f}$ trên tất cả các phiên bản kênh truyền

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

- Cho $p = 1, 2, \dots, P$, tính $I_\alpha[p]$

$$I_\alpha[p] = P_p \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M I_\alpha[m] \right).$$

Lưu ý rằng nếu nút biến p bị hỏng, thì $P_p = 0$.

Bước 2: Cập nhật nút biến đến nút kiểm tra

- Cho $p = 1, 2, \dots, P$ và $s = 1, 2, \dots, S$, tính $I_\alpha[p, s]$

– nếu $\mathbf{B}[p, s] \neq 0$

$$I_\alpha[p, s] = J \left(\sqrt{\sum_{t \in \mathcal{N}_c(p) \setminus s} \mathbf{B}[t, p] [J^{-1}(I_b[t, p])]^2 + \sigma_\alpha^2[p]} \right)$$

Với

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

– Nếu $\mathbf{B}[p, s] = 0$, $I_\alpha[p, s] = 0$.

Bước 3: Cập nhật nút kiểm tra đến biến

- Cho $s = 1, 2, \dots, S$ và $p = 1, 2, \dots, P$

– nếu $\mathbf{B}[p, s] \neq 0$

$$I_b[s, p] = 1 - J \left(\sqrt{\sum_{t \in \mathcal{N}_v(s) \setminus p} \mathbf{B}[q, t] [J^{-1}(1 - I_\alpha[t, q])]^2} \right)$$

– Nếu $\mathbf{B}[p, s] = 0$, thì $I_b[s, p] = 0$.

Bước 4: Cập nhật nút ký hiệu đến nút quan sát

- Cho $f = 1, 2, \dots, F$.

– Cho $m = 1, 2, \dots, M$ và $n = 1, 2, \dots, N$.

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

Với

$$\sigma_{\alpha_f^*}[m] = \sum_{t \in \mathcal{N}_o(m) \setminus n} \frac{8\varphi^2 |h_f[t, m]|^2}{\Psi_f[t, m]}$$

Và

$$\sigma_b = J^{-1}(I_b) = J^{-1} \left(\frac{\sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^S I_b[s, p]}{\sum_{p=1}^P P[p]} \right)$$

- Cho $m = 1, 2, \dots, M$ và $n = 1, 2, \dots, N$

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

Bước 5: Tính thông tin tương hỗ APP-LLR

- Cho $p = 1, 2, \dots, P$

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

Với

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

Bước 6: Lặp lại bước 1 – Bước 6 cho đến khi $I_\Gamma[p] = 1, \forall p = 1, 2, \dots, P$.

Thuật toán PEXIT được đề xuất hội tụ khi $\frac{E_b}{N_0}$ được chọn vượt quá ngưỡng. Do đó, ngưỡng $\frac{E_b}{N_0}$ là giá trị thấp nhất mà thông tin tương hỗ giữa các thông tin APP-LLR và các bit từ mã tương ứng hội tụ đến 1. Như có thể thấy, thuật toán PEXIT được đề xuất cho các bộ ADC có độ phân giải thấp khác nhau từ thuật toán PEXIT thông thường [40] trong tất cả các bước, ngoại trừ Bước 3. Cụ thể, tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp được tính đến (trong bước 1 và 4) để tính toán các hàm thông tin tương hỗ. Trong phần sau, chúng tôi khai thác thuật toán PEXIT được đề xuất để phân tích hiệu năng của các hệ thống truyền thông LS-MIMO với các ADC có độ phân giải thấp

4.5. Phân tích hiệu năng của các mã protograph LDPC phổ biến

Phần này sử dụng thuật toán PEXIT được đề xuất trong Phần 4.4.5 để phân tích hiệu năng của các mã Protograph LDPC có sẵn cho các hệ thống LS-MIMO. Cụ thể, bốn mã Protograph LDPC có ma trận cơ sở được đưa ra trong (4.36) - (4.39) được lựa chọn.

$$\mathbf{B}_{AR3A} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 2 & 1 & 1 \end{pmatrix}_{3 \times 5} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{B}_{NND} = \begin{pmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 3 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 2 & 2 & 1 & 2 & 1 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}_{4 \times 7} \quad (4.37)$$

$$\mathbf{B}_{UCHI} = \begin{pmatrix} 3 & 3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 0 & 2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}_{4 \times 8} \quad (4.38)$$

$$\mathbf{B}_{NTH} = \begin{pmatrix} 3 & 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3 & 2 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 1 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}_{4 \times 8} \quad (4.39)$$

Mã AR3A trong (4.36) trước đây được thiết kế cho kênh AWGN [12]. Mã này không chỉ sở hữu hiệu năng tốt ở cả khu vực waterfall và error-floor trong kênh AWGN mà còn được chứng minh trong [63] là vượt trội hơn các mã LDPC khác bao gồm mã đều (3;6), mã LDPC không đều [72] và mã AR4JA trong kênh pha đỉnh Rayleigh với sự đa dạng về không gian. Trong cùng một lớp mã đục lỗ với mã AR3A, chúng tôi chọn mã NND được thiết kế trong [10]. Protograph của mã này có bốn nút kiểm tra và bảy nút biến. Cả mã AR3A và mã NND, biến có bậc cao nhất được tạo hồng để có được tỷ lệ mã tương ứng là $\frac{1}{2}$.

Trong nhóm không bị đục lỗ, chọn hai mã là mã UCHI [14] và mã NTH [33] có ma trận proto được đưa ra trong (4.36) và (4.39), tương ứng. Các đồ thị của cả mã UCHI và mã NTH có bốn nút kiểm tra và tám nút biến. Hơn nữa, cả hai đều có tỷ lệ mã là $\frac{1}{2}$.

Trong nghiên cứu này, độ phân giải của ADC được giới hạn từ 2-bit đến 5-bit. Lý do nghiên cứu này không sử dụng ADC 1-bit mà dù bộ ADC này được sử dụng rộng rãi [37], [73] là vì bộ ADC 1-bit chỉ cho ra dấu của tín hiệu đầu vào, không phải biên độ. Theo đó, nó đòi hỏi phải có thuật toán xử lý tín hiệu đặc biệt để tính toán đầu ra mềm trong thuật toán truyền thông tin [37].

Sử dụng thuật toán PEXIT được đề xuất ở trên tính các ngưỡng giải mã lặp cho bốn mã được chọn với các độ phân giải ADC và cấu hình LS-MIMO khác nhau. Cụ thể, Bảng 4.1 và Bảng 4.2 trình bày kết quả phân tích cho các kênh LS-MIMO 10×10 và LS-MIMO 100×100 , tương ứng. Nghiên cứu này sử dụng một số lượng nhỏ các lần lặp phù hợp cho các hệ thống có độ trễ thấp và độ phức tạp thấp. Kết quả với số lần lặp cao hơn cũng được báo cáo dưới đây.

Bảng 4.1. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB): MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã là $\frac{1}{2}$.

	Mã NND	Mã AR3A	Mã UCHI	Mã NTH
2-bit ADC	4,83	4,03	3,62	3,41
3-bit ADC	4,11	3,40	3,04	2,86

4-bit ADC	3,95	3,26	2,90	2,74
5-bit ADC	3,91	3,22	2,87	2,70
Unquantized	3,91	3,22	2,86	2,70

Bảng 4.2. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB): MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã là 1/2.

	Mã NND	Mã AR3A	Mã UCHI	Mã NTH
2-bit ADC	4,59	3,84	3,46	3,29
3-bit ADC	3,95	3,29	2,94	2,79
4-bit ADC	3,80	3,16	2,82	2,68
5-bit ADC	3,77	3,13	2,79	2,65
Unquantized	3,76	3,12	2,79	2,64

Kết quả ngưỡng giải mã lặp cho thấy mã NND có hiệu năng kém hơn mã AR3A trong tất cả các trường hợp thử nghiệm của độ phân giải ADC. Lưu ý rằng ngưỡng giải mã lặp là SNR kênh tối thiểu được yêu cầu sao cho bộ giải mã giải mã tín hiệu nhiều với lỗi nhỏ tùy ý. Do đó, ngưỡng giải mã lặp càng thấp, mã Protograph LDPC càng tốt. Ở độ phân giải ADC 2-bit, khoảng cách ngưỡng giữa mã AR3A và mã NND lần lượt là 0,8 dB cho cấu hình LS-MIMO 10×10 và 0,75 dB cho cấu hình LS-MIMO 100×100 . Ở độ phân giải ADC 5-bit, các khoảng cách được giảm xuống còn 0,669 dB và 0,664 dB. Dựa trên công thức mức độ phức tạp, độ phức tạp của mã NND cao hơn 16,67% so với mã AR3A. Thực tế này cho thấy nếu người ta chọn mã NND cho các kênh LS-MIMO có bộ ADC độ phân giải thấp so với mã AR3A mà không phân tích hiệu năng, thì sẽ dẫn đến việc lựa chọn độ phức tạp cao hơn đồng thời làm giảm hiệu năng - so với mã AR3A. Mức độ phức tạp của bộ giải mã lặp cho mã protograph được biểu thị xấp xỉ bằng tích của số lần lặp giải mã và số cạnh trên biểu đồ [74].

