

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

TRẦN ANH THẮNG

**NGHIÊN CỨU NÂNG CAO HIỆU QUẢ
KỸ THUẬT BICM-ID OFDM TRONG CÁC HỆ THỐNG
VÔ TUYẾN BĂNG RỘNG**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

HÀ NỘI – NĂM 2018

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

TRẦN ANH THẮNG

**NGHIÊN CỨU NÂNG CAO HIỆU QUẢ
KỸ THUẬT BICM-ID OFDM TRONG CÁC HỆ THỐNG
VÔ TUYẾN BĂNG RỘNG**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Chuyên ngành: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ

Mã số : 9 52 02 03

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

PGS.TS ĐINH THẾ CƯỜNG

HÀ NỘI – NĂM 2018

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan các kết quả trình bày trong luận án là công trình nghiên cứu của tôi dưới sự hướng dẫn của cán bộ hướng dẫn. Các số liệu, kết quả trình bày trong luận án là hoàn toàn trung thực và chưa được công bố trong bất kỳ công trình nào trước đây. Các kết quả sử dụng tham khảo đều đã được trích dẫn đầy đủ và theo đúng quy định.

Hà Nội, ngày 01 tháng 7 năm 2018

Tác giả

Trần Anh Thắng

LỜI CẢM ƠN

Trong quá trình học tập và nghiên cứu tại Học viện Kỹ thuật quân sự, để hoàn thành luận án này, tác giả đã nhận được nhiều sự giúp đỡ và đóng góp quý báu của các thầy cô, các nhà khoa học, các nhà quản lý các đồng nghiệp và các nghiên cứu sinh cùng nghiên cứu.

Đầu tiên, tác giả xin bày tỏ lòng cảm ơn sâu sắc tới thầy giáo hướng dẫn PGS. TS. Đinh Thế Cường đã tận tình hướng dẫn và giúp đỡ tác giả trong quá trình học tập và nghiên cứu.

Tác giả xin chân thành cảm ơn Phòng Sau Đại học, Bộ môn Thông tin, Khoa Vô tuyến Điện tử của Học viện đã tạo điều kiện thuận lợi để tác giả hoàn thành nhiệm vụ. Tác giả cũng xin cảm ơn Trường Đại Học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên, là đơn vị chủ quản, đã tạo điều kiện cho phép tác giả có thể tham gia nghiên cứu trong các năm làm nghiên cứu sinh.

Cuối cùng, tác giả xin bày tỏ lòng cảm ơn đến gia đình, bạn bè, các đồng nghiệp đã luôn động viên, giúp đỡ tác giả vượt qua khó khăn để đạt được những kết quả nghiên cứu như ngày hôm nay.

TÁC GIẢ

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN.....	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC	iii
DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT	vi
DANH MỤC HÌNH VẼ	x
DANH MỤC KÝ HIỆU TOÁN HỌC	xiii
MỞ ĐẦU	1
Chương 1 TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN BICM-ID OFDM..	10
1.1. Khái quát chung về hệ thống thông tin số.....	10
1.1.1. Sơ đồ khối hệ thống thông tin số	10
1.1.2. Kênh Gauss.....	11
1.1.3. Môi trường truyền dẫn thông tin vô tuyến.....	13
1.2. Hệ thống BICM-ID.....	20
1.2.1. Hệ thống BICM-ID	20
1.2.2. Cấu trúc giải mã/giải điều chế mềm với thuật toán giải lặp trong hệ thống BICM-ID.....	26
1.3. Hệ thống OFDM	30
1.3.1. Nguyên lý của OFDM	33
1.3.2 Sơ đồ khối hệ thống OFDM	35
1.3.3 Tiền tố vòng (CP)	36
1.4. Hệ thống BICM-ID OFDM	38
1.5. Đặt vấn đề nghiên cứu	40

Chương 2 ĐỀ XUẤT KỸ THUẬT TÁI SỬ DỤNG CP CHO HỆ THỐNG BICM-ID OFDM.....	43
2.1. Giải mã lặp	43
2.1.1. Thuật toán tính xác suất hậu nghiệm	44
2.1.2. Giải mã dựa trên các ràng buộc mã.....	49
2.1.3. Nguyên lý của giải mã lặp	50
2.2. Xây dựng sơ đồ hệ thống BICM-ID OFDM dựa trên kỹ thuật tái sử dụng CP 52	
2.2.1. Sơ đồ khối hệ thống	52
2.2.2. Cơ sở tính toán	55
2.3. Kết quả mô phỏng đánh giá chất lượng hệ thống BICM-ID OFDM dựa trên kỹ thuật tái sử dụng CP	61
2.3.1. Các tham số mô phỏng cho hệ thống.....	62
2.3.2. Các kết quả mô phỏng	64
2.4. Kết luận chương	68
Chương 3 THIẾT KẾ BỘ XÁO TRỘN CHO HỆ THỐNG BICM-ID OFDM TÁI SỬ DỤNG CP	70
3.1. Tổng quan về một số kỹ thuật xáo trộn	70
3.1.1. Kỹ thuật xáo trộn khối.....	71
3.1.2. Kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên	72
3.1.3. Kỹ thuật xáo trộn ngẫu nhiên (Random và S-Random)	76
3.1.4. Đánh giá độ phức tạp của các bộ xáo trộn.....	76
3.2. Thiết kế bộ xáo trộn mới cho hệ thống BICM-ID OFDM	79
3.2.1. Mục đích thiết kế	79

3.2.2. Thiết kế bộ xáo trộn	79
3.3. Khảo sát hiệu quả bộ xáo trộn mới với hệ thống BICM-ID OFDM	84
3.3.1. Các yếu tố ảnh hưởng tới chất lượng của hệ thống BICM-ID	85
3.3.2. Khảo sát hiệu quả bộ xáo trộn mới với hệ thống BICM-ID OFDM ...	87
3.4. Kết quả mô phỏng bộ xáo trộn đề xuất cho hệ thống tái sử dụng CP	103
3.4.1. Các tham số mô phỏng cho hệ thống	103
3.4.2. Các kết quả mô phỏng	103
3.5. Kết luận chương	108
KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU	109
PHỤ LỤC.....	111
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ.....	112
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	113

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Nghĩa Tiếng Anh	Nghĩa Tiếng Việt
3GPP	3rd Generation Partnership Project	Dự án cộng tác thế hệ thứ 3
AGU	Address Generation Unit	Bộ tạo địa chỉ (xáo trộn)
APP	A posteriori Probability	Xác suất hậu nghiệm
ASK	Amplitude Shift Keying	Khoá dịch biên độ
ATDE	Adaptive Time Domain Equalizer	San bằng thích nghi trên miền thời gian
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều Gauss trắng cộng tính
BCJR	Bahl, Cocke, Jelinek, and Raviv	Thuật toán BCJR
BCH	Bose - Chaudhuri - Hocquenghem	Mã hoá BCH
BER	Bit Error Rate	Tỷ số lỗi bit
BGU	Bit Geometrical Uniformity	Nhất dạng hình học mức bit
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation	Điều chế mã có xáo trộn bit
BICM-ID	Bit Interleaved Coded Modulation with Iterative Demodulation/decoding	Điều chế mã có xáo trộn bit kết hợp giải điều chế/giải mã lặp
BI-COFDM-ID	Bit-Interleaved Coded modulation with OFDM and Iterative Decoding	Điều chế mã có xáo trộn bit với OFDM và giải mã lặp
BILCM-ID	Bit-Interleaved LDPC Coded	Điều chế mã kiểm tra mật

	Modulation with Iterative Decoding	độ thấp có xáo trộn bit và giải mã lặp
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khoá dịch pha nhị phân.
CP	Cyclic Prefix	Tiền tố vòng
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fu-ri-ê rời rạc
FDM	Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số
FEC	Forward Error Correction	Mã hoá sửa lỗi trước
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fu-ri-ê nhanh rời rạc
ICI	Inter-Carrier Interference	Xuyên nhiễu giữa các sóng mang
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fu-ri-ê rời rạc ngược
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Biến đổi Fu-ri-ê nhanh rời rạc ngược
IoT	Internet of Things	Internet cho vạn vật
ISI	Inter-Symbol Interference	Xuyên nhiễu giữa các ký hiệu
ITU	International Telecommunication Union	Liên minh viễn thông quốc tế
LDPC	low-density parity-check codes	Mã hoá mật độ thấp
LLR	Log Likelihood Ratio	Tỷ lệ hợp lẽ cực đại theo hàm logarit
LMSE	Least Mean Square Error	Sai số trung bình bình phương cực tiểu

LOS	Line Of Sight	Tia truyền thẳng
LTE	Long Term Evolution	Sự phát triển dài hạn
LUT	Look Up Table	Bảng tra (xáo trộn)
MAP	Maximum A posteriori Probability	Xác suất hậu nghiệm cực đại
ML	Maximum Likelihood	Hợp lẽ cực đại (Hợp lệ cực đại)
MLD	Maximum likelihood decoding	Giải mã hợp lẽ cực đại
M-PSK	M-ary Phase-Shift Keying	Khoá dịch pha M mức.
M-QAM	M-ary Quarature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ vuông góc (cầu phương) M mức.
MSEW	Maximum Squared Euclid Weight	Bình phương trọng số ơ-cơ-lít cực đại
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
PCCC	Parallel Concatenate Convolution Code	Mã chập liên kết song song
PDP	Power Delay Profile	Bản mô tả phân bố công suất trễ của kênh
PSK	Phase Shift Keying	Điều chế khoá dịch pha
QAM	Quarature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ vuông góc (cầu phương)
RS	Reed-Solomon	Mã hoá Reed-Solomon
RSC	Recursive Systematic Convolutional code	Mã chập hệ thống đệ quy
SCCC	Serial Concatenate	Mã chập liên kết nối tiếp

	Convolution Code	
SISO	Soft In Soft Out	Đầu vào mềm - đầu ra mềm
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỉ số công suất của tín hiệu trên công suất của tạp âm (tỷ số tín trên tạp)
SOVA	Soft Output Virterbi Algorithm	Đầu ra mềm theo thuật toán Vitecbi
SP	Set Partitioning	(Ảnh xạ) Phân hoạch tập
SSP	Semi Set Partitioning	(Ảnh xạ) Bán phân hoạch tập
STBC	Space-Time Block Code	Mã khối không gian thời gian
TCM	Trellis Coded Modulation	Điều chế mã lưới
TDL	Tapped Delay Line	Mô hình trễ đa đường
TTCM	Turbo Trellis Coded Modulation	Mã hoá turbo kết hợp điều chế mã lưới
VA	Virterbi Algorithm	Thuật toán Vitecbi
VLSI	Very-Large-Scale Integration	Vì mạch tích hợp rất lớn
ZF	Zero Forcing	Cưỡng ép về không

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1-1: Sơ đồ khối hệ thống thông tin số đơn giản.	10
Hình 1-2: Kênh Gauss.	11
Hình 1-3: Cách tạo mô hình kênh pha-đỉnh lựa chọn tần số TDL [26].	16
Hình 1-4: Sơ đồ khối hệ thống BICM-ID.	21
Hình 1-5: Nguyên lý giải mã cứng (a) và giải mã mềm (b).	22
Hình 1-6: Cấu trúc giải điều chế mềm/giải mã mềm với giải lặp.	26
Hình 1-7: Sử dụng băng tần trong kỹ thuật điều chế đa sóng mang truyền thông và điều chế đa sóng mang trực giao.	31
Hình 1-8: Phổ của một sóng mang (a), nhiều sóng mang OFDM (b) và của symbol OFDM (c).	32
Hình 1-9: Nguyên lý của kỹ thuật OFDM	34
Hình 1-10: Sơ đồ hệ thống OFDM băng gốc điển hình.	35
Hình 1-11: Symbol OFDM với việc trải theo chu kỳ [58].	37
Hình 1-12: Chèn khoảng bảo vệ CP.	38
Hình 1-13: Hệ thống BICM-ID OFDM	39
Hình 2-1: Giải mã lặp với hai bộ giải mã.	52
Hình 2-2: Sơ đồ khối hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP.	54
Hình 2-3: Minh hoạ các đoạn CP được dùng để tái sử dụng.	64
Hình 2-4: So sánh hệ thống tái sử dụng CP so với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh Gauss, băng thông 3MHz, xáo trộn LTE.	65
Hình 2-5: So sánh hệ thống tái sử dụng CP với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh pha-đỉnh đa đường, băng thông 3MHz, xáo trộn LTE.	67
Hình 2-6: Khảo sát độ dài tái sử dụng CP tối ưu cho hệ thống tái sử dụng CP.	68
Hình 3-1: Thuật toán tạo các chỉ số véc tơ xáo trộn của bộ xáo trộn	75
Hình 3-2: Minh hoạ các bước thiết kế bộ xáo trộn.	81