Khi cố định mã Protograph LDPC và thay đổi các mức độ phân giải, ví dụ, nhìn vào mã NND trong Bảng 4.1, có thể thấy rằng việc thay đổi từ độ phân giải ADC

2-bit sang độ phân giải ADC 3-bit có thể cải thiện ngưỡng giải mã lặp lại khoảng 0,72 dB. Độ tăng của ngưỡng giải mã lặp khi thay đổi mức độ phân giải từ ADC 3-bit sang ADC 4-bit là 0,16 dB. Ngoài ra, khoảng cách ngưỡng giải mã lặp lại giữa ADC 5-bit và ADC không lượng tử hóa (hoặc độ phân giải cao) tối đa là 0,01 dB. Khoảng cách rất nhỏ đối với trường hợp của ADC 5-bit và trường hợp không lượng tử hóa cho thấy ADC 5-bit là độ phân giải tối đa nên được sử dụng trong các hệ thống truyền thông LS-MIMO trong khi sự suy giảm hiệu năng là không đáng kể.

Bảng 4.3. Mối quan hệ giữa Q và φ .

Q	2	3	4	5	12 (Độ phân giải cao)
φ	0,8125	0,9531	0,9883	0,9971	0,9999

Bảng 4.4. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB): Cấu hình MIMO 10×10 , mã AR3A với tỷ lệ mã là 1 / 2, 10 - 50 lần lặp.

	5-Ite	10-Ite	15-Ite	50-Ite
2-bit ADC	6,82	4,03	3,12	2,02
3-bit ADC	5,74	3,40	2,61	1,64
4-bit ADC	5,49	3,26	2,49	1,55
5-bit ADC	5,44	3,22	2,46	1,53
Unquantized	5,42	3,22	2,45	1,53

Việc hạ độ phân giải bộ ADC xuống 3-bit hoặc 4-bit dẫn đến chênh lệch hiệu năng lớn hơn so với độ phân giải cao. Ví dụ, nhìn vào mã AR3A, các chênh lệch ngưỡng lần lượt là 0,18 dB và 0,04 dB cho bộ ADC 3-bit và bộ ADC 4-bit. Kết luận tương tự được áp dụng cho ba mã khác cũng như các kênh LS-MIMO 100×100 . Chúng ta hãy xem xét các biểu thức phân tích trong (4.7) và (4.8) để hiểu sâu hơn về hiện tượng này. Ở độ phân giải 5-bit, giá trị của tham số φ rất gần với độ phân giải cao (xem Bảng 4.3) và bằng 1. Do đó, biểu thức thứ ba trong (4.7) nhỏ hơn đáng kể so với nhiễu còn lại cùng với thành phần nhiễu Gaussian. Cuối cùng, tác động của quá trình lượng tử hóa biến mất. Cùng lúc đó, chúng ta cũng có thể quan sát hiệu năng của các bộ ADC 3-bit và 4-bit.

Cố định cấu hình LS-MIMO thành 10×10 và mã AR3A với tỷ lệ mã là $1/2$ và thay đổi số lần lặp. Ngưỡng giải mã lặp của mã AR3A được đưa ra trong Bảng 4.4. Kiểm tra lại sự cải thiện hiệu năng khi thay đổi từ 5 lần lặp thành 10 lần lặp, có thể thấy chênh lệch ngưỡng lần lượt là 2,79 dB và 2 dB ở độ phân giải ADC 2-bit và độ phân giải ADC 5-bit. Điều đó có nghĩa là nếu chúng ta tăng gấp đôi mức độ phức tạp, ngưỡng lặp tăng khoảng 2 dB. Tuy nhiên, mức tăng có xu hướng giảm khi tăng số lần lặp hơn nữa. Ví dụ, ở độ phân giải ADC 2-bit, nếu tăng từ 10 lần lặp lên 20 lần lặp, khoảng cách ngưỡng chỉ là 1,35 dB. Khoảng cách nhỏ hơn khi số lần lặp tăng lên. Điều này cho thấy mức tăng hiệu năng bị giảm khi tăng số lần lặp. Thật thú vị khi quan sát rằng tại bất kỳ số lần lặp nào, khoảng cách ngưỡng tối đa của độ phân giải ADC 3 bit và ADC 4 bit lần lượt là 0,332 dB và 0,07 dB. Hiện tượng này chứng minh rằng việc giảm hiệu năng khi sử dụng độ phân giải ADC 3-bit hoặc 4-bit nằm trong mức chấp nhận được. Trong độ phân giải ADC 5-bit, khoảng cách ngưỡng tối đa, xảy ra ở 5 lần lặp, là 0,02 dB. Do đó, chúng ta mong đợi hiệu năng của bộ ADC 5-bit bằng với của các bộ ADC có độ phân giải cao.

Bây giờ chúng ta xem xét các ngưỡng của mã AR3A với tỷ lệ mã là $1/2$ và 10 lần lặp, như trong Bảng 4.5. Như chúng ta thấy, các ngưỡng giảm khi số lượng anten thu tăng lên. Cần chú ý đặc biệt đến các trường hợp khi số lượng anten thu từ 30 trở lên. Trong các trường hợp này, các ngưỡng của ADC 3-bit và 4-bit rất gần với ngưỡng của ADC không lượng tử. Do đó, chúng ta hy vọng có thể đạt được khoảng cách rất nhỏ giữa ADC 4-bit và trường hợp có độ phân giải cao.

Với sự trợ giúp của thuật toán PEXIT đã sửa đổi, chúng ta cũng có thể nghiên cứu hiệu năng của mã Protophrah LDPC khi tốc độ mã thay đổi. Bảng 4.6 cho thấy các ngưỡng giải mã lặp của họ AR3A với tốc độ mã nằm trong khoảng từ $1/2$ đến $9/10$. Khoảng cách giữa ADC 2-bit và ADC 3-bit tăng khi tốc độ mã tăng. Ví dụ, ở tốc độ mã là $1/2$, khoảng cách giữa ADC 2-bit và ADC 3-bit là 0,63 dB. Trong khi đó, khoảng cách giữa hai độ phân giải ADC tương ứng là 2,93 dB với tốc độ mã là $9/10$. Đây cũng là khoảng cách giữa ADC 5-bit và ADC không lượng tử hóa tối đa là

0,03 dB (ở tốc độ mã cao). Do đó, chúng ta hy vọng sẽ thu được khoảng cách hiệu năng nhỏ giữa hệ thống ADC 5-bit và hệ thống không lượng tử hóa.

Bảng 4.5. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB): Mã AR3A, tỷ lệ mã 1/2, 10 lần lặp, cấu hình LS-MIMO 10×10 - 10×80 .

	10 × 10	10 × 20	10 × 30	10 × 40	10 × 50	10 × 60	10 × 70	10 × 80
2-bit ADC	4,03	0,01	-2,03	-3,40	-4,44	-5,27	-5,96	-6,55
3-bit ADC	3,40	-0,25	-2,20	-3,53	-4,54	-5,35	-6,03	-6,61
4-bit ADC	3,26	-0,31	-2,24	-3,56	-4,56	-5,37	-6,05	-6,63
5-bit ADC	3,22	-0,33	-2,25	-3,57	-4,57	-5,38	-6,05	-6,63
Unquantized	3,22	-0,33	-2,25	-3,57	-4,57	-5,38	-6,05	-6,63

Bảng 4.6. Ngưỡng giải mã (E_b/N_o dB): Mã AR3A, LS-MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ từ mã 1/2 đến 9/10.

	1 / 2	2 / 3	3 / 4	4 / 5	5 / 6	6 / 7	7 / 8	8 / 9	9 / 10
2-bit ADC	4,03	5,06	5,92	6,63	7,22	7,76	8,22	8,64	9,04
3-bit ADC	3,40	4,02	4,53	4,93	5,24	5,51	5,74	5,94	6,11
4-bit ADC	3,26	3,79	4,23	4,58	4,86	5,08	5,27	5,45	5,60
5-bit ADC	3,22	3,74	4,16	4,49	4,76	4,98	5,17	5,33	5,47
Unquantized	3,22	3,72	4,14	4,47	4,74	4,95	5,14	5,30	5,44

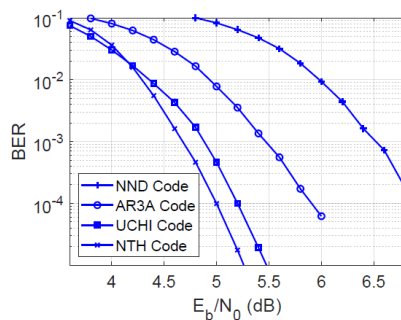
Với việc phân tích các ngưỡng giải mã lặp của mã P-LDPC trong các tham số đầu vào khác nhau, chúng ta có thể kết luận rằng ADC 3-bit và ADC 4-bit có chênh lệch nhỏ so với ADC không lượng tử hóa và hiệu năng của ADC 5-bit có thể bằng với ADC không lượng tử trong các kênh LS-MIMO. Các khoảng trống ngưỡng giải mã lặp nhỏ được làm rõ là các chênh lệch nhỏ trong các đường cong tỷ lệ lỗi bit (BER). Thực tế này sẽ được chứng minh trong Phần 4.7.

Bảng 4.7 Các tham số mô phỏng

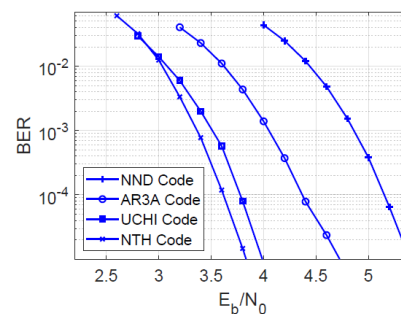
Phương thức điều chế	B-PSK
Cấu hình MIMO	10x10 ÷ 10x80,
Kênh fading nhanh	Rayleigh
Số vòng lặp tách sóng tối đa	5, 10, 15, 50
Hệ số suy giảm ε	0.2
Thông tin trạng thái kênh	Chỉ có ở phía thu
Tỷ lệ mã hóa	1/2, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 6/7, 7/8, 8/9, 9/10
Độ dài từ mã	240 bit, 1200 bit, 2400 bit, 4800 bit, 9600 bit
Họ mã Protograph LDPC	NND, AR3A, UCHI, NTH
Độ phân giải bộ ADC	2-bit, 3-bit, 4-bit, 5-bit

4.6. Kết quả mô phỏng

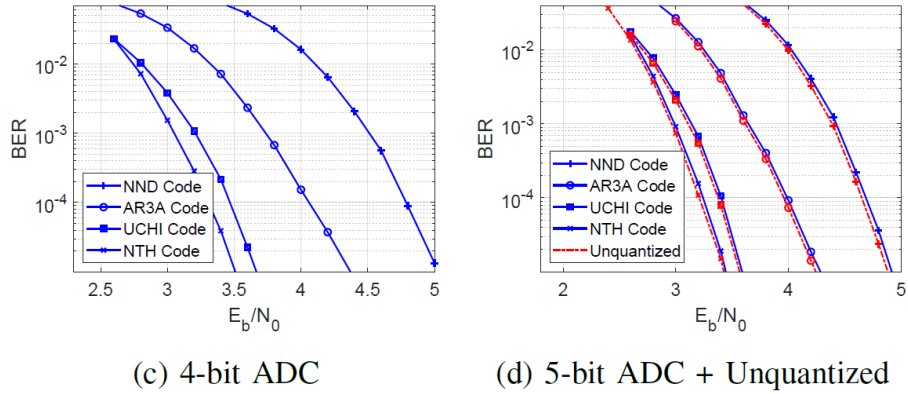
Dưới đây kết quả mô phỏng với các tham số ở Bảng 4.7 và mô hình hệ thống như Hình 4.1 để xác thực kết quả phân tích và cung cấp thông tin về tác động của các bộ ADC có độ phân giải thấp đến hiệu năng của các hệ thống truyền thông LS-MIMO. Trong các mô phỏng, NCS sử dụng mô hình kênh thống kê Rayleigh như đã đề cập ở Chương 2.



(a) 2-bit ADC



(b) 3-bit ADC

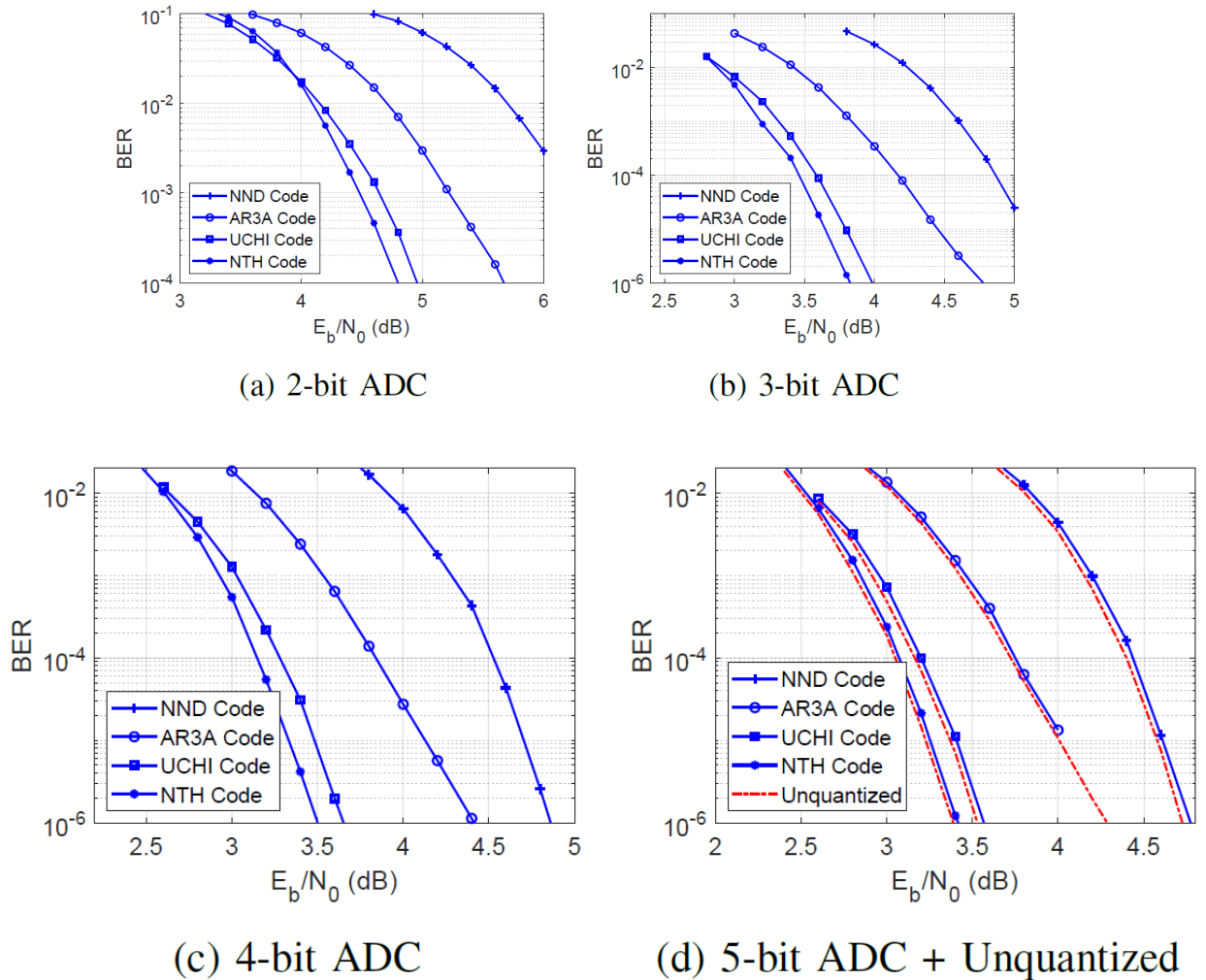


Hình 4.5. So sánh BER: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.

Như trình trong Chương 1, mã Protograph LDPC (hoặc mã LDPC tương đương) được xây dựng bằng thao tác sao chép và hoán vị trên protograph, một quá trình được gọi là nâng protograph. Mã protograph của chúng ta có nguồn gốc từ protograph sau hai bước nâng. Bước nâng đầu tiên, protograph được nâng lên theo hệ số 4 bằng thuật toán tăng trưởng cạnh lũy tiến (PEG) [75] để loại bỏ tất cả các cạnh song song. Sau đó, hệ số nâng thứ hai được chọn để phù hợp với chiều dài khối mã yêu cầu. Ví dụ, mã AR3A với kích thước ma trận nhỏ 3×5 và tỷ lệ $1/2$, hệ số nâng thứ hai là 600 để đạt được độ dài khối mã cuối cùng là 9600 bit. Thuật toán PEG được áp dụng để xác định hoán vị tuần hoàn của từng lớp cạnh để tránh chu kỳ ngắn. Bộ giải mã là một bộ giải mã truyền thông tin tiêu chuẩn, trong đó số lần lặp tối đa được đặt thành 10 trong tất cả các trường hợp ngoại trừ trường hợp nghiên cứu tác động của các lần lặp đến hiệu năng của các hệ thống truyền thông LS-MIMO. Phần cắt của LLR và các tham số giải mã khác được thiết lập theo [76].

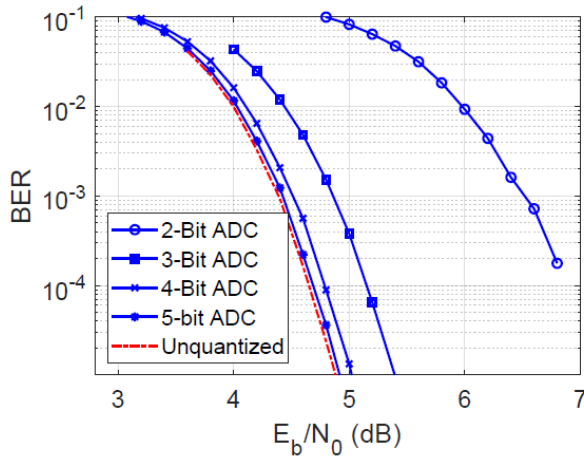
Các kết quả mô phỏng trong Hình 4.5 - Hình 4.8 xác minh các kết quả phân tích trong Bảng 4.1 và Bảng 4.2. Chúng ta thấy rằng các kết quả mô phỏng phù hợp với các kết quả phân tích trong Phần 4.5. Đặc biệt, như đã phân tích ở trên, mã NND có hiệu năng kém nhất trong số bốn mã được chọn ở tất cả các mức độ phân giải ADC. Ngoài ra, khoảng cách hiệu năng giữa mã NND và mã AR3A là lớn nhất.