Hình 3-3: So sánh chỉ số vị trí bit bước 2 của bộ xáo trộn mới với bộ xáo trộn khối thông thường với độ dài khối xáo trộn là 64 bit (khối 4×16).....	83
Hình 3-4: Hiệu quả hệ thống BICM-ID với số lần lặp khác nhau [3].	86
Hình 3-5: Một số tập ánh xạ 16-QAM.....	90
Hình 3-6: Khảo sát độ dài khối xáo trộn với các tập ánh xạ và mức năng lượng bit (E_b / N_0)	91
Hình 3-7: So sánh hiệu quả của các kỹ thuật xáo trộn với tập ánh xạ phân hoạch tập và Gray trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 6144 bit.	93
Hình 3-8: So sánh hiệu quả của các kỹ thuật xáo trộn với tập ánh xạ MSEW trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 6144 bit.	94
Hình 3-9: So sánh kỹ thuật xáo trộn mới với kỹ thuật xáo trộn LTE dùng tập ánh xạ MSEW trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 2880 bit.....	95
Hình 3-10: So sánh kỹ thuật xáo trộn mới và kỹ thuật xáo trộn LTE dùng tập ánh xạ MSEW trên kênh pha-đỉnh đa đường, độ dài khối xáo trộn 2880 bit.	95
Hình 3-11: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz.	98
Hình 3-12: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh kênh pha-đỉnh đa đường dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz.	100
Hình 3-13: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 5MHz.	101
Hình 3-14: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh kênh pha-đỉnh đa đường dựa trên tham số của LTE, băng thông 5MHz.....	102
Hình 3-15: So sánh hệ thống tái sử dụng CP so với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz, bộ xáo trộn mới và bộ xáo trộn khối của LTE.....	104

- Hình 3-16:** So sánh hệ thống tái sử dụng CP với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh pha-đỉnh đa đường, dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz sử dụng bộ xáo trộn đề xuất..... 105
- Hình 3-17:** Khảo sát độ dài tái sử dụng CP tối ưu với kỹ thuật xáo trộn mới.. 106
- Hình 3-18:** So sánh hiệu quả của kỹ thuật xáo trộn mới với xáo trộn LTE trên kênh pha-đỉnh đa đường với độ dài xáo trộn 2880 bit, băng thông 3MHz... 107

DANH MỤC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa
x	Ký hiệu biến số
$\mathbf{a}$	Ký hiệu một véc tơ
$\mathbf{a}[\cdot]^T$	Véc tơ chuyển vị của véc tơ $\mathbf{a}$
$E[\cdot]$	Kỳ vọng của tín hiệu
$\ \cdot\ ^2$	Độ dài bình phương của véc tơ
$\lambda(v_k = b)$	Số đo bit (số đo bit thứ k có giá trị bằng b)
$P(\cdot)$	Xác suất của tín hiệu
$p(\cdot)$	Hàm mật độ xác suất của tín hiệu
L	Độ dài chuỗi bit xáo trộn
$L_{D,A,E}(v_i)$	Giá trị LLR (hậu nghiệm, tiên nghiệm, ngoại lai) của bit v_i
m	Số bit trong một ký hiệu (symbol)
M	Mức tín hiệu điều chế
N	Số sóng mang con
$*$	Phép tính tích chập
mod	Phép chia modulo

MỞ ĐẦU

Vô tuyến băng rộng đang là xu hướng phát triển tất yếu của các thế hệ viễn thông tương lai. Các ứng dụng tương lai sẽ cho phép các kết nối thông nhất và định hình lại hệ thống các ngành công nghiệp, giải trí, ô tô, điều khiển, an toàn, cứu nạn, năng lượng, hạ tầng cơ sở, dịch vụ hàng hóa và bán lẻ, ... tạo ra những thay đổi cơ bản của đời sống xã hội và các lĩnh vực kinh doanh, sản xuất trên nền tảng sử dụng công nghệ kết nối vạn vật IoT (*Internet of Things*). Với vô vàn dịch vụ và ứng dụng như vậy đòi hỏi nhu cầu tốc độ, băng thông truyền dẫn rất lớn, đồng thời yêu cầu độ tin cậy của hệ thống rất cao. Xét trong khía cạnh truyền dẫn viễn thông, nền tảng vật lý cơ bản cho phép đảm bảo truyền dẫn cho kết nối giữa các thành phần trên với nhau. Xu hướng sử dụng kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang trực giao OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) cho phép truyền dẫn thông tin với băng thông rộng, tốc độ cao là lựa chọn chủ yếu với các công nghệ hiện tại. Kỹ thuật này đã được dùng cho các hệ thống di động thế hệ thứ 4 (4G - 4th *Generation*) và đang được khuyến nghị cho các hệ thống di động thế hệ thứ 5 (5G- 5th *Generation*). Để hỗ trợ kỹ thuật truyền dẫn này, các kỹ thuật kết hợp cần thiết khác như mã chống nhiễu, điều chế, ... nhằm nâng cao hiệu quả truyền dẫn tín hiệu đồng thời đảm bảo độ tin cậy của hệ thống.

Mã chống nhiễu (chống lại tác động của can nhiễu) hay còn gọi là mã kênh [54] là một trong những biện pháp dùng để kiểm soát lỗi bit, tăng độ tin cậy của thông tin nhận được tại đầu thu của hệ thống thông tin. Hai loại mã kênh thường dùng, là mã khối (*block code*) và mã xoắn (*convolution code*) theo thuật toán sửa lỗi hướng đi FEC (*Forward Error Correction*) [22].

Mã xoắn, còn gọi là mã chấp do Elias giới thiệu năm 1955, là mã có nhớ, mã này có thể sử dụng phương pháp giải mã mềm rất hiệu quả cho nên trong thực tế, loại mã này được ứng dụng rộng rãi [18][19]. Thuật toán giải

mã chấp thường dùng là thuật toán Viterbi (VA: *Viterbi Algorithm*) [73], thuật toán giải mã Viterbi đầu ra mềm (SOVA: *Soft Output Viterbi Algorithm*) [39], SOVA cải tiến (*improved SOVA*) [40]. Hoặc thuật toán xác suất hậu nghiệm cực đại MAP (*Maximum A posteriori Probability*) [14], toán giải mã MAP tối ưu và cận tối ưu trên miền log (thuật toán Log-MAP và Max-Log-MAP) [62].

Để đạt được hiệu quả cao, các bộ mã kênh thường liên kết với các bộ điều chế được gọi là hệ thống điều chế mã (CM: *Coded Modulation*) qua đó cải thiện hiệu quả của hệ thống [55]. Hệ thống điều chế mã được sử dụng rộng rãi, đặc biệt trong hệ thống thông tin số có băng thông giới hạn [38][57]. Kỹ thuật điều chế mã lưới TCM (*Trellis Coded Modulation*) chứng tỏ là một phương pháp có hiệu quả trên kênh tạp âm Gauss trắng cộng tính AWGN (*Additive White Gaussian Noise channel*) [72][13][37], nhưng hiệu quả của TCM trên kênh pha-đỉnh thấp [71]. Để cải thiện hiệu quả của hệ thống điều chế mã trên kênh pha-đỉnh, Zehavi đã đề xuất một sơ đồ khác gọi là điều chế mã có xáo trộn bit BICM (*Bit Interleaved Coded Modulation*) [79]. Nhờ có bộ xáo trộn dãy bit, bậc phân tập của hệ thống được tăng cao, có tác dụng chống pha-đỉnh rất tốt, trong khi chỉ sử dụng một bộ mã hoá/giải mã cho nên đã giảm đáng kể độ phức tạp của máy thu [23][25]. Tuy nhiên, sự trả giá là cự ly Ó-cơ-lít tối thiểu bị giảm, do đó hiệu quả trên kênh AWGN kém hơn so với hệ thống TCM [79][23]. Từ khi mã turbo được phát minh, thuật toán giải mã lặp (*Iterative Decoding*) tỏ ra rất hiệu quả trong các hệ thống thông tin [50][36][33]. Với hệ thống BICM có sử dụng giải mã lặp BICM-ID (*Bit Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding*), cự ly Ó-cơ-lít tối thiểu tăng lên trong khi vẫn giữ được khoảng cách Hamming như mong muốn cho nên không những có hiệu quả tốt trên kênh pha-đỉnh mà còn tốt cả trên kênh Gauss [51]. Chất lượng của hệ thống BICM-ID có thể so sánh với hệ

thống Turbo TCM (TTCM). Hơn nữa, với hệ thống BICM-ID chỉ cần một bộ giải mã SISO, trong khi trong hệ thống TTCM lại yêu cầu hai bộ [62][21]. Hệ thống BICM-ID là hệ thống với cấu trúc kết hợp giải điều chế/giải mã mềm theo nguyên lý xử lý lặp. Việc giải mã từng bit dựa trên thông tin về các bit khác trong cùng symbol và thông tin này được cải thiện dần theo từng lần lặp, đến khi hoàn hảo thì bộ tín hiệu M mức có thể được coi tương đương như các bộ tín hiệu BPSK độc lập [52]. Với cấu trúc liên kết điều chế/mã CM (*Coded Modulation*), hệ thống BICM-ID cho phép tối ưu cả bộ điều chế và bộ mã hoá, đồng thời đạt hiệu quả cao trên kênh pha-đỉnh nhờ có xáo trộn dãy bit (BI: *Bit Interleaved*) và cả trên kênh Gauss nhờ nguyên lý giải mã lặp (ID: *Iterative Decoding*) [53][48]. Ngoài ra, hệ thống BICM-ID sử dụng bộ điều chế đa mức (M-PSK hoặc M-QAM) cho phép tăng hiệu quả sử dụng băng thông kênh truyền. Với ưu điểm đó, các nghiên cứu về hệ thống BICM-ID rất đa dạng như dùng hệ số tỷ lệ SF (*Scale Factor*) khi sử dụng thuật toán Log-MAP và Max-Log-MAP [2][3], phương pháp xây dựng bộ ánh xạ tín hiệu [3][4], tái sử dụng tập con các điểm tín hiệu M-QAM [59], áp dụng sơ đồ BICM-ID cho ghi từ [6], kết hợp với mã kiểm tra mật độ thấp LDPC (*Low-Density Parity-Check Code*) [9].

Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM với ưu điểm cho phép truyền dẫn thông tin với tốc độ cao, băng thông rộng, đồng thời chống được pha-đỉnh đa đường. Do vậy sơ đồ BICM-ID cũng được đề xuất sử dụng cho hệ thống OFDM. Hệ thống BICM-ID OFDM được nghiên cứu và chỉ ra có hiệu quả cao trên cả kênh pha-đỉnh và kênh Gauss [34][5]. Hệ thống này cũng có thể sử dụng mã khối không gian thời gian STBC (*Space-Time Block Code*) [27]. Các khía cạnh khác được khai thác của hệ thống BICM-ID OFDM như: góc quay pha thích hợp cho chòm sao tín hiệu với điều chế MPSK trong [49], mã hoá các nhóm nhỏ các sóng mang con trước và tối ưu

các nhóm này để đạt được hiệu quả truyền dẫn [68], sử dụng phân tập không gian tín hiệu bằng cách nhóm các sóng mang con và xoay ma trận (còn được gọi là hệ thống BI-COFDM-ID) [69]. Ngoài ra, hệ thống BI-COFDM-ID dùng nhóm các sóng mang con kết hợp với ánh xạ đa chiều để truyền dẫn trên kênh pha-đỉnh cũng được chỉ ra trong [70]. Tuy nhiên, *các nghiên cứu về hệ thống kết hợp BICM-ID với OFDM đã chỉ ra trên đây đều sử dụng bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên để mô phỏng hệ thống. Điều này sẽ gây khó khăn khi triển khai áp dụng cho các hệ thống thực tế* vì vấn đề thiết kế phân cứng của các bộ xáo trộn này cho các hệ thống tốc độ cao.

Trong hệ thống OFDM, tiền tố vòng CP (*Cyclic Prefix*) được sử dụng để xử lý trải trễ đa đường, chống lại hiện tượng xuyên nhiễu giữa các symbol ISI (*Inter-Symbol Interference*). Độ dài của CP được tính toán để dài hơn trải trễ cực đại của kênh truyền. Tuy nhiên, tiền tố vòng thường bị loại bỏ tại máy thu, điều đó rất lãng phí vì CP vừa mang thông tin, vừa mang năng lượng và có tính phân tập thời gian. Do đó, đã có các công trình nghiên cứu nhằm sử dụng lại hoặc khai thác các thông tin trong CP nhằm thu thập các thông tin cần thiết cho máy thu. Trong [44], Klaus Hueske và cộng sự sử dụng thành phần CP dư thừa để ước lượng dữ liệu nhằm cải thiện BER cho hệ thống OFDM. Trong [24], Bottomley và cộng sự đưa ra một số kỹ thuật nhằm thu lại năng lượng của CP dư thừa khi truyền qua kênh pha-đỉnh. Trong [60], Palenik và cộng sự khai thác sự dư thừa của CP khi truyền qua kênh trong hệ thống OFDM để cải thiện hiệu quả của giải mã LDPC dựa trên đồ hình Tanner. Trong một loạt các công bố [77][78][76] rất gần đây của Yang và các cộng sự đề cập đến việc sử dụng tất cả các tín hiệu thu được cho san bằng đầu vào mềm, đầu ra mềm của hệ thống OFDM san bằng turbo (*turbo equalization OFDM system*). Trong hệ thống này, các tác giả đã đề xuất một đồ hình hệ số gần đúng để khai thác CP cho san bằng kênh trong các hệ thống

OFDM. Tóm lại, các kết quả nghiên cứu tận dụng CP trên đều chỉ ra mục đích khai thác CP để ước lượng độ lệch tần số, ước lượng kênh hoặc san bằng kênh mà chưa khai thác được thông tin nằm trong CP để cải thiện chất lượng hệ thống.