Ngưỡng giải mã lặp nhỏ của mã UCHI và mã NTH được hiểu là một khoảng cách nhỏ trong các đường cong BER, như trong Hình 4.5 và Hình 4.6

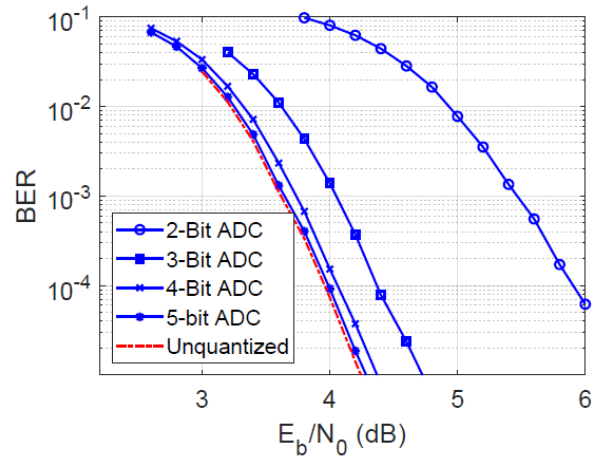


Hình 4.6. So sánh BER: MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.

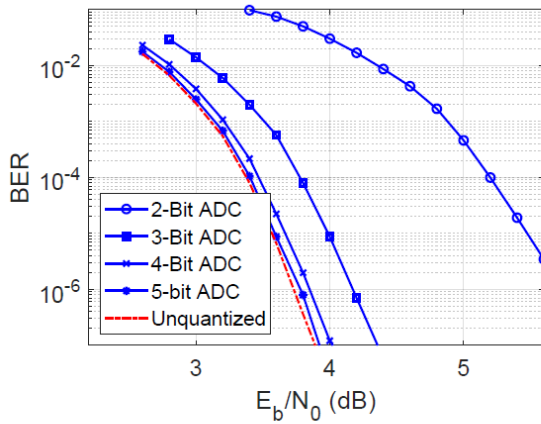
Có một sự chênh lệch rất nhỏ về ngưỡng giải mã lặp của bộ ADC 5-bit và bộ không lượng tử như trong Bảng 4.1 và Bảng 4.2. Các kết quả mô phỏng xác nhận kết quả phân tích này. Chúng ta thấy rằng các đường cong BER của cả bốn mã tại ADC 5-bit và không lượng tử hóa rất gần với cả hai cấu hình LS-MIMO 10×10 và 100×100 .



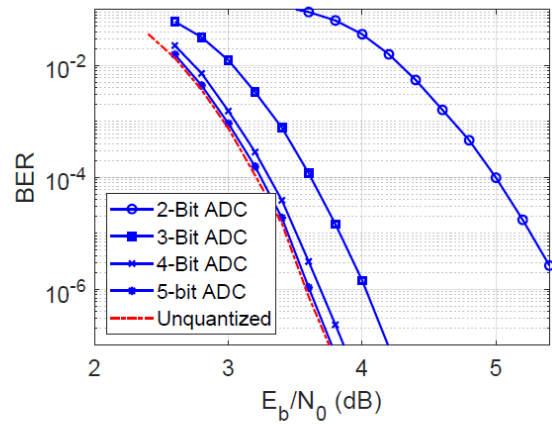
(a) NND Code



(b) AR3A Code



(c) UCHI Code

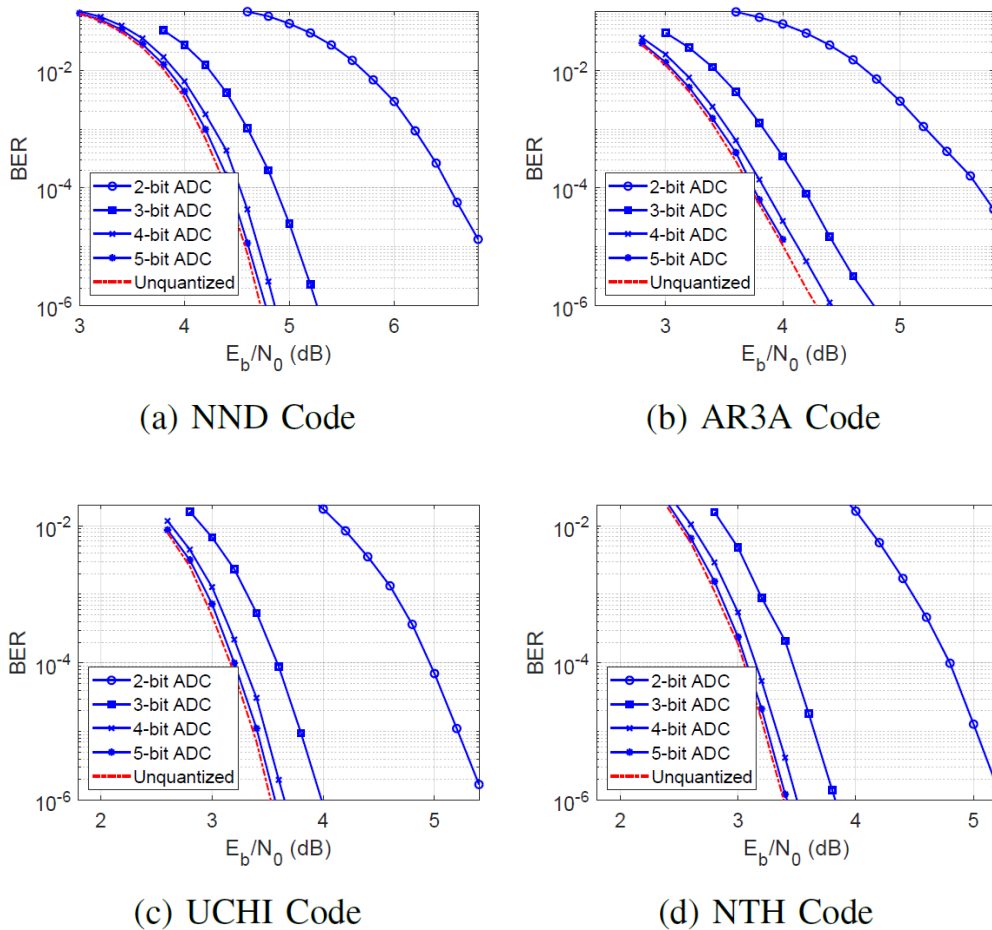


(d) NTH Code

Hình 4.7. Hiệu năng BER và ADC Σ -Bit: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.

Hãy xem xét hiệu năng của một mã đơn lẻ trong Hình 4.7 và Hình 4.8, chúng ta thấy rằng khoảng cách hiệu năng giữa bộ ADC 2-bit và bộ ADC 3 bit là khoảng 1,4 dB lớn hơn khoảng cách ngưỡng giải mã lặp, khoảng 0,8 dB, thu được bằng thuật toán PEXIT đã sửa đổi. Hiện tượng này được biết đến nhiều với thuật toán PEXIT do xấp xỉ Gaussian trong các thông tin LLR [40]. Tuy nhiên, kết quả phân tích có thể dự đoán chính xác xu hướng hiệu năng của mã theo các mức phân giải ADC khác nhau. Chúng ta hãy xem xét kỹ hơn các đường cong BER của mã AR3A trong Hình 4.7 và

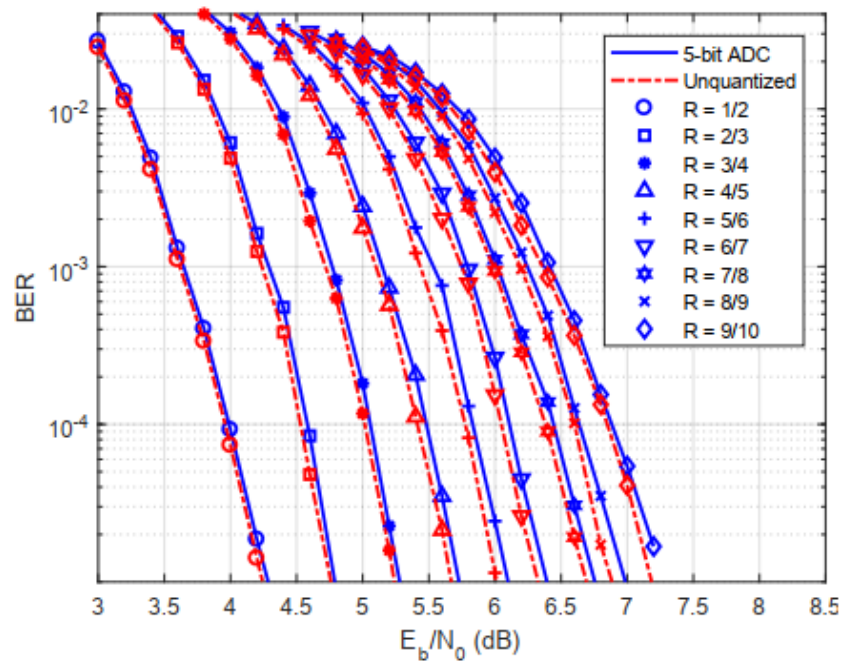
Hình 4.8, khoảng cách BER của ADC 3-bit và không lượng tử là khoảng 0,4 dB (khoảng cách ngưỡng là 0,18 dB) và khoảng cách BER của ADC 4-bit và không lượng tử là khoảng 0,1 dB (khoảng cách ngưỡng là 0,04 dB). Các quan sát tương tự được nhìn thấy cho các mã được chọn khác. Các kết quả mô phỏng này chứng minh cho các kết quả phân tích rằng sự mất hiệu năng nhỏ xảy ra ở độ phân giải ADC 3-bit và 4-bit trong các kênh LS-MIMO



Hình 4.8. Hiệu năng BER và ADC Σ -Bit: MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài 9600 bit.

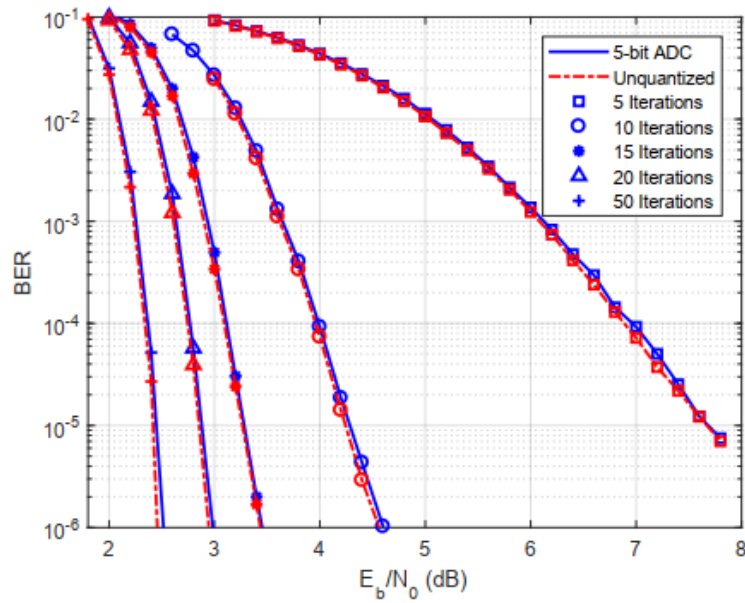
Thuật toán PEXIT sửa đổi có thể đưa ra dự đoán chính xác hiệu năng của mã protograph trong các trường hợp hoạt động khác, bao gồm cấu hình LS-MIMO và tốc độ mã. Chẳng hạn, các ngưỡng giải mã lặp, như được thể hiện trong Bảng 4.6, có thể dự đoán về sự chênh lệch nhỏ về hiệu năng giữa hệ thống ADC 5-bit và hệ thống

không lượng tử. Kết quả mô phỏng cho thấy các đường cong của hệ thống ADC 5-bit gần với các đường cong của các hệ thống không lượng tử trên tất cả các tỷ lệ mã từ 1/2 đến 8/9. Việc dự đoán hiệu năng chính xác của thuật toán PEXIT sửa đổi đúng với các trường hợp có các cấu hình và giải mã lặp lại MIMO khác nhau, như trong Hình 4.11 và Hình 4.10. Cần chú ý đến Hình 4.11 trong đó người ta có thể thấy rằng đường cong ADC 4-bit gần với đường cong của bộ ADC không lượng tử hóa khi số lượng ăng ten thu từ 30 đến 80. Hiện tượng này có thể được quan sát bằng cách nhìn vào ngưỡng giải mã lặp trong Bảng 4.5.

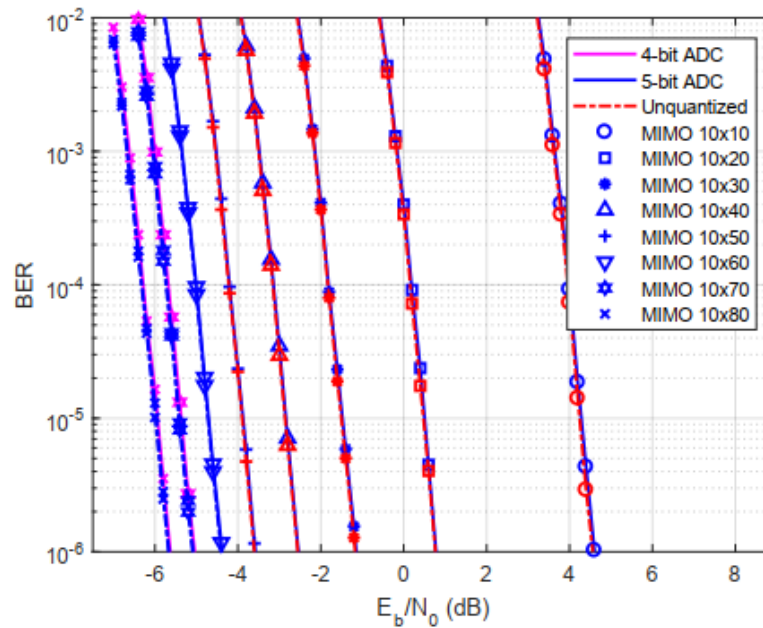


Hình 4.9. BER và tỷ lệ mã: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2 - 9/10$, chiều dài khối 9600 bit.

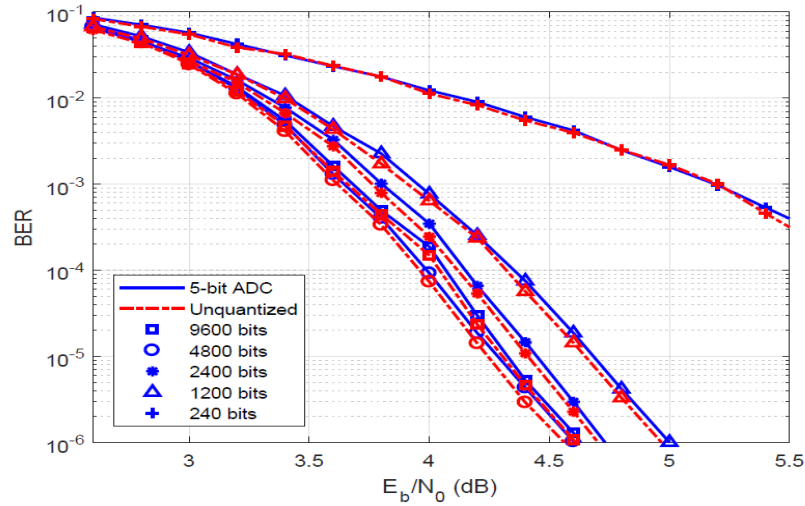
Hình 4.12 cho thấy hiệu năng BER của hệ thống ADC 5-bit và hệ thống không lượng tử theo nhiều chiều dài từ mã khác nhau. Ta thấy rằng chênh lệch hiệu năng là rất nhỏ ở tất cả các chuỗi mã từ 120 bit đến 9600 bit. Lưu ý rằng thuật toán PEXIT sửa đổi xuất phát từ giả định rằng chiều dài mã là vô hạn. Tuy nhiên, kết quả mô phỏng xác nhận rằng độ phân giải ADC 5-bit có thể bằng với hiệu năng của loại không lượng tử với chiều dài từ mã ngắn.



Hình 4.10. BER và các lần lặp: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 - 50 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.



Hình 4.11. BER và Cấu hình MIMO: Mã AR3A, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.



Hình 4.12. BER và chiều dài khối: MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 120 bit - 9600 bit.

4.7. Kết luận chương 4

Một phiên bản mới của thuật toán LS-MIMO-PEXIT cho các hệ thống truyền thông LS-MIMO với các ADC có độ phân giải thấp được phát triển trong chương này. Thuật toán LS-MIMO-PEXIT mới đề xuất này có thể dự đoán hiệu năng của các mã Protograph LDPC theo các tham số đầu vào khác nhau, bao gồm cấu hình LS-MIMO, tốc độ mã, số lần lặp tối đa và cấu trúc mã. Nghiên cứu cho thấy sự mất hiệu năng nhỏ khi sử dụng độ phân giải ADC 3-bit hoặc 4-bit so với hệ thống sử dụng bộ ADC độ phân giải cao. Hiệu năng của hệ thống ADC 5-bit tương đương với ADC độ phân giải cao trong tất cả các trường hợp thử nghiệm. Nghiên cứu này chứng minh rằng trong hệ thống truyền dẫn với các bộ mã hóa kênh cụ thể và các cấu hình MIMO khác nhau thì các bộ ADC có độ phân giải thấp là một giải pháp rất tiềm năng cho kênh MIMO cỡ lớn trong các mạng thông tin di động trong tương lai như 5G hoặc 6G để tiết kiệm giá thành phần cứng và năng lượng tiêu thụ của máy thu.