Với ưu điểm của hệ thống OFDM và BICM-ID, việc nghiên cứu về hệ thống BICM-ID OFDM, khai thác thông tin nằm trong tiền tố vòng, phát huy cấu trúc giải mã lặp và tính khả thi khi áp dụng hệ thống này vào thực tiễn, từ đó tìm ra các giải pháp nâng cao hiệu quả của hệ thống thông tin là vấn đề đã và đang được các nhà khoa học quan tâm trong thời gian gần đây. Nhằm mục đích tiếp cận, nghiên cứu và đề xuất các phương pháp cải tiến hiệu quả của hệ thống nhằm có thể áp dụng vào thực tiễn, nghiên cứu sinh đã chọn đề tài: ***“Nghiên cứu nâng cao hiệu quả kỹ thuật BICM-ID OFDM trong các hệ thống vô tuyến băng rộng”***.

Như phân tích ở trên, *vấn đề khai thác và tận dụng thông tin nằm trong CP* đã và đang được quan tâm gần đây. Tuy nhiên, chưa có nghiên cứu nào với hệ thống BICM-ID OFDM *khai thác được thông tin nằm trong CP nhằm cải thiện chất lượng hệ thống*. Trong khi đó, BICM-ID sử dụng cấu trúc giải điều chế/giải mã lặp có thể thu thập thông tin ngoại lai khai thác được ở CP để nâng cao chất lượng hệ thống là rất khả thi. Mặt khác, công nghệ thực tế đã chế tạo được các bộ giải mã đầu vào mềm, đầu ra mềm SISO (Soft-Input Soft-Output) và giải điều chế mềm cho phép có thể áp dụng và triển khai sơ đồ BICM-ID cho các hệ thống thực tiễn. Tuy nhiên để triển khai việc này, cần phải có một bộ xáo trộn có tính khả thi, *bộ xáo trộn phải thoả mãn hai vấn đề: phù hợp hệ thống thực, có tính khả thi cho truyền dẫn OFDM và vẫn đảm bảo hiệu quả của sơ đồ BICM-ID*.

Mục đích của luận án giải quyết các vấn đề sau:

1. Với hệ thống OFDM, một trong những lý do quan trọng nhất để thực hiện kỹ thuật này là hiệu quả xử lý trải trễ đa đường bằng cách thêm khoảng

bảo vệ (khoảng thời gian bảo vệ). Khoảng bảo vệ này là bản sao của đoạn cuối ký tự OFDM được ghép lên đầu, phần đoạn bảo vệ và được gọi là tiền tố vòng CP (*Cyclic Prefix*). Tuy nhiên, tiền tố vòng thường bị loại bỏ tại máy thu để tránh trường hợp xuyên nhiễu giữa các symbol ISI (*Inter-Symbol Interference*). Trong khi đó, tiền tố vòng mang đoạn thông tin sao chép cuối cùng đưa lên đầu symbol, vì vậy nó vừa mang thông tin và vừa có tính phân tập về thời gian. Tuy nhiên, thông tin này có thể bị chồng lấp với thông tin của symbol OFDM khác khi bị ISI. Đối với kênh truyền vô tuyến trong thực tế có đặc điểm luôn luôn biến động, có những thời điểm kênh xấu, hệ số kênh truyền có phân bố Rayleigh, nhưng có những thời điểm kênh tốt, hệ số kênh truyền có thể có phân bố Rice hoặc thậm chí có điều kiện thuận lợi thì có thể đạt trạng thái kênh Gauss. Mặt khác, khoảng bảo vệ của hệ thống OFDM thường được chọn cố định và dài hơn độ trễ của kênh. Do đó sẽ có một lượng thông tin trong khoảng bảo vệ không bị ảnh hưởng của symbol OFDM khác (không bị ISI). Chính vì vậy vấn đề đầu tiên trong luận án là *đề xuất một sơ đồ sử dụng lượng thông tin có ích trong CP để cải thiện chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM*. Đồng thời khảo sát hệ thống với việc lấy độ dài CP khác nhau trên điều kiện kênh cụ thể để có thể chọn độ dài CP phù hợp cho hệ thống tái sử dụng này. Vấn đề này được đề cập và chỉ ra trong công trình số [5] và được trình bày trong Chương 2 của luận án.

2. Trong các hệ thống thực tế sử dụng OFDM, các kỹ thuật xáo trộn bit chủ yếu dùng xáo trộn khối nhằm phù hợp với phần cứng là các bộ nhớ và ghi dịch. Việc kết hợp sơ đồ BICM-ID cho hệ thống OFDM phải xem xét đến tính khả thi và thực tiễn. Trong sơ đồ BICM-ID có ba khối chủ yếu tạo thành là bộ giải điều chế mềm, bộ giải mã SISO và các bộ xáo trộn/giải xáo trộn. Hiệu quả của sơ đồ đã được chỉ ra ở nhiều công trình nghiên cứu đã được trích dẫn. Tuy nhiên, các bộ xáo trộn dùng cho các nghiên cứu là bộ xáo trộn

giả ngẫu nhiên, không phù hợp với hệ thống thực tiễn. Nếu việc kết hợp trên vẫn sử dụng kỹ thuật xáo trộn khối của các hệ thống thực tiễn thì hiệu quả cho hệ thống kết hợp không cao như đã chỉ ra ở công trình số [3][4]. Vì vậy vấn đề thứ 2 của luận án là *đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới để làm sao vừa phát huy hiệu quả của sơ đồ BICM-ID lại vừa phù hợp với hệ thống OFDM thực tế, đặc biệt có thể áp dụng cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP* như vấn đề thứ nhất đã đưa ra. Bộ xáo trộn mới phải có cấu trúc xác định, có thuật toán, phù hợp với yêu cầu thiết kế hệ thống, không phức tạp hơn cấu trúc đang sử dụng mà vẫn đem lại hiệu quả cho sơ đồ BICM-ID. Đồng thời, bộ xáo trộn này phải được khảo sát các yếu tố ảnh hưởng đến chất lượng đối với hệ thống BICM-ID OFDM và phải chỉ ra các tham số phù hợp nhất cho hệ thống. Kỹ thuật xáo trộn mới đề xuất và được khảo sát dựa trên các kết quả trong công trình số 3, 4 và được trình bày cụ thể trong Chương 3 của luận án.

Nhiệm vụ nghiên cứu:

- Nghiên cứu hệ thống kết hợp giữa BICM-ID với OFDM, sơ đồ BICM-ID, cấu trúc liên kết giải điều chế/giải mã lặp.
- Đề xuất hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP để nâng cao chất lượng hệ thống, phân tích và mô phỏng hệ thống này.
- Đề xuất kỹ thuật xáo trộn mới phù hợp thiết kế hệ thống BICM-ID OFDM, hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP và đánh giá các yếu tố liên quan đến chất lượng của hệ thống này.

Đối tượng nghiên cứu:

- Cấu trúc điều chế kết hợp mã hoá (CM: *Code Modulation*), một số bộ xáo trộn, cấu trúc giải mã xử lý lặp (ID: *Iterative Decoding*), các chòm sao (*constellation*) tín hiệu đa mức 16-QAM.
- Hệ thống BICM-ID OFDM và tiền tố vòng CP.
- Kênh thông tin vô tuyến và mô hình kênh TDL (*Tapped Delay Line*).

Phương pháp nghiên cứu:

Phương pháp tính toán giải tích được sử dụng để tính toán các giá trị thông tin tiên nghiệm, các thông tin ngoại lai qua các vòng xử lý lặp dùng trong cấu trúc giải mã mềm/giải điều chế mềm cho hệ thống BICM-ID.

Phân tích các tham số liên quan đến giải mã lặp để có thể tái sử dụng CP để nâng cao hiệu quả hệ thống.

Dùng phương pháp mô phỏng trên máy tính để tìm giá trị tối ưu cho các tham số góp phần nâng cao hiệu quả hệ thống.

Đánh giá bằng cách so sánh giữa các kết quả tính toán với các kết quả tìm được qua mô phỏng.

Ý nghĩa khoa học và thực tiễn:

- Trong các hệ thống OFDM, tiền tố vòng CP thường bị loại bỏ tại máy thu. Với đề xuất tái sử dụng CP cho hệ thống BICM-ID OFDM, luận án đưa ra một kỹ thuật mới cho phép tận dụng CP để lấy thông tin có ích nhằm nâng cao hiệu quả của hệ thống. Điều này mang lại lợi ích và có ý nghĩa rất lớn trong thực tiễn vì có thể tận dụng CP bỏ đi để nâng cao chất lượng truyền dẫn cho hệ thống vô tuyến băng rộng.
- Kỹ thuật xáo trộn khối là kỹ thuật xáo trộn đơn giản nhất do đó kỹ thuật này được sử dụng rộng rãi cho các hệ thống thực tế. Tuy nhiên kỹ thuật xáo trộn khối cho hiệu quả kém hơn kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên. Luận án đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối. Kỹ thuật xáo trộn mới cho chất lượng tương đương kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên và tốt hơn các kỹ thuật xáo trộn khối của các hệ thống thực đang sử dụng. Điều này cho thấy có thể áp dụng kỹ thuật xáo trộn mới vào thực tiễn cho các hệ thống truyền dẫn nhằm đạt được hiệu quả tốt hơn. Mặt khác, vì là kỹ thuật xáo trộn khối, kỹ thuật xáo trộn mới vẫn phù hợp cho các hệ thống thực tế hiện nay.

Bố cục của luận án:

Ngoài phần mở đầu, luận án được trình bày trong 3 chương như sau:

Chương 1: Tổng quan về hệ thống truyền dẫn BICM-ID OFDM

Nội dung của chương khái quát về hệ thống thông tin số, môi trường truyền dẫn vô tuyến. Tổng quan về sơ đồ BICM-ID, hệ thống OFDM và hệ thống kết hợp BICM-ID OFDM.

Chương 2: Đề xuất kỹ thuật tái sử dụng CP cho hệ thống BICM-ID OFDM

Trong chương này đề xuất hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP, phân tích hệ thống và quá trình tích lũy thông tin hậu nghiệm cho phép sử dụng thông tin có ích trên CP để có quyết định cuối cùng. Hệ thống được mô phỏng và các kết quả đạt được chỉ ra hiệu quả của hệ thống này. Các kết quả của Chương 2 liên quan đến các công trình nghiên cứu số [1], [5].

Chương 3: Thiết kế bộ xáo trộn cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP

Dựa trên tính thực tiễn, chương này đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới dựa trên xáo trộn khối, đánh giá kỹ thuật xáo trộn mới và khảo sát bộ xáo trộn với các yếu tố khác nhau tác động đến chất lượng hệ thống để tìm ra các tham số phù hợp và tốt nhất cho hệ thống BICM-ID OFDM thông thường và tái sử dụng CP. Các kết quả của Chương 3 liên quan đến các công trình nghiên cứu số [2], [3], [4] và [5].

Cuối cùng là phần kết luận và tài liệu tham khảo, phụ lục.

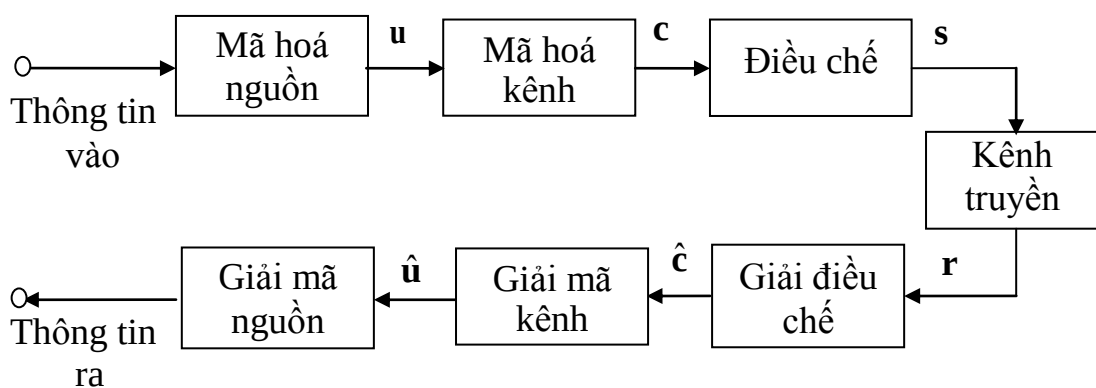
Chương 1

TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN BICM-ID OFDM

1.1. Khái quát chung về hệ thống thông tin số

1.1.1. Sơ đồ khối hệ thống thông tin số

Hình 1.1 mô tả hệ thống thông tin số đơn giản. Thông tin đầu vào dạng số hay tương tự (cần đưa qua bộ biến đổi A/D) tới bộ mã hoá nguồn, có chức năng cắt bỏ các bit dư thừa hay nén thông tin nhằm giảm độ rộng phổ, tạo ra dãy bit $\mathbf{u}$ đưa tới bộ mã hoá kênh. Bộ mã hoá kênh tạo dãy bit mã $\mathbf{c}$ bằng cách thêm các bit kiểm tra để phát hiện lỗi và sửa lỗi tại đầu thu. Sau đó bộ điều chế sẽ tạo ra các tín hiệu dạng sóng $\mathbf{s}$ để có thể truyền qua kênh thông tin. Tại đầu thu, thực hiện các quá trình ngược lại với đầu phát. Tín hiệu thu $\mathbf{r}$ từ kênh truyền qua bộ giải điều chế thành dãy bit mã $\hat{\mathbf{c}}$ đưa tới bộ giải mã kênh, dấu mũ ở đây thể hiện rằng trong đó có thể một số bit bị lỗi do tác động của nhiễu trên kênh truyền. Nhờ có bộ giải mã kênh, dãy bit $\hat{\mathbf{u}}$ tại đầu ra có tỉ lệ lỗi bit (BER: *Bit Error Rate*) nhỏ hơn so với BER của dãy $\hat{\mathbf{c}}$. Sau đó qua bộ giải mã nguồn thành dạng thông tin đưa tới bộ nhận tin.