KẾT LUẬN

Những đóng góp của luận án

Luận án này đã thực hiện nghiên cứu về truyền dẫn điểm-điểm với nhiều ăng-ten phát ở đầu vào và nhiều ăng-ten phát ở đầu ra. Cụ thể:

(1) Nghiên cứu xây dựng thuật toán tách sóng tín hiệu dùng giản đồ Tanner để giảm độ phức tạp cho kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi tương tự số ADC có độ phân giải thấp. Kết quả mô phỏng chỉ ra rằng việc sử dụng bộ ADC có độ phân giải 4-bit hoặc 5-bit sẽ gần như không làm ảnh hưởng đến hiệu năng hoạt động của bộ tách sóng tín hiệu MIMO dùng thuật toán truyền lan thông tin.

(2) Bên cạnh đó, luận án cũng xây dựng giản đồ Tanner kép để mô hình hóa sự tương tác thông tin giữa bộ tách sóng tín hiệu và bộ giải mã LDPC. Giản đồ kép này là công cụ để tìm kiếm mã Protograph LDPC giành cho kênh LS-MIMO với số ăng-ten lớn và số vòng lặp giải mã hạn chế. Những mã được tìm kiếm trong luận án này cho thấy việc thiết kế lại mã Protograph LDPC cho kênh LS-MIMO mang lại lợi ích về hiệu năng hơn là sử dụng các mã đã được thiết kế trước đó cho kênh AWGN.

(3) Cũng dùng giản đồ kép này, luận án xây dựng quy trình đánh giá và so sánh hiệu năng của nhiều mã Protograph LDPC được thiết kế cho kênh AWGN cho trường hợp của kênh MIMO. Khi số ăng-ten được tăng lên ở kênh MIMO thì bộ chuyển đổi tương tự số có độ phân giải thấp được đề xuất trong nhiều nghiên cứu gần đây. Luận án đã thực hiện việc đánh giá ảnh hưởng nhiều lượng tử do độ phân giải thấp của bộ ADC đến hiệu năng của hệ thống truyền dẫn điểm-điểm. Kết quả phân tích toán học dựa trên giản đồ Tanner kép và kết quả mô phỏng đã tìm ra rằng khoảng cách giữa hệ thống dùng bộ ADC có độ phân giải cao và hệ thống có bộ ADC có độ phân giải 4-bit hoặc 5-bit là không đáng kể. Kết quả này cho thấy đề xuất sử dụng bộ ADC có độ phân giải thấp trong các hệ thống di động trong tương lai là hoàn toàn khả thi và có nhiều triển vọng – để tiết kiệm năng lượng xử lý cao tần và giá thành phần cứng.

Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu

Việc nghiên cứu mô hình truyền dẫn sử dụng các mã tiệm cận dung lượng kênh như mã Protograph LDPC cho kênh MIMO cỡ lớn với bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp chưa được nghiên cứu nhiều ở cả trong nước và thế giới. Vì vậy những đề xuất giải pháp cho việc tách sóng tín hiệu cũng như quy trình thiết kế mã và đánh giá hiệu năng của kênh truyền dẫn sẽ tạo nền tảng cơ bản cho việc nghiên cứu mô hình truyền dẫn phức tạp hơn trong mạng thông tin di động tế bào thực tế.

Ý nghĩa thực tiễn của nghiên cứu này là những quy trình thiết kế cũng như đánh giá hiệu năng sẽ giúp những nhà thiết kế tuyến truyền dẫn di động tìm ra mã Protograph LDPC và độ phân giải của bộ chuyển đổi ADC tối ưu với kênh truyền dẫn vô tuyến cụ thể.

Những hướng phát triển tiếp theo

Như đã trình bày ở trên, luận án này đã thực hiện việc nghiên cứu giải pháp tách sóng tín hiệu cho kênh LS-MIMO với bộ chuyển đổi tương tự số ADC có độ phân giải thấp cũng như thiết kế và đánh giá hiệu năng của mã Protograph LDPC cho loại kênh này. Tuy vậy, để việc ứng dụng những kỹ thuật tách sóng và thiết kế mã Protograph LDPC trong các hệ thống vô tuyến trong tương lai chúng ta có thể cần tiếp tục phát triển các hướng nghiên cứu dưới đây:

(i) Giảm độ phức tạp của thuật toán tìm kiếm mã Protograph LDPC code.

Thuật toán sử dụng trong luận án này để tìm kiếm mã Protograph LDPC cơ cấu hình Massive-MIMO yêu cầu độ tính toán khá cao trên giản đồ Tanner kép. Một giải pháp có thể giúp giảm độ phức tạp và tăng tốc độ tìm kiếm ứng viên mã tốt là sử dụng thuật toán Deep Learning đã được quan tâm nhiều gần đây cho kênh Massive-MIMO.

(ii) Thực hiện việc thiết kế mã Protograph LDPC cho bộ chuyển đổi ADC 1-bit.

Kênh Massive-MIMO với bộ ADC chỉ có 1-bit được rất nhiều nhà nghiên cứu quan tâm vì độ phức tạp của nó giảm đến mức tối thiểu. Tuy vậy, nhiều lượng tử ở

độ phân giải này có thể ảnh hưởng đến mô hình kênh tổng thể. Vì vậy, việc tìm kiếm mã Protograph LDPC cho trường hợp đặt biệt này có thể sẽ tìm được cấu trúc mã Protograph LDPC có hiệu năng tốt hơn những mã Protograph hiện có.

(iii) Nghiên cứu thiết kế mã Protograph LDPC cho các mô hình kênh phức tạp hơn:

Trong thông tin vô tuyến, mô hình một trạm gốc phục vụ nhiều thuê bao ở kênh đường lên tạo nên mô hình kênh đa truy nhập đường lên (Uplink Multiple Access Channel – UL-MAC). Vì vậy, việc mở rộng những nghiên cứu trong luận án này cho kênh UL-MAC sẽ cung cấp được nhiều câu trả lời về hiệu năng của kênh khi sử dụng mã Protograph LDPC cũng như bộ chuyển đổi ADC có độ phân giải thấp.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ

- [CT1]. **Hieu 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," *2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Hanoi, Vietnam, 2019, pp. 68-73, doi: 10.1109/ATC.2019.8924512.
- [CT2]. **Hieu D. Vu**, T. V. Nguyen and H. T. Nguyen, "Protograph LPDC Coded Large-Scale MIMO Communications with Low-Resolution ADCs," *2019 25th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, Ho Chi Minh City, Vietnam, 2019, pp. 286-291, doi: 10.1109/APCC47188.2019.9026536.
- [CT3]. **Hieu D. Vu**, Thuy V. Nguyen, Diep N. Nguyen, Hieu T. Nguyen, "On Design of Protograph LDPC Codes for Large-Scale MIMO Systems", *Access IEEE*, vol. 8, pp. 46017-46029, 2020.
- [CT4]. Thuy 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," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 145145-145160, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2944567.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/740154/worldwide-unique-mobile-subscribers-by-region/>.
- [2] K. B. Letaief, W. Chen, Y. Shi, J. Zhang and Y. A. Zhang, "The Roadmap to 6G: AI Empowered Wireless Networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 57, pp. 84-90, 2019.
- [3] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis and P. Fan, "6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 14, pp. 28-41, 2019.
- [4] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948.
- [5] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory* (Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing), USA: Wiley-Interscience, 2006.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," in *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, 1993.
- [7] R. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, pp. 21-28, 1962.
- [8] S. J. Johnson, *Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes*, Cambridge University Press, 2009.
- [9] V. Thuy, N. N. Hung and T. Dang, "Delay-Limited Rate-Compatible Protograph LDPC Codes," *International Journal of Engineering Trends and Technology*, vol. 67, pp. 115-123, 7 2019.

- [10] T. V. Nguyen, A. Nosratinia and D. Divsalar, "The Design of Rate-Compatible Protograph LDPC Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, pp. 2841-2850, 2012.
- [11] T. V. Nguyen and A. Nosratinia, "Rate-Compatible Short-Length Protograph LDPC Codes," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, pp. 948-951, 2013.
- [12] D. Divsalar, S. Dolinar, C. R. Jones and K. Andrews, "Capacity-approaching protograph codes," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, pp. 876-888, 2009.
- [13] A. Abbasfar, D. Divsalar and K. Yao, "Accumulate-Repeat-Accumulate Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, pp. 692-702, 2007.
- [14] H. Uchikawa, "Design of non-precoded protograph-based LDPC codes," in *2014 IEEE International Symposium on Information Theory*, 2014.
- [15] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [16] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 451-460, 1999.
- [17] [Online]. Available: https://web.stanford.edu/class/archive/ee/ee359/ee359.1062/cup_mimo.pdf.
- [18] L. Fan, S. Jin, C. Wen and H. Zhang, "Uplink Achievable Rate for Massive MIMO Systems With Low-Resolution ADC," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, pp. 2186-2189, 2015.
- [19] D. D. Nguyen, V. N. Q. Bao and Q. Chen, "Secrecy performance of massive MIMO relay-aided downlink with multiuser transmission," *IET Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 1207-1217(10), 6 2019.

- [20] T. H. Nguyen, T. K. Nguyen, H. D. Han and V. D. Nguyen, "Optimal Power Control and Load Balancing for Uplink Cell-Free Multi-User Massive MIMO," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 14462-14473, 2018.
- [21] N. Hung and N. Duan, "A New High Performance Decoder for LDPC Codes," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 3, 7 2014.
- [22] N. Hung, "A New LDPC Decoder for the DVB-S2 Receiver," *Journal of Science and Technology: Issue on Information and Communications Technology*, vol. 1, p. 67, 8 2015.
- [23] N. Hung, N. Duan and T. Do, "Parallel and serial LDPC decoders for wifi and wimax receiver," *Chuyên san Công nghệ thông tin và Truyền thông*, vol. 6, 4 2015.
- [24] D. Vu, B. Pham and X. N. Tran, "Physical network coding for bidirectional relay MIMO-SDM system," 2013.
- [25] L. V. Cao and T. D. Nguyen, "A fast design for LDPC matrices," in *2012 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT)*, 2012.
- [26] P. Tran, "A Survey on LDPC Codes for Cooperative Communications," *Transactions on Networks and Communications*, vol. 3, 8 2015.
- [27] H. P. Nguyen, Vinh Tran-Quang, T. Miyoshi, "Applying Distributed LDPC Encoding Scheme Using 3-D Model for Wireless Underground Sensor Networks", IEICE Technical Committee on Information and Communication Management, Japan, 2012
- [28] H. P. Nguyen, Vinh Tran-Quang, T. Miyoshi, "Distributed LDPC Coding Scheme Considering Bit Error Rate and Energy Balance on Wireless Sensor Networks," *Proceedings of IEICE General Conference*, 2012.

- [29] J. Zhang, L. Dai, Z. He, B. Ai and O. A. Dobre, "Mixed-ADC/DAC Multipair Massive MIMO Relaying Systems: Performance Analysis and Power Optimization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 67, pp. 140-153, 2019.
- [30] Y. Fang, G. Han, G. Cai, F. C. M. Lau, P. Chen and Y. L. Guan, "Design Guidelines of Low-Density Parity-Check Codes for Magnetic Recording Systems," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 20, pp. 1574-1606, 2018.
- [31] Y. Fang, P. Chen, G. Cai, F. C. M. Lau, S. C. Liew and G. Han, "Outage-Limit-Approaching Channel Coding for Future Wireless Communications: Root-Protograph Low-Density Parity-Check Codes," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 14, pp. 85-93, 2019.
- [32] F. Steiner, G. Böcherer and G. Liva, "Protograph-Based LDPC Code Design for Shaped Bit-Metric Decoding," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 34, pp. 397-407, 2016.
- [33] T. V. Nguyen and H. T. Nguyen, "The design of optimized fast decoding protograph LDPC codes," in *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016.
- [34] C. Tang, M. Jiang, C. Zhao and H. Shen, "Design of Protograph-Based LDPC Codes with Limited Decoding Complexity," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, pp. 2570-2573, 2017.
- [35] Y. Fang, G. Zhang, G. Cai, F. C. M. Lau, P. Chen and G. Han, "Root-Protograph-Based BICM-ID: A Reliable and Efficient Transmission Solution for Block-Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 67, pp. 5921-5939, 2019.

- [36] P. Chen, K. Cai and S. Zheng, "Rate-Adaptive Protograph LDPC Codes for Multi-Level-Cell NAND Flash Memory," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, pp. 1112-1115, 2018.
- [37] Y. Cho and S. Hong, "One-Bit Successive-Cancellation Soft-Output (OSS) Detector for Uplink MU-MIMO Systems With One-Bit ADCs," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 27172-27182, 2019.
- [38] S. Brink, G. Kramer and A. Ashikhmin, "Design of low-density parity-check codes for modulation and detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 670-678, 2004.
- [39] T. L. Narasimhan and A. Chockalingam, "EXIT Chart Based Design of Irregular LDPC Codes for Large-MIMO Systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, pp. 115-118, 2013.
- [40] G. Liva and M. Chiani, "Protograph LDPC Codes Design Based on EXIT Analysis," in *IEEE GLOBECOM 2007 - IEEE Global Telecommunications Conference*, 2007.
- [41] D. C. Araújo, T. Maksymyuk, A. L. F. Almeida, T. Maciel, J. C. M. Mota and M. Jo, "Massive MIMO: survey and future research topics," *IET Commun.*, vol. 10, pp. 1938-1946, 2016.
- [42] W. Fukuda, T. Abiko, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Ohwatari and Y. Kishiyama, "Low-Complexity Detection Based on Belief Propagation in a Massive MIMO System," in *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2013.
- [43] N. Samuel, T. Diskin and A. Wiesel, "Learning to Detect," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 67, pp. 2554-2564, 2019.
- [44] S. Takabe, M. Imanishi, T. Wadayama, R. Hayakawa and K. Hayashi, "Trainable Projected Gradient Detector for Massive Overloaded MIMO

- Channels: Data-Driven Tuning Approach," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 93326-93338, 2019.
- [45] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1639-1642, 1999.
- [46] M. Mohammadkarimi, M. Mehrabi, M. Ardakani and Y. Jing, "Deep Learning-Based Sphere Decoding," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, pp. 4368-4378, 2019.
- [47] X. Jin and H. Kim, "Parallel Deep Learning Detection Network in the MIMO Channel," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 24, pp. 126-130, 2020.
- [48] C. Zhang, Y. Jing, Y. Huang and X. You, "Massive MIMO With Ternary ADCs," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 27, pp. 271-275, 2020.
- [49] T. Liu, J. Tong, Q. Guo, J. Xi, Y. Yu and Z. Xiao, "Energy Efficiency of Massive MIMO Systems With Low-Resolution ADCs and Successive Interference Cancellation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, pp. 3987-4002, 2019.
- [50] J. Dai, J. Liu, J. Wang, J. Zhao, C. Cheng and J.-Y. Wang, "Achievable Rates for Full-duplex Massive MIMO Systems with Low-Resolution ADCs/DACs," *IEEE Access*, vol. PP, pp. 1-1, 2 2019.
- [51] S. Gao, P. Dong, Z. Pan and G. Y. Li, "Deep Learning based Channel Estimation for Massive MIMO with Mixed-Resolution ADCs," *CoRR*, vol. abs/1908.06245, 2019.
- [52] 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*, 2019.

- [53] L. Xu, X. Lu, S. Jin, F. Gao and Y. Zhu, "On the Uplink Achievable Rate of Massive MIMO System with Low-Resolution ADC and RF Impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 23, pp. 502-505, 2019.
- [54] F. Mousavi and A. Tadaion, "A Simple Two-stage detector for Massive MIMO Systems with one-bit ADCs," in *2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2019.
- [55] A. Mezghani, M.-S. Khoufi and J. Nossek, "A Modified MMSE Receiver for Quantized MIMO Systems," 1 2007.
- [56] Q. Bai and J. Nossek, "Energy efficiency maximization for 5G multi-antenna receivers," *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, vol. 26, pp. 3-14, 2015.
- [57] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [58] Y. Xiong, N. Wei and Z. Zhang, "A Low-Complexity Iterative GAMP-Based Detection for Massive MIMO with Low-Resolution ADCs," in *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2017.
- [59] H. Dang, T. V. Nguyen and H. T. Nguyen, "Improve Uplink Achievable Rate For Massive MIMO Systems with Low-Resolution ADCs," in *2020 IEEE 8th International Conference on Communications and Electronics (ICCE'20)*, 2020.
- [60] H. T. Nguyen, T. A. Ramstad and I. Balasingham, "Wireless sensor communication system based on direct-sum source coder," *IET Wireless Sens. Syst.*, vol. 1, pp. 96-104, 2011.
- [61] A. Gersho and R. M. Gray, *Vector Quantization and Signal Compression*, Springer US, 1991.

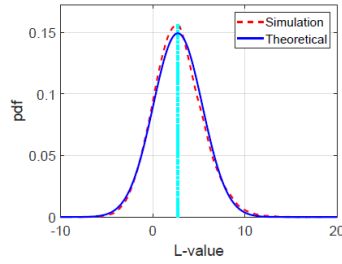
- [62] P. Som, T. Datta, A. Chockalingam and B. S. Rajan, "Improved large-MIMO detection based on damped belief propagation," in *2010 IEEE Information Theory Workshop on Information Theory (ITW 2010, Cairo)*, 2010.
- [63] Y. Fang, P. Chen, L. Wang, F. C. M. Lau and K. .. Wong, "Performance analysis of protograph-based low-density parity-check codes with spatial diversity," *IET Commun.*, vol. 6, pp. 2941-2948, 2012.
- [64] H. Li, B. Bai, X. Mu, J. Zhang and H. Xu, "Algebra-Assisted Construction of Quasi-Cyclic LDPC Codes for 5G New Radio," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 50229-50244, 2018.
- [65] T. L. Narasimhan, A. Chockalingam and B. S. Rajan, "Factor Graph Based Joint Detection/Decoding for LDPC Coded Large-MIMO Systems," in *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2012.
- [66] S. Abu-Surra, D. Divsalar and W. E. Ryan, "On the existence of typical minimum distance for protograph-based LDPC codes," in *2010 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*, 2010.
- [67] B. M. Hochwald and S. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 389-399, 2003.
- [68] M. Srinivasan and S. Kalyani, "Analysis of Massive MIMO With Low-Resolution ADC in Nakagami- m Fading," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, pp. 764-767, 2019.
- [69] T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi and R. L. Urbanke, "Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, pp. 619-637, 2001.