Hình 1-1: Sơ đồ khối hệ thống thông tin số đơn giản.

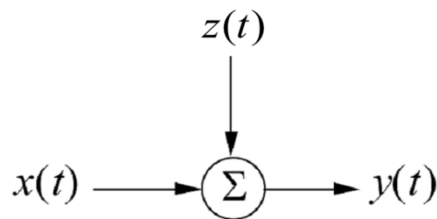
Kênh truyền là môi trường vật lý cho phép truyền tín hiệu từ đầu phát đến đầu thu. Do tác động của nhiễu tạp trên đường truyền, tín hiệu đến đầu

thu thường bị méo, điều đó dẫn tới dãy bit thu có thể bị lỗi. Tức là dãy bit ra $\hat{\mathbf{u}}$ có thể khác so với dãy bit vào $\mathbf{u}$ ở một số vị trí bit. Các yếu tố tác động gây méo tín hiệu điển hình là nhiễu Gauss và pha-đỉnh. Khi chỉ xét tác động của thành phần nhiễu Gauss thì kênh truyền được gọi là kênh Gauss, là loại nhiễu có hàm mật độ xác suất phân bố chuẩn (phân bố Gauss). Trong hệ thống thông tin vô tuyến, ngoài tác động của nhiễu Gauss, tín hiệu truyền trên kênh còn chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh. Ảnh hưởng của pha-đỉnh tác động rất lớn đến chất lượng của tín hiệu thu và được gọi là kênh pha-đỉnh, có hàm mật độ xác suất phân bố theo hàm Rice hoặc Rayleigh.

1.1.2. Kênh Gauss

Kênh thông tin số quan trọng nhất và được phân tích nhiều nhất là kênh kênh Gauss trắng cộng tính (sau này gọi tắt là kênh Gauss) hay còn được gọi là kênh AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) được chỉ ra ở Hình 1.2. Kênh này được xác định là tổng của tín hiệu được điều chế và nhiễu Gauss không tương quan đưa tới đầu ra. Ký hiệu tín hiệu phát là $x(t)$, nhiễu Gauss là $z(t)$, tín hiệu thu sẽ có dạng:

$$y(t) = x(t) + z(t). \quad (1.1)$$



Hình 1-2: Kênh Gauss.

Nhiễu Gauss được giả định là không được tương quan với bản thân nó với bất kỳ một độ lệch thời gian τ khác 0 nào, thể hiện ở công thức dưới đây:

$$E[z(t).z(t - \tau)] = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad (1.2)$$

Với E là giá trị trung bình (còn gọi là kỳ vọng) và $E[z(t)] = 0$, N_0 là mật độ phổ công suất của tạp âm.

Trong hệ thống truyền tin, một bản tin muốn truyền từ nơi phát tới nơi thu, các bản tin này phải được điều chế ($x(t)$) truyền qua kênh tới nơi thu, các thông tin thu được ($y(t)$) sẽ được giải điều chế để tạo thành bản tin thu. Theo Hình 1.2, nếu không có thành phần nhiễu thì giá trị $y(t) = x(t)$, khi đó quá trình giải điều chế sẽ tái tạo được chính xác tín hiệu được phát đi. Tuy nhiên, giá trị $n(t)$ là giá trị tạp âm nhiệt sinh ra trong bản thân các thiết bị nên luôn tồn tại giá trị này. Theo công thức (1.1), các giá trị được xác định ở dạng liên tục, tuy nhiên, thực tế khi tính toán, các giá trị $x(t)$ và $y(t)$ thường ở dạng véc tơ. Theo [28] chỉ ra mô hình kênh véc tơ Gauss như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{z}. \quad (1.3)$$

Kênh này là tương đương với kênh cho tại Hình 1.2. Véc tơ nhiễu $\mathbf{z}$ là một véc tơ nhiễu Gauss ngẫu nhiên N chiều với giá trị trung bình bằng không và không tương quan giữa các chiều với nhau. Phân bố của nhiễu được cho bởi công thức:

$$p_n(u) = (\pi N_0)^{-\frac{N}{2}} \cdot e^{-\frac{1}{N_0} \|u\|^2} = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{N}{2}} \cdot e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \|u\|^2}. \quad (1.4)$$

Trong đó: phương sai là $\sigma^2 = N_0 / 2$, $\|u\|^2$ là độ dài bình phương của véc tơ u , $\|u\|^2 \triangleq \sum_{n=1}^N u_n$.

Như vậy, nhiễu Gauss thực chất là tạp âm nhiệt, được sinh ra tại các khâu thiết bị trong hệ thống và giá trị của nó được cộng vào tín hiệu tại đầu thu (cộng tính), phổ tần của nó có thể coi như rộng vô hạn với phổ công suất bằng phẳng trên mọi dải tần (trắng) và có hàm mật độ phân bố chuẩn (phân bố Gauss) có kỳ vọng bằng 0 và phương sai là σ^2 . Trong trường hợp 1 chiều, hàm phân bố mật độ xác suất của Gauss được biểu diễn như sau:

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.5)$$

1.1.3. Môi trường truyền dẫn thông tin vô tuyến

1.1.3.1. Đặc điểm của truyền dẫn vô tuyến

Trong hệ thống thông tin vô tuyến, tín hiệu truyền từ máy phát đến máy thu qua môi trường truyền dẫn là bầu khí quyển. Với thành phần khí quyển là các chất khí có mật độ thay đổi, khi tín hiệu truyền qua có thể bị suy hao do hấp thụ của các chất khí, có thể bị khúc xạ, tán xạ, ... Quá trình truyền phát khi ở gần mặt đất, do ảnh hưởng của địa hình có những vật chướng ngại (đồi núi, các toà nhà ...) làm tín hiệu bị tán xạ, nhiễu xạ, do đó tín hiệu tới đầu thu theo nhiều đường khác nhau, xuất hiện các thành phần tín hiệu truyền thẳng LOS (*Line Of Sight*) gọi là tia trội và các tia phản xạ. Các tia phản xạ có biên độ, pha, góc tới là các đại lượng ngẫu nhiên, khi đến máy thu gây hiện tượng giao thoa sóng và trải trễ. Do các hiện tượng này, tín hiệu tại đầu vào máy thu có hiện tượng thăng giáng ngẫu nhiên liên tục, sự thay đổi tín hiệu thu này được gọi là pha-đỉnh.

Như vậy, tín hiệu qua kênh truyền vô tuyến, ngoài tác động của tạp âm Gauss, còn chịu tác động của hiệu ứng pha-đỉnh, gây ra hiện tượng thăng giáng biên độ và pha một cách ngẫu nhiên. Chất lượng truyền dẫn trên kênh pha-đỉnh kém hơn nhiều so với kênh tạp âm Gauss.

Trong môi trường pha-đỉnh, tín hiệu bị tác động bởi hệ số nhân $\alpha(t)$ (gọi là hệ số pha-đỉnh):

$$y(t) = \alpha(t).x(t) + z(t). \quad (1.6)$$

Trong đó $z(t)$ là nhiễu Gauss, $\alpha(t) = m(t)r_0(t)$, với $m(t)$ là thành phần pha-đỉnh rộng, đặc trưng cho sự suy giảm công suất trung bình của tín hiệu. Giá trị của pha-đỉnh rộng được mô tả thống kê bằng hàm phân bố chuẩn log

và nếu tính theo dB thì có hàm phân bố chuẩn Gauss, các giá trị thống kê của pha-đỉnh rộng được cộng thêm vào cùng suy hao của đường truyền. Còn giá trị $r_0(t)$ là thành phần pha-đỉnh hẹp, đặc trưng cho các biến đổi nhanh về biên độ và pha của tín hiệu mà nguyên nhân chính là pha-đỉnh đa đường. Công suất tín hiệu thu với thành phần pha-đỉnh hẹp có hàm mật độ xác suất phân bố theo hàm Rice.

Việc khảo sát kênh pha-đỉnh với giả thiết máy thu nằm trong giới hạn để có thể coi pha-đỉnh rộng $m(t)$ là một thành phần không đổi, khi đó kênh truyền được gọi là kênh pha-đỉnh Rice. Phân bố Rice được đặc trưng bởi tham số k , là tỉ số giữa công suất tia trội với công suất trung bình của tín hiệu đa đường.

Khi biên độ của tia trội giảm đến 0, hàm mật độ xác suất Rice tiệm cận tới hàm mật độ Rayleigh, kênh truyền này được gọi là kênh pha-đỉnh Rayleigh. Như vậy, pha-đỉnh Rayleigh là trường hợp trong đó tín hiệu thu không có thành phần tia trội mà chỉ gồm toàn các thành phần tia phản xạ và đây là trường hợp xấu nhất của pha-đỉnh.

Trong môi trường pha-đỉnh đa đường, các tia sóng đi theo nhiều đường tới máy thu nên thời gian trễ của các tia khác nhau và cũng có tính ngẫu nhiên gây nên hiện tượng được gọi là trải trễ. Gọi thời gian trễ cực đại là T_m và thời gian của symbol tín hiệu là T_s . Nếu $T_m > T_s$, nghĩa là thành phần đa đường của một symbol lọt ra ngoài khoảng thời gian của symbol đó và gây méo cho symbol khác. Khi đó kênh này được gọi là kênh pha-đỉnh chọn lọc theo tần số, đó là một trong những nguyên nhân chính gây nên hiện tượng xuyên nhiễu giữa các symbol ISI. Trường hợp ngược lại, khi $T_m < T_s$, gọi là kênh pha-đỉnh không chọn lọc theo tần số hay pha-đỉnh phẳng. Pha-đỉnh phẳng không gây méo ISI, nhưng chất lượng của tín hiệu thu bị suy giảm do các thành phần đa

đường cộng trừ đi với nhau tùy theo pha của chúng khi đến máy thu, nghĩa là có sự tổn hại về SNR.

Những thay đổi theo thời gian của các đặc trưng kênh truyền cũng gây ra sự thay đổi về biên độ và pha của tín hiệu, tức là cũng gây ra hiệu ứng pha-đỉnh. Gọi T_0 là khoảng thời gian giới hạn mà các đặc trưng của kênh không biến đổi (khoảng thời gian tương quan). Nếu $T_0 < T_s$, tức là các đặc trưng pha-đỉnh có thể thay đổi nhiều lần trong khoảng thời gian một symbol gây méo tín hiệu bằng gốc và rất khó khắc phục bằng cách tăng tỉ lệ SNR, người ta gọi đó là pha-đỉnh nhanh (*fast fading*). Trường hợp ngược lại, khi $T_0 > T_s$, gọi là kênh pha-đỉnh chậm (*slow fading*), với tình trạng kênh hầu như không đổi trong thời gian một symbol và có thể coi tương tự như pha-đỉnh phẳng.

1.1.3.2. Mô hình kênh pha-đỉnh lựa chọn tần số TDL (*Tapped Delay Line*)

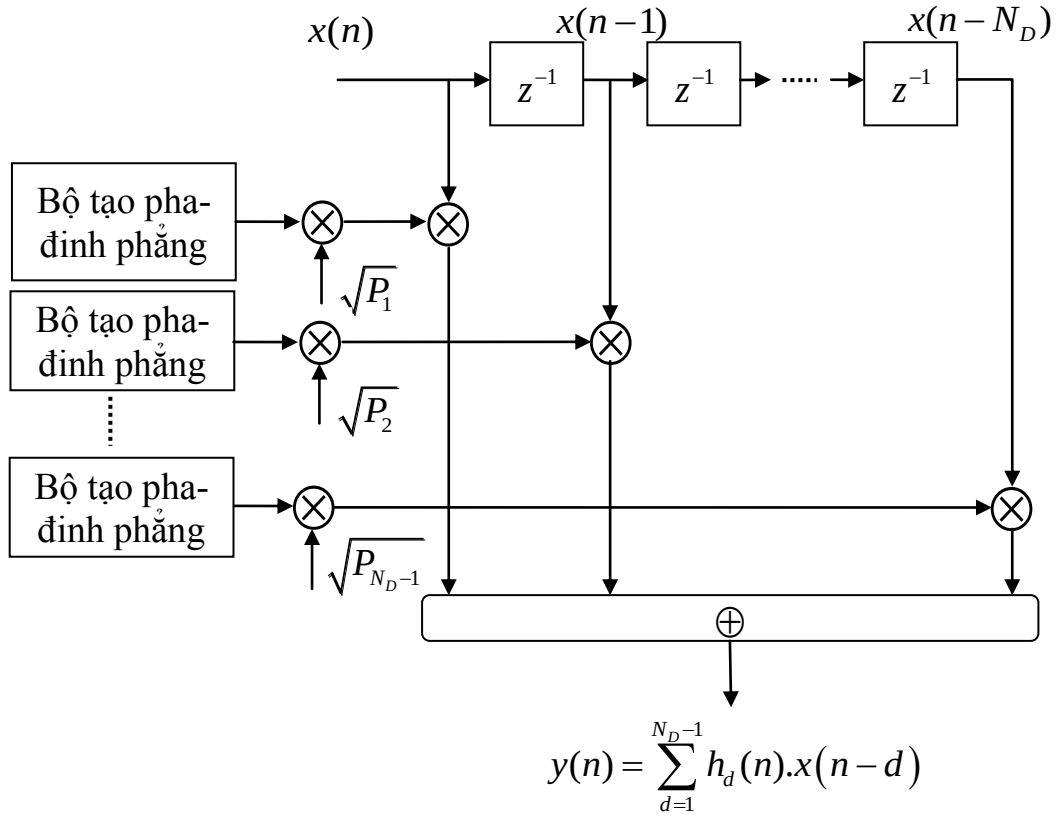
Trong thực tế quá trình truyền dẫn, các thông tin thường truyền dẫn theo các đường khác nhau đến máy thu, vì vậy nảy sinh việc cần thiết phải có một mô hình kênh pha-đỉnh lựa chọn tần số. Trong các tài liệu của ITU-R [61], COST 207 [30], mô hình kênh cho 802.16 [12] và 802.11 (*Winner Channel Model*) [45] thường có các bản mô tả phân bố công suất trễ của kênh PDP (*Power Delay Profile*) cho các kênh đa đường. PDP cung cấp một phân bố các giá trị công suất trung bình cho tín hiệu thu trên mỗi đường, trong đó có mối liên hệ giữa công suất mỗi đường với công suất tín hiệu đến sớm nhất. Vì vậy, mô hình giữ chậm từng khâu TDL (*Tapped Delay Line*) thường được sử dụng cho các kênh đa đường. Nó thực hiện bằng cách tạo ra một số các kênh pha-đỉnh phẳng độc lập nhân với công suất trung bình tương ứng, các tín hiệu ra thu được là tổng các tín hiệu vào được giữ chậm từng khâu (*Tapped Delay*) nhân với hệ số pha-đỉnh tương ứng như minh họa trong Hình 1.3.

Thực tế, mô hình này được thực hiện như là các bộ lọc FIR (*FIR filter*) với đầu ra cho như sau:

$$y(n) = \sum_{d=1}^{N_D-1} h_d(n).x(n-d) + z(n). \quad (1.7)$$

Trong đó N_D là số các tap trong bộ lọc, h_d là hệ số pha-đỉnh và $z(n)$ là nhiễu Gauss. Vì vậy, mô hình kênh TDL được viết dưới dạng véc tơ như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} * \mathbf{x} + \mathbf{z}. \quad (1.8)$$



Hình 1-3: Cách tạo mô hình kênh pha-đỉnh lựa chọn tần số TDL [26].

1.1.3.3. Các giải pháp khắc phục pha-đỉnh

a) Dùng mạch san bằng (equalizer)

Dưới tác động của tạp âm và hiệu ứng pha-đỉnh, các kênh vô tuyến (vô tuyến chuyển tiếp và thông tin di động) có đặc tính biến đổi ngẫu nhiên theo thời gian. Một trong những biện pháp đầu tiên được sử dụng để chống lại tác động của pha-đỉnh là dùng mạch san bằng. Mục đích của mạch san bằng là

thiết kế một mạch có hàm truyền ngược với hàm truyền của kênh để loại bỏ các tác động của kênh lên hệ thống.

Trong các hệ thống thông tin có đặc tính kênh truyền biến đổi chậm theo thời gian, mạch san bằng được thiết kế gần như cố định dưới dạng mạch điều chỉnh cosin hay mạch cân bằng cáp, các mạch san bằng như vậy chỉ sửa được những sai lệch lớn nên tốc độ truyền bị hạn chế. Đối với các hệ thống vô tuyến số tốc độ cao, đặc tính kênh biến đổi theo thời gian cho nên mạch san bằng cần được điều chỉnh thích nghi với kênh truyền theo thời gian được gọi là mạch san bằng thích nghi trên miền thời gian ATDE (*Adaptive Time Domain Equalizer*). Các mạch ATDE được thiết kế dạng dây giữ chậm từng khâu (*Tapped Delay Line*) hay dùng mạch lọc dàn (*transversal filter*), hoạt động theo thuật toán dựa trên tiêu chuẩn sai số trung bình bình phương cực tiểu LMSE (*Least Mean Square Error*) hay thuật toán cưỡng ép về không ZF (*Zero forcing*) [1].

b) Kỹ thuật phân tập

Kỹ thuật phân tập là biện pháp thu phát cùng một tín hiệu trên các đường truyền, không gian, thời gian, tần số, ... khác nhau để sử dụng tính độc lập về pha-đỉnh của tín hiệu thu. Các biện pháp phân tập là phân tập theo không gian, phân tập theo tần số, phân tập theo thời gian, phân tập theo góc thu antenna, phân tập phân cực, ... trong đó ba kỹ thuật đầu thường được áp dụng nhất.

Hệ thống phân tập thời gian là kỹ thuật thu phát cùng một tín hiệu trên những khoảng thời gian khác nhau, do đặc tính kênh thông tin luôn biến đổi theo thời gian nên tín hiệu thu được ở các thời gian khác nhau là khác nhau. Tuy nhiên, việc truyền dẫn như vậy có thể không đáp ứng truyền dẫn thời gian thực. Một biện pháp kết hợp giữa kỹ thuật phân tập thời gian và mã hoá kênh là sử dụng bộ xáo trộn (*interleaver*). Dãy bit truyền được xáo trộn ngẫu nhiên tại đầu phát, các cụm lỗi do pha-đỉnh gây nên sẽ được phân tán ra thành

các lỗi đơn nhờ bộ giải xáo trộn tại đầu thu, hoạt động theo quy tắc ngược lại với bộ xáo trộn ở đầu phát. Kỹ thuật xáo trộn kết hợp với cấu trúc liên kết mã hoá/điều chế do Zehavi đề xuất trong [79] phát huy rất tốt hiệu quả trên kênh pha-đỉnh và cũng là nền móng để xây dựng hệ thống BICM-ID, một trong những đối tượng nghiên cứu của luận án này. Một đối tượng khác được nghiên cứu đến đó là tiền tố vòng CP của hệ thống OFDM, tiền tố này mang thông tin sao chép của đoạn cuối symbol OFDM để đưa lên đầu của symbol phát đi, có nghĩa là có tính phân tập thời gian, máy thu có thể sử dụng yếu tố này để tăng chất lượng tín hiệu thu.

c) Truyền dẫn nhiều sóng mang

Việc truyền dẫn một tín hiệu có băng thông lớn qua môi trường pha-đỉnh có thể dẫn đến tín hiệu thu bị ảnh hưởng nghiêm trọng do pha-đỉnh lựa chọn tần số. Để khắc phục tác động của pha-đỉnh có thể dùng cách truyền dẫn nhiều sóng mang bằng cách chia dãy bit thông tin thành nhiều dãy nhỏ và truyền theo các sóng mang khác nhau trên những kênh con riêng biệt, như vậy đặc tính tần số của hệ thống trở nên bằng phẳng hơn. Nếu các sóng mang con trực giao với nhau, có thể sắp xếp để điểm cực đại của sóng mang này trùng với điểm cực tiểu của sóng mang lân cận, tức là các băng tần con có thể gói lên nhau, cho phép sử dụng băng thông một cách rất hiệu quả. Hệ thống như vậy được gọi là hệ thống ghép kênh phân chia tần số trực giao (OFDM) [58], đây cũng là một trong những đối tượng nghiên cứu của luận án và được trình bày cụ thể ở phần sau của chương này.

d) Mã chống nhiễu (mã kênh)

Mã chống nhiễu (chống lại tác động của can nhiễu) hay còn gọi là mã kênh [54] được xây dựng bằng cách thêm một số bit dư (còn gọi là các bit kiểm tra) vào dãy bit tin theo một quy tắc nhất định, tại đầu thu sẽ căn cứ vào đó để phát hiện lỗi hoặc sửa lỗi. Số bit dư càng nhiều thì số lỗi có thể khắc

phục được càng lớn, tuy nhiên việc truyền thêm nhiều bit dư sẽ làm tăng tốc độ bit, nghĩa là việc tăng hiệu quả mã hoá dẫn đến tăng yêu cầu về độ rộng băng thông của kênh truyền và cũng làm tăng độ phức tạp của hệ thống [15]. Hai loại mã kênh thường dùng, là mã khối và mã chập theo thuật toán sửa lỗi hướng đi FEC [22].

Trong hệ thống sử dụng mã khối, dãy bit truyền được phân chia và xử lý theo từng khối độc lập, và thường là hệ thống không nhớ, nghĩa là đầu ra mã hoá không phụ thuộc vào các giá trị vào/ra trước đó. Các loại mã khối thường dùng là mã Hamming, mã RS (*Reed-Solomon*), mã BCH (*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*), mã Cyclic ... với thuật toán giải mã theo ngưỡng, giải mã theo hàm đại số tuyến tính hay giải mã tuần tự [56]. Hiệu quả của mã khối phụ thuộc vào khoảng cách Hamming cực tiểu giữa các từ mã [22].

Mã xoắn, còn gọi là mã chập, là mã có nhớ. Các bit đầu ra mã hoá không chỉ phụ thuộc vào các bit đầu vào hiện tại mà còn phụ thuộc vào một số các bit vào trước đó. Thuật toán giải mã chập thường dùng là thuật toán VA hoặc thuật toán xác suất hậu nghiệm cực đại MAP. Thuật toán VA được Viterbi giới thiệu năm 1967 hoạt động trên cơ sở tính toán số đo cho các nhánh tại các nút trên lưới mã và chỉ lưu giữ một đường tốt nhất (có khoảng cách Hamming nhỏ nhất với dãy bit thu) đến mỗi nút gọi là đường tiếp tục tồn tại (*survive*), sau đó lần ngược trở lại (*trace back*) để xác định dãy bit ra, chính là dãy bit có xác suất lỗi nhỏ nhất [73]. Các cải tiến của thuật toán VA sau này là SOVA và SOVA cải tiến để có thể tính toán các thông tin mềm trong giải mã. Thuật toán giải mã MAP hoạt động trên cơ sở tính toán các giá trị hợp lệ cực đại ML, cũng có nghĩa là cực tiểu hoá xác suất lỗi bit hay xác suất lỗi symbol [14] và các cải tiến sau này là thuật toán Log-MAP và Max-Log-MAP nhằm giảm bớt độ phức tạp tính toán.

Hệ thống điều chế mã có xáo trộn bit và giải mã lặp BICM-ID dựa trên sơ đồ điều chế mã có xáo trộn bit BICM do Zehavi đề xuất [79] kết hợp thuật toán giải mã lặp (*Iterative Decoding*), được đề xuất lần đầu trong [53], cho cự ly Ó-cơ-lít tối thiểu tăng lên trong khi vẫn giữ được khoảng cách Hamming như mong muốn có hiệu quả tốt trên kênh pha-đỉnh và cả trên kênh Gauss [51]. Chất lượng của hệ thống BICM-ID có thể so sánh với hệ thống Turbo TCM (TTCM), hơn nữa, với hệ thống BICM-ID chỉ cần một bộ giải mã SISO, trong khi trong hệ thống TTCM lại yêu cầu hai bộ [62][21]. Hệ thống này với cấu trúc liên kết điều chế/mã (CM: *Coded Modulation*) cho phép tối ưu cả bộ điều chế và bộ mã hoá, đồng thời phát huy hiệu quả cao cả trên kênh pha-đỉnh nhờ có xáo trộn dãy bit (BI: *Bit Interleaved*) và cả trên kênh Gauss nhờ nguyên lý giải mã lặp (ID: *Iterative Decoding*). Đây là một trong những đối tượng nghiên cứu của luận án, được trình bày cụ thể ở mục tiếp theo.

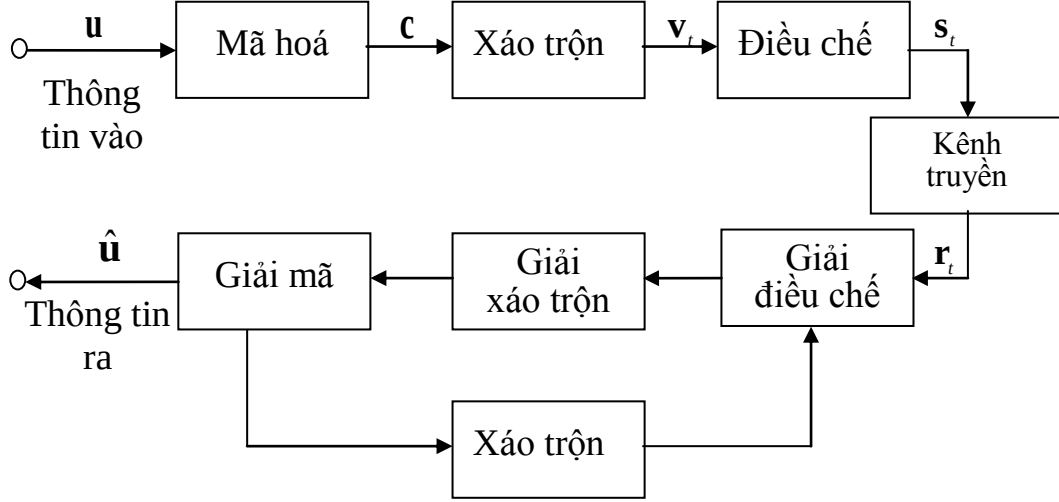
1.2. Hệ thống BICM-ID

1.2.1. Hệ thống BICM-ID

Sơ đồ khối hệ thống Điều chế mã có xáo trộn bit và giải mã lặp (BICM-ID: *Bit Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding*) được cho trên Hình 1.4.

Ở đầu phát, thông tin ban đầu được đưa qua bộ mã hoá kênh, bộ xáo trộn dãy bit và bộ điều chế. Ở phần thu, bộ giải điều chế cùng với bộ giải mã kết hợp với bộ xáo trộn/giải xáo trộn tạo thành một cấu trúc xử lý lặp. Bộ giải điều chế thực hiện tính số đo bit, số đo này thông qua bộ giải xáo trộn để cung cấp thông tin cho bộ giải mã. Trên cơ sở kết quả giải mã, thông qua vòng hồi tiếp, bộ giải mã cung cấp lại cho bộ giải điều chế thông tin tiên nghiệm có giá trị chính xác hơn sau mỗi vòng lặp để tính lại số đo bit. Việc quyết định mỗi bit trong một symbol tín hiệu dựa trên thông tin về các bit khác trong cùng symbol khi đầy đủ thông tin về các bit đó sau một số vòng lặp nhất định. Trong [51] và [53], Li và Ritcey chỉ ra rằng giải mã lặp có thể làm tăng cự ly Ó-

cơ-lít tối thiểu của BICM trong khi vẫn duy trì được khoảng cách Hamming cần thiết. BICM-ID cho phép chuyển một khoảng cách Hamming lớn của mã thành một cự ly Ơ-cơ-lít lớn khi bộ ánh xạ lên tập tín hiệu được thiết kế một cách thích hợp.



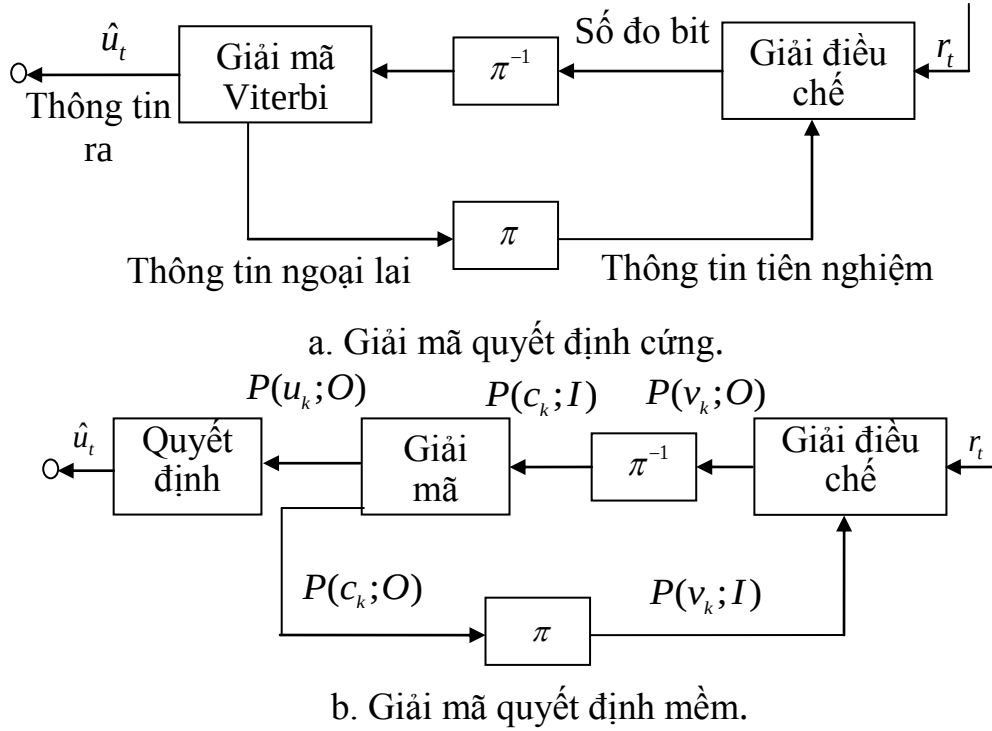
Hình 1-4: Sơ đồ khối hệ thống BICM-ID.

Trong hệ thống BICM-ID, bộ mã hoá thường dùng mã xoắn tỷ lệ mã k/n , với nhóm k bit thông tin đầu vào $\mathbf{u}=[u^1, u^2 \dots u^k]$ thì đầu ra bộ mã hoá sẽ là nhóm n bit mã $\mathbf{c}=[c^1, c^2 \dots c^n]$. Thay cho việc hoán vị các symbol như trong các hệ thống hoán vị symbol thông thường, bộ xáo trộn (thường là giả ngẫu nhiên) chiều dài L thực hiện việc hoán vị các bit sau mã hoá

$$\mathbf{c}=[c_1^1, c_1^2 \dots c_1^m, c_2^1, c_2^2 \dots c_2^m, \dots, c_{L/m}^1, c_{L/m}^2 \dots c_{L/m}^m]$$

tạo thành các nhóm bit: $\mathbf{v}_t=(v_t^1, v_t^2, \dots, v_t^m)$, trong đó: $m=\log_2 M$ là số bit trong một symbol tương ứng với số mức điều chế M , $t=1, 2, \dots, L/m$. Sau đó, mỗi nhóm $\mathbf{v}_t$ được ánh xạ vào một symbol s_t trong bộ tín hiệu S gồm M điểm, theo phép gán nhãn μ : $s_t=\mu(\mathbf{v}_t)$, $s_t \in S$. Trong đó đối với tín hiệu M -PSK, ta có $S=e^{jl2\pi/M}$, $l=0, 1, \dots, M-1$; với tín hiệu M -QAM, ta có $S=A+jB$, $A, B=\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)$.

Qua kênh truyền, tín hiệu nhận được ở đầu thu là $r_t = h_t \sqrt{E_s} s_t + z_t$, trong đó h_t là hệ số kênh truyền, E_s là năng lượng của symbol, z_t là tạp âm Gauss với mật độ phổ công suất một bên là N_0 . Trong trường hợp kênh pha-đỉnh, h_t thường có phân bố Rayleigh với kỳ vọng $E[h_t^2] = 1$. Đối với đầu thu h_t có thể thay đổi nhưng khi thông tin trạng thái kênh CSI (*Channel State Information*) hoàn hảo thì nó có thể được ước lượng một cách đầy đủ. Với kênh Gauss thì $h_t = 1$.



Hình 1-5: Nguyên lý giải mã cứng (a) và giải mã mềm (b).

Trong hệ thống BICM-ID, tại đầu thu có thể dùng thuật toán giải mã quyết định cứng hoặc quyết định mềm như mô tả trên Hình 1.5. Để thuận tiện cho phân tích sơ đồ, ký hiệu I và O biểu thị cho đầu vào (*Input*) và đầu ra (*Output*), với ý nghĩa các ký hiệu như sau:

$P(v_k; O)$: Là thông tin ngoại lai, lỗi ra giải điều chế

$P(c_k; O)$: Là thông tin ngoại lai, lỗi ra giải mã

$P(v_k; I)$: Là thông tin tiên nghiệm, lỗi vào giải điều chế

$P(c_k; I)$: Là thông tin tiên nghiệm, lỗi vào giải mã

$P(u_k; O)$: Là xác suất hậu nghiệm tổng, lỗi ra giải mã

π : Bộ xáo trộn

π^{-1} : Bộ giải xáo trộn

Trong hệ thống quyết định cứng (Hình 1.5.a), trên cơ sở tín hiệu thu được từ kênh thông tin, số đo của các bit được tính toán tại bộ giải điều chế. Các số đo này thực chất là các giá trị xác suất hậu nghiệm được tính theo tiêu chuẩn xác suất hậu nghiệm cực đại MAP theo hàm logarit như sau:

$$\lambda(v_k = b) = \log \sum_{s_i \in S_b^k} P(s_i | r, h). \quad (1.9)$$

Trong biểu thức (1.9), $P(s_i | r, h)$ là xác suất hậu nghiệm (xác suất phát tín hiệu s_i khi thu được tín hiệu r với hệ số pha-đỉnh h). Tập S_b^k là tập con của bộ tín hiệu S gồm các điểm tín hiệu mà vị trí bit thứ k có giá trị bằng b . Theo định luật Bayes ta có:

$$P(s_i | r, h) = \frac{p(r | s_i, h)P(s_i)}{p(r | h)}. \quad (1.10)$$

Trong đó $P(s_i)$ là xác suất tiên nghiệm (xác suất truyền tín hiệu s_i). Mẫu số của (1.10) là hàm mật độ xác suất thu được tín hiệu r được tính là:

$$p(r | h) = \sum_{i=1}^M p(r | s_i, h)P(s_i). \quad (1.11)$$

Ta thấy rằng để tính được xác suất hậu nghiệm $P(s_i | r, h)$, theo biểu thức (1.11) cần xác định xác suất tiên nghiệm $P(s_i)$ và hàm mật độ xác suất điều kiện $p(s_i | r, h)$. Số đo bit có thể tính là:

$$\lambda(v_k = b) \sim \log \sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i, h) P(s_i). \quad (1.12)$$

Trong biểu thức (1.12), ký hiệu $\sim$ được hiểu là phép thay thế tương đương. Nếu giả thiết xác suất truyền các tín hiệu s_i là như nhau thì (1.12) trở thành:

$$\lambda(v_k = b) \sim \log \sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i, h), \quad (1.13)$$

tức là thuật toán MAP trở thành như tiêu chuẩn hợp lẽ cực đại (ML).

Từ bộ giải điều chế, số đo bit qua bộ giải xáo trộn được đưa tới bộ giải mã theo thuật toán Viterbi. Trên cơ sở kết quả giải mã, thông qua vòng hồi tiếp, bộ giải mã cung cấp lại cho bộ giải điều chế thông tin tiên nghiệm có giá trị chính xác hơn sau mỗi vòng lặp để tính lại số đo bit. Cứ như vậy, sau một số vòng lặp nhất định, khi đủ độ tin cậy thì bộ giải mã sẽ quyết định giá trị của bit thông tin ra [63]. Trong một symbol gồm m bit, việc quyết định một bit nào đó với điều kiện sự hiểu biết đầy đủ về $(m-1)$ bit còn lại thì chòm tín hiệu M mức có thể coi tương đương như $M/2$ kênh điều chế nhị phân độc lập. Như vậy, nếu chọn được một ánh xạ tốt, hệ thống BICM-ID sẽ có được cự ly Ô-cơ-lít tối thiểu lớn nhất giữa các dãy bit mã [52]. Do đó, hệ thống BICM-ID có hiệu quả tốt cả trên kênh pha-đỉnh và cả trên kênh Gauss.

Đối với hệ thống BICM-ID dùng giải mã quyết định mềm (hình 1.5.b), bộ giải mã theo nguyên lý đầu vào mềm, đầu ra mềm (SISO), thay vì dùng bộ giải mã Viterbi như trong hệ thống quyết định cứng, và bộ giải điều chế cũng hoạt động theo nguyên lý giải điều chế mềm [53][20].

Trong vòng lặp đầu tiên, với giả thiết xác suất truyền các tín hiệu s_i là như nhau (giả thiết giá trị ban đầu của thông tin tiên nghiệm), xác suất hậu nghiệm của các bit mã cũng được tính tương tự như trường hợp giải mã cứng. Giá trị xác suất đó với vai trò là thông tin ngoại lai (*extrinsic information*), qua bộ giải xáo trộn trở thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải mã SISO.

Trên cơ sở đó, bộ giải mã SISO sẽ tính được xác suất hậu nghiệm (*a posteriori probability*) và qua vòng hồi tiếp trở thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải điều chế để tính lại số đo bit. Với bộ xáo trộn lý tưởng, m bit trong một symbol có thể coi như độc lập với nhau, thông tin tiên nghiệm cho các tín hiệu s_i có thể được tính như sau:

$$P(s_i) = P(v_1(s_i), \dots, v_m(s_i)) = \prod_{k=1}^m P(v_k = v_k(s_i); I). \quad (1.14)$$

Trong đó, $v_k(s_i) \in \{0, 1\}, 1 \leq k \leq m$ là giá trị của bit thứ k trong tín hiệu s_i .

Từ (1.12) và (1.14) có thể tính được thông tin ngoại lai cho vòng lặp tiếp như sau:

$$P(v_k = b; O) = \frac{P(v_k = b | r)}{P(v_k = b; I)} = \frac{\left(\sum_{s_i \in S_b^k} P(r | s_i) P(s_i) \right)}{P(v_k = b; I)} = \sum_{s_i \in S_b^k} P(r | s_i) \prod_{j \neq k} P(v_j = v_j(s_i); I). \quad (1.15)$$

Trong (1.15) ta thấy số đo của bit k là $P(v_k = b; O)$ được tính trên cơ sở các giá trị xác suất tiên nghiệm của các bit còn lại khác trong cùng một symbol là $P(v_j; I); j \neq k$. Sau một số vòng lặp nhất định, bộ giải mã SISO sẽ đưa thông tin ngoại lai chính là tổng các xác suất hậu nghiệm tới bộ quyết định cứng để cho kết quả là dãy bit thông tin ra.

Các sơ đồ BICM-ID trong thực tế chủ yếu sử dụng sơ đồ giải mã quyết định mềm và giải điều chế mềm theo thuật toán Log-MAP. Thuật toán này được xây dựng cho giải mã Turbo, thực hiện tính tỷ lệ hợp lẽ trong miền log cho từng bit, ký hiệu là LLR (*Log Likelihood Ratio*) [40], dựa vào phép toán lấy log của tổng của các hàm mũ nên có số lượng phép tính rất lớn.

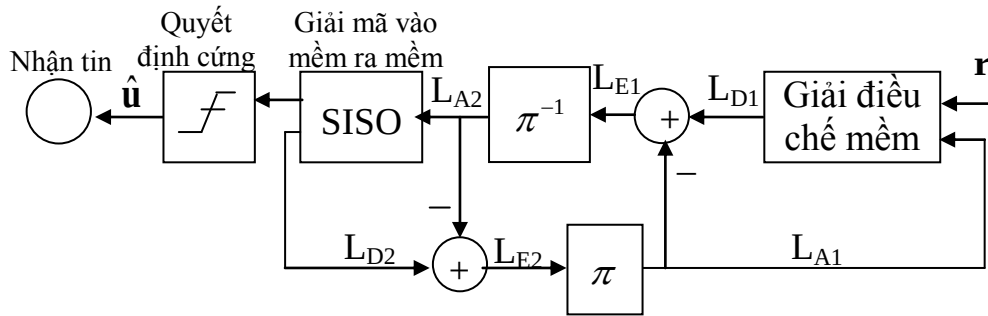
Để đơn giản hơn, người ta thường dùng hàm Jacobian để biến thuật toán Log-MAP thành thuật toán Max-Log-MAP. Tuy ít bị ảnh hưởng hơn đối với sai số ước lượng SNR, việc lấy xấp xỉ theo hàm Jacobian làm cho Max-

Log-MAP thua kém Log-MAP về chất lượng giải mã. Trong hệ thống BICM-ID, với thuật toán Max-Log-MAP thì số lượng phép tính trong giải mã lặp được giảm đi đáng kể [74].

Hệ thống BICM-ID dùng mã xoắn cho hiệu quả rất tốt, có thể so sánh với điều chế mã Turbo hay LDPC cả trên kênh Gauss và trên kênh pha-đỉnh [52]. Như vậy hệ thống BICM-ID ưu việt hơn so với hệ thống Turbo hay LDPC với ý nghĩa rằng hệ thống đỡ phức tạp hơn.

1.2.2. Cấu trúc giải mã/giải điều chế mềm với thuật toán giải lặp trong hệ thống BICM-ID

Hệ thống BICM-ID sử dụng cấu trúc giải mã mềm/giải điều chế mềm theo nguyên lý giải lặp, là nguyên lý đã được xây dựng cho các hệ thống Turbo. Hệ thống giải mã lặp sử dụng thuật toán Log-MAP hoặc Max-Log-MAP. Hệ thống BICM-ID với thuật toán Max-Log-MAP có cấu trúc đơn giản hơn nhưng do việc lấy xấp xỉ nên chất lượng giải mã của hệ thống bị suy giảm. Cấu trúc giải điều chế/giải mã mềm của sơ đồ hệ thống BICM-ID tại đầu thu được phân tích trong [42] và được mô tả trong Hình 1.6.



Hình 1-6: Cấu trúc giải điều chế mềm/giải mã mềm với giải lặp.

Như đã trình bày tại mục trước, tại đầu phát dãy bit từ đầu ra bộ mã hoá được đưa qua bộ xáo trộn vị trí bit π với chiều dài của bộ xáo trộn bằng L lúc này π là một phép hoán vị chỉ số của chuỗi bit mã $\mathbf{c}$, nghĩa là $\pi(i) = j$ với

$1 \leq i, j \leq L$ và $v_i = c_j$. Chiều dài L được chọn bằng số nguyên lần số bit trong một symbol điều chế. Nếu điều chế M mức (ví dụ $M=16$ nếu dùng 16-QAM) thì ta có thể định nghĩa được phép ánh xạ $\mu: (v_t^1, v_t^2, \dots, v_t^m) \rightarrow s_t$, với s_t được chọn ra từ bộ tín hiệu điều chế S , $t=1, 2, \dots, L/m$, $m = \log_2 M$.

Bộ mã hóa kênh và điều chế được xem xét như một sơ đồ liên kết nối tiếp thông qua bộ xáo trộn vị trí bit, với bộ mã chập là mã vòng ngoài và bộ điều chế đóng vai trò mã vòng trong. Để giải mã tối ưu cho khối tin $\mathbf{u}$, bộ giải điều chế/giải mã kết hợp tại đầu thu phải tính giá trị tối ưu (*Likelihood*) của từng bit trên cơ sở chuỗi tín hiệu thu được $\mathbf{r}$ và cấu trúc mã hoá. Thông tin được trao đổi giữa giải điều chế và giải mã thông qua các bộ giải xáo trộn/xáo trộn tạo thành vòng lặp cho tới khi đủ độ tin cậy để quyết định cứng cho từng bit tin. Quá trình lặp, mặc dù không hoàn toàn tối ưu, thể hiện “nguyên lý Turbo” và được coi là rất hiệu quả do có độ phức tạp nhỏ hơn nhiều so với giải mã tối ưu.

Như trên Hình 1.6, bộ giải điều chế dựa trên thông tin thu được tại đầu ra của kênh $\mathbf{r}$ và thông tin tiên nghiệm (*A priori information*) L_{A1} đối với L bit mã vòng trong để tính giá trị thông tin ngoại lai (*Extrinsic information*) L_{E1} . Thông tin ngoại lai L_{E1} được giải xáo trộn để trở thành thông tin tiên nghiệm L_{A2} cho bộ giải mã đầu vào mềm-đầu ra mềm SISO. Bộ giải mã SISO sử dụng thuật toán Max-Log-MAP để tính thông tin ngoại lai L_{E2} cho L bit mã. Thông tin này được xáo trộn và đưa trở lại bộ giải điều chế để làm thông tin tiên nghiệm cho vòng giải mã tiếp theo. Sau mỗi vòng lặp, xác suất lỗi bit (BER) giảm đi nhờ có sự trao đổi và hoàn thiện thông tin về độ tin cậy của các bit tin và bit mã.

Việc cực đại hoá xác suất hậu nghiệm (APP) làm cực tiểu xác suất lỗi bit. Giá trị APP thường được thể hiện như là giá trị tỉ lệ hợp lẽ theo hàm log (giá trị LLR), rất tiện lợi cho việc mô tả hoạt động của thuật toán giải mã lặp.

Với khối bit sau khi xáo trộn là $\mathbf{v}$, có chiều dài là L , đặt giá trị $u = -1$ cho logic 0 và $u = +1$ cho logic 1. Dựa trên tín hiệu thu $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{L/m})$, giá trị LLR của bit $v_i, 1 \leq i \leq L$ được tính theo biểu thức (1.16):

$$L_D(v_i) = \ln \frac{P(v_i = +1 / \mathbf{r})}{P(v_i = -1 / \mathbf{r})}. \quad (1.16)$$

Mặc dù khối bit sau mã hoá là $\mathbf{c}$ có cấu trúc của bộ mã hoá, nhưng do sử dụng bộ xáo trộn vị trí bit nhằm ngẫu nhiên hoá khối bit nên có thể coi các bit trong $\mathbf{v}$ là độc lập. Hơn nữa, bộ giải điều chế không có nhớ nên các bit sau giải điều chế $\mathbf{v}_t = (v_{t1}, v_{t2}, \dots, v_{tL/m})$ chỉ phụ thuộc vào tín hiệu thu được $\mathbf{r}_t, 1 \leq t \leq L / m$. Theo định lý Bayes ta có:

$$P[v_{tj} = u / \mathbf{r}_t] = \frac{p(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t, v_{tj} = u) \cdot P[\mathbf{v}_t, v_{tj} = u]}{p(\mathbf{r}_t)}. \quad (1.17)$$

Trong biểu thức (1.17), $p(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t, v_{tj} = u)$ là hàm mật độ xác suất của tín hiệu thu $\mathbf{r}_t$ trong điều kiện chuỗi bit điều chế $\mathbf{v}_t$ có $v_{tj} = u \in \{-1, +1\}$, còn $P[\mathbf{v}_t, v_{tj} = u]$ là xác suất tiên nghiệm của chuỗi $\mathbf{v}_t$ có $v_{tj} = u$. Thành phần $p(\mathbf{r}_t)$ là hàm mật độ xác suất không điều kiện của $\mathbf{r}_t$ và sẽ bị lược bỏ ở phép chia xác suất trong hàm logarit cơ sở tự nhiên $\ln$ của biểu thức (1.16).

Vì $L_A(v_{tj}) = \ln(P[v_{tj} = +1] / P[v_{tj} = -1])$ nên xác suất bit $v_{tj} = u$ được tính theo biểu thức (1.18):

$$P[v_{tj} = u] = \begin{cases} \frac{\exp(L_A(v_{tj}))}{1 + \exp(L_A(v_{tj}))} & , u = +1 \\ \frac{1}{1 + \exp(L_A(v_{tj}))} & , u = -1 \end{cases}. \quad (1.18)$$

Do các bit v_{tj} độc lập trong $\mathbf{v}_t$ nên $P[\mathbf{v}_t, v_{tj} = u] = \prod_{i \neq j} P[v_{ti}]$.

Cho $J_{j, \mathbf{v}_t}$ là tập các chỉ số i đối với các thành phần của $\mathbf{v}_t$ định nghĩa như sau: $J_{j, \mathbf{v}_t} = \{i : 1 \leq i \leq m, 1 \leq t \leq L/m, i \neq j, v_{ti} = +1\}$.

Cho $v_{j,u}$ là tập của 2^{m-1} véc-tơ nhị phân $\mathbf{v}_t$ có $v_{tj} = u$, nghĩa là $v_{j,u} = \{\mathbf{v}_t, v_{tj} = u\}$. Như vậy ta có:

$$L_D(v_{tj} / \mathbf{r}_t) = L_A(v_{tj}) + \ln \frac{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,+1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp \sum_{i \in J_{j, \mathbf{v}_t}} L_{A, (v_i)}}{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,-1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp \sum_{i \in J_{j, \mathbf{v}_t}} L_{A, (v_i)}}. \quad (1.19)$$

Bằng cách nhân cả tử và mẫu của biểu thức (1.19) trong hàm $\ln$ với $\exp(-\frac{1}{2} \sum_{j=1}^m L_A(v_{tj}))$, viết lại biểu thức:

$$L_D(v_{tj} / \mathbf{r}_t) = L_A(v_{tj}) + \ln \frac{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,+1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp(\frac{1}{2} \mathbf{v}_{t,[j]}^T L_{A,[j]}^T)}{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,-1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp(\frac{1}{2} \mathbf{v}_{t,[j]}^T L_{A,[j]}^T)}. \quad (1.20)$$

Trong (1.20), với $\mathbf{v}_{t,[j]}$ là véc-tơ con tạo từ $\mathbf{v}_t$ bằng cách xoá đi thành phần thứ j , và $L_{A,[j]}$ là véc-tơ thông tin tiên nghiệm của $\mathbf{v}_t$ xoá thành phần thứ j . Như vậy L_D là tổng của giá trị tiên nghiệm L_A với giá trị thông tin ngoại lai L_E . Do việc trao đổi thông tin giữa các bộ giải điều chế-giải mã dựa trên L_E nên chỉ cần tính:

$$L_E(v_{tj} / \mathbf{r}_t) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,+1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp(\frac{1}{2} \mathbf{v}_{t,[j]}^T L_{A,[j]}^T)}{\sum_{\mathbf{v}_t \in v_{j,-1}} P(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) \exp(\frac{1}{2} \mathbf{v}_{t,[j]}^T L_{A,[j]}^T)}. \quad (1.21)$$

Đối với trường hợp kênh Gauss ta có:

$$p(\mathbf{r}_t / \mathbf{v}_t) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{\|\mathbf{r}_t - \mathbf{v}_t\|^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.22)$$

Như vậy, hệ thống BICM-ID với cấu trúc liên kết nối tiếp dùng một bộ mã hoá/điều chế ở đầu phát và giải điều chế/giải mã ở đầu thu, đơn giản hơn nhiều so với cấu trúc song song của hệ thống Turbo. Bộ xáo trộn dãy bit mã giúp hệ thống BICM-ID có bậc phân tập lớn (phân tập theo thời gian) cho nên rất hiệu quả trên kênh pha-đỉnh [74].

Trong cấu trúc giải mã lặp, dùng thuật toán Max-Log-MAP thay cho thuật toán Log-MAP khiến cho hệ thống BICM-ID giảm độ phức tạp tính toán, tuy nhiên chất lượng có giảm sút do sai số trong phép tính xấp xỉ. Một số kết quả nghiên cứu đã chỉ ra là có thể dùng hệ số tỷ lệ SF làm giảm bớt sai số và cải thiện chất lượng của hệ thống dùng thuật toán Max-Log-MAP [2][7][8].

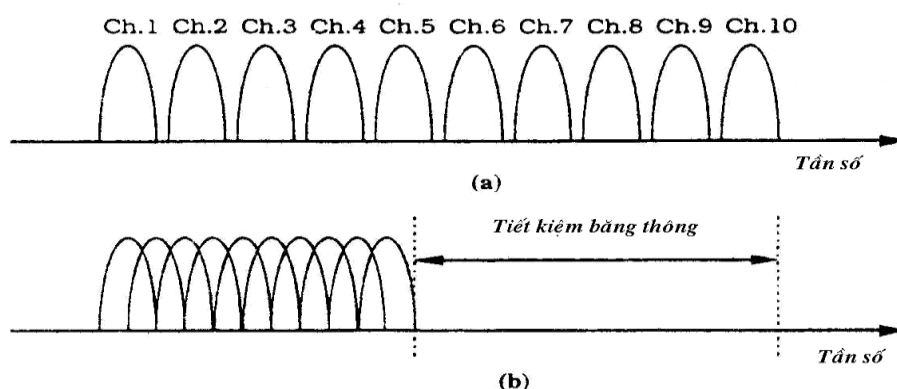
1.3. Hệ thống OFDM

Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM được phát triển từ khái niệm ghép kênh phân chia theo tần số FDM (*Frequency Division Multiplexing*) truyền thống. OFDM là một trường hợp đặc biệt của phương thức phát đa sóng mang theo nguyên lý chia dòng dữ liệu tốc độ cao thành các dòng dữ liệu tốc độ thấp hơn và phát đồng thời trên một số các sóng mang. Trong kỹ thuật này, tần số của các sóng mang là trực giao với nhau nhằm mục đích là để tăng hiệu quả sử dụng băng tần kênh mà vẫn đảm bảo khả năng chống nhiễu kênh lân cận.

Việc truyền dẫn đa sóng mang xuất hiện sớm nhất trong mô tả hệ thống Kineplex của Doeltz và các cộng sự [35]. Trong hệ thống kinh điển, toàn bộ băng tần tín hiệu được chia thành N kênh tần số phụ. Mỗi kênh phụ điều chế một symbol khác nhau. Trên miền tần số các sóng mang được bố trí cách nhau một khoảng (gọi là khoảng cách phòng vệ) sao cho có thể thu được tín hiệu bằng cách sử dụng các bộ lọc và các bộ giải điều chế thông thường.

Tuy nhiên, việc đưa vào khoảng cách phòng vệ giữa các sóng mang trên miền tần số dẫn tới phổ tần số sẵn có không được sử dụng một cách hiệu quả.

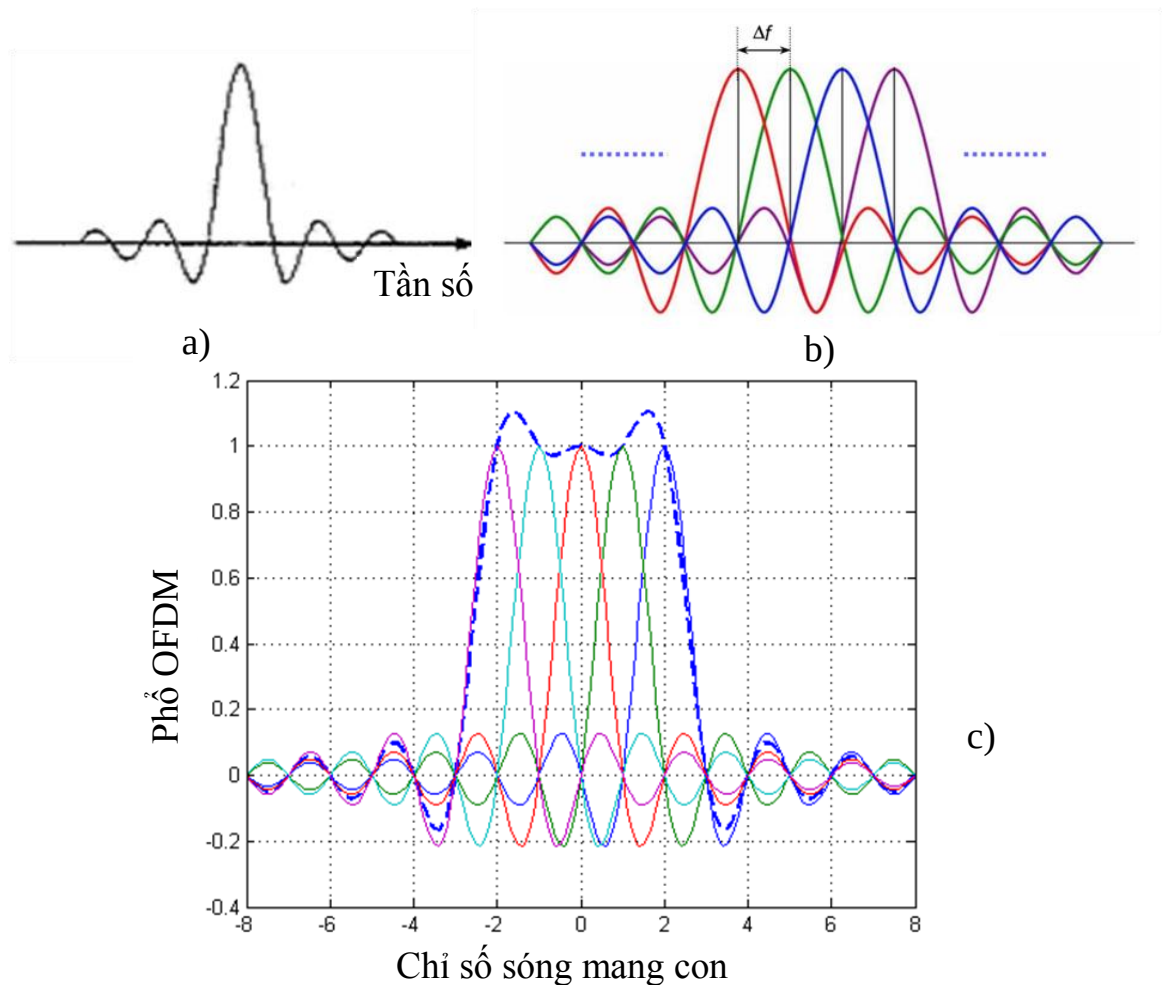
Từ vấn đề này đã xuất hiện ý tưởng cần ghép kênh phân chia theo tần số có các tần số gói nhau nhằm sử dụng tối đa băng thông. Để đảm bảo các sóng mang gói nhau và có khả năng tách biệt được mà không bị xuyên nhiễu bởi các sóng mang bên cạnh thì các sóng mang phải trực giao nhau về mặt toán học. Hệ thống như vậy được gọi là hệ thống *ghép kênh phân chia theo tần số trực giao* (OFDM). Hình 1.7 biểu diễn sự so sánh hiệu quả sử dụng băng tần giữa kỹ thuật điều chế đa sóng mang truyền thống (Hình 1.7a) và điều chế đa sóng mang trực giao (Hình 1.7b).



Hình 1-7: Sử dụng băng tần trong kỹ thuật điều chế đa sóng mang truyền thống và điều chế đa sóng mang trực giao.

Năm 1971, Weinstein và Ebert [75] áp dụng biến đổi Fourier rời rạc DFT (*Discrete Fourier Transform*) vào các hệ thống truyền dữ liệu song song với vai trò là một phần của quá trình điều chế và giải điều chế, điều này đảm bảo các sóng mang trực giao nhau về mặt toán học. Phổ của tín hiệu OFDM được mô tả ở Hình 1.8. Ở hình này, tần số trung tâm của mỗi sóng mang sẽ không bị xuyên nhiễu bởi các sóng mang khác. Vì thế, nếu sử dụng DFT tại máy thu và tính toán các giá trị tương quan tại trung tâm tần số của mỗi sóng mang, chúng ta sẽ khôi phục được dữ liệu phát đi mà không bị xuyên nhiễu.

của các sóng mang khác. Việc sử dụng kỹ thuật đa sóng mang dựa trên DFT cho thấy *ghép kênh phân chia theo tần số trực giao* đạt được hiệu quả không phải bằng việc lọc giải thông mà bằng việc xử lý băng gốc.



Hình 1-8: Phổ của một sóng mang (a), nhiều sóng mang OFDM (b) và của symbol OFDM (c).

Trong hệ thống OFDM, máy thu đóng vai trò như một tập hợp các bộ giải điều chế, chuyển mỗi sóng mang xuống tín hiệu một chiều, tín hiệu kết quả được tích phân trên chu kỳ symbol để khôi phục dữ liệu thô. Nếu các sóng mang khác được chuyển xuống kế tiếp nhau như vậy, trên miền thời gian chúng ta sẽ có toàn bộ chu trình trong khoảng thời gian symbol T . Quá trình tích phân sẽ có kết quả bằng 0 với các sóng mang khác nếu khoảng cách

giữa các sóng mang là $1/2T$. Khi đó các sóng mang này hoàn toàn độc lập nhau (hay trực giao nhau).

Việc số hoá hoàn toàn phần cứng với mục đích đặc biệt thực hiện biến đổi Fourier nhanh FFT là sự bổ sung hiệu quả của DFT. Việc thực hiện kỹ thuật FFT cho cả máy phát và máy thu làm giảm đáng kể số phép tính trong quá trình thực hiện, từ N^2 phép tính trong DFT xuống thành $N \log_2 N$ [58]. Những tiến bộ trong công nghệ chế tạo vi mạch tích hợp VLSI (Very-Large-Scale Integration) đã tạo những chip FFT cỡ lớn, tốc độ cao và khả năng thương phẩm đã đưa đến các ứng dụng rộng rãi cho hệ thống OFDM như: DVB-T, HIPERLAN II, các chuẩn WiFi IEEE 802.11 [46], các chuẩn của WiMAX IEEE 802.16 [47], và đặc biệt là chuẩn LTE dành cho hệ thống di động 4G hiện nay [11].

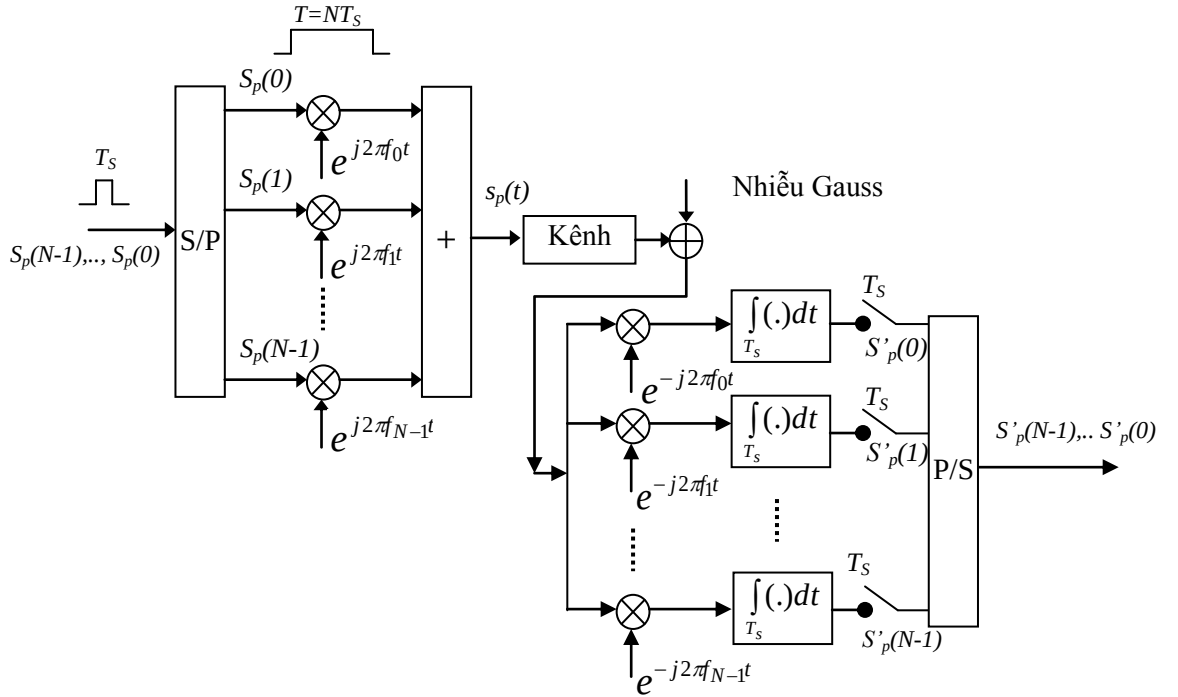
1.3.1. Nguyên lý của OFDM

Trong kỹ thuật OFDM, luồng dữ liệu đầu vào sẽ được chia thành N luồng dữ liệu song song có tốc độ thấp hơn và phát mỗi luồng dữ liệu đó trên một sóng mang phụ khác nhau. Các sóng mang phụ này trực giao với nhau, điều này được thực hiện bằng cách chọn độ giãn cách tần số giữa chúng một cách hợp lý. Sau đó các sóng mang phụ đã được điều chế sẽ được tổng hợp lại với nhau để tạo thành một tín hiệu OFDM, được diễn đạt bởi:

$$s_p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_p(k) e^{j2\pi f_k t} ; kT_s \leq t \leq (k+1)T_s. \quad (1.23)$$

Trong đó: $S_p(k)$ lấy từ chuỗi dữ liệu đầu vào sau khi đã chuyển từ nối tiếp thành song song; chỉ số k tương ứng với chỉ số sóng mang trong tổng số N sóng mang, p là chỉ số của khối tín hiệu thứ p tại đầu vào (hay là chỉ số thứ tự của toàn bộ chuỗi symbol OFDM phát). Khi đó mỗi tín hiệu