- [70] 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)*, 2016.
- [71] 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)*, 2013.
- [72] S. Gounai and T. Ohtsuki, "Performance Analysis of LDPC Code with Spatial Diversity," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2006.
- [73] S. Hong and N. Lee, "Soft-Output Detector for Uplink MU-MIMO Systems With One-Bit ADCs," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, pp. 930-933, 2018.
- [74] T. Koike-Akino, D. S. Millar, K. Kojima, K. Parsons, Y. Miyata, K. Sugihara and W. Matsumoto, "Iteration-Aware LDPC Code Design for Low-Power Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, pp. 573-581, 2016.
- [75] X.-Y. Hu, E. Eleftheriou and D. M. Arnold, "Regular and irregular progressive edge-growth tanner graphs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, pp. 386-398, 2005.
- [76] J. Hamkins, "Performance of low-density parity-check coded modulation," in *2010 IEEE Aerospace Conference*, 2010.

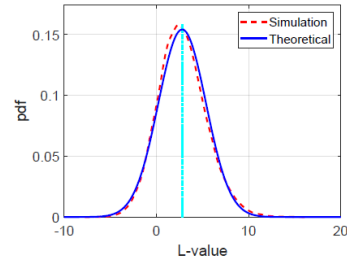
PHỤ LỤC

HÀM PHÂN BỐ MẬT ĐỘ XÁC SUẤT CỦA L-value

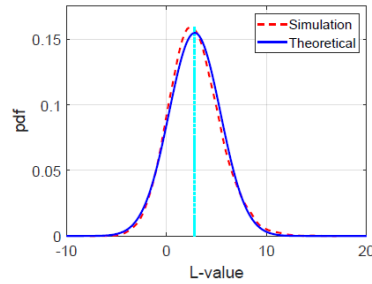
Ở ĐẦU RA CỦA BỘ TÁCH SÓNG



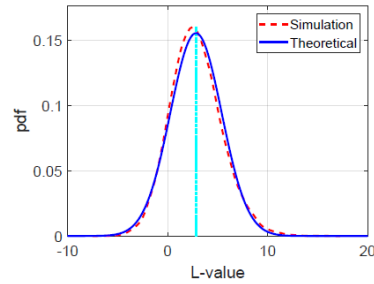
(a) 2-bit ADC



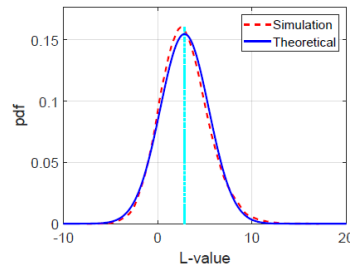
(b) 3-bit ADC



(c) 4-bit ADC

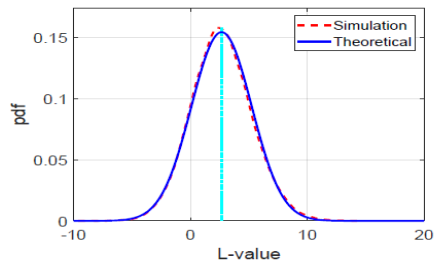


(d) 5-bit ADC

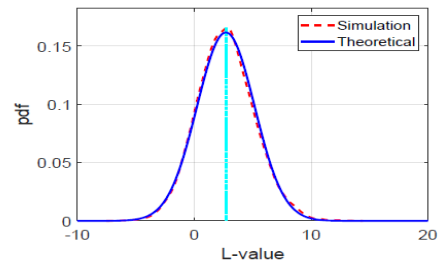


(e) Unquantized ADC

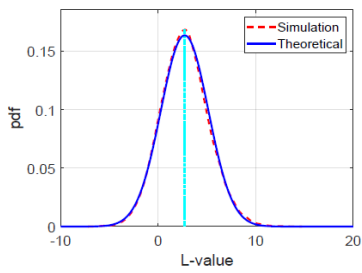
Hình 4.13. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 10×10 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, chiều dài khối 9600 bit.



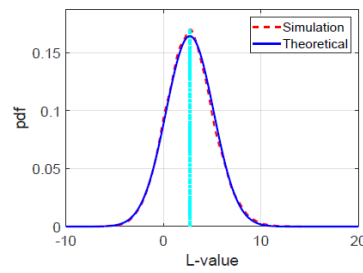
(a) 2-bit ADC



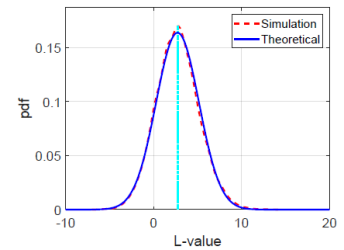
(b) 3-bit ADC



(c) 4-bit ADC

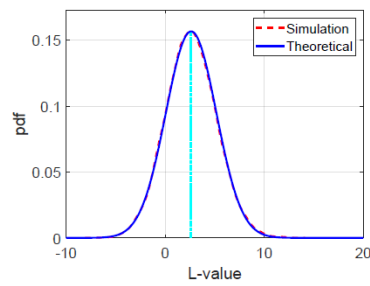


(d) 5-bit ADC

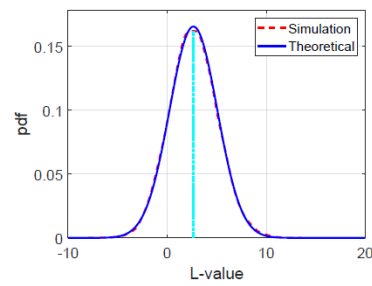


(e) Unquantized ADC

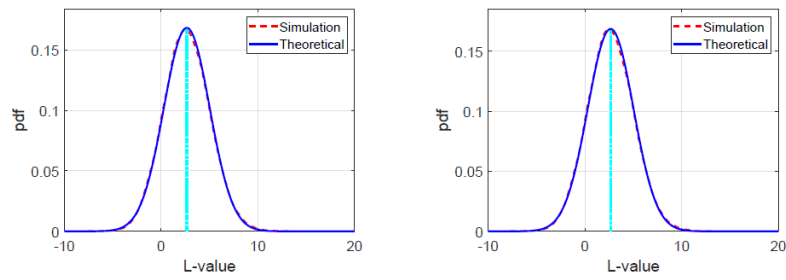
Hình 4.14. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 20×20 , 10 lần lặp, tốc độ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit.



(a) 2-bit ADC

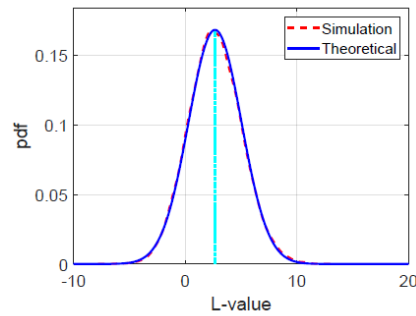


(b) 3-bit ADC



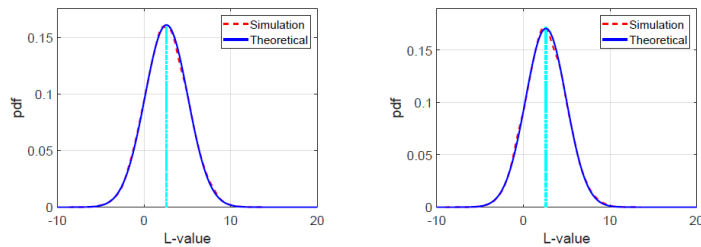
(c) 4-bit ADC

(d) 5-bit ADC



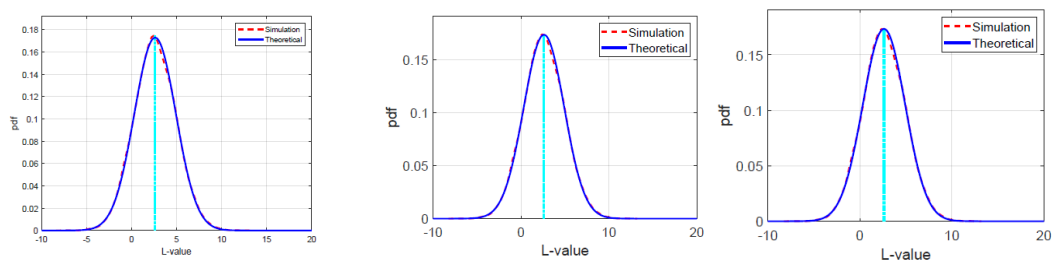
(e) Unquantized ADC

Hình 4.15. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 30×30 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit.



(a) 2-bit ADC

(b) 3-bit ADC



(c) 4-bit ADC

(d) 5-bit ADC

(e) Unquantized ADC

Hình 4.16. Hàm phân bố mật độ xác suất của L-value ở đầu ra của bộ tách sóng: mã AR3AR, MIMO 100×100 , 10 lần lặp, tỷ lệ mã $R = 1/2$, độ dài khối 9600 bit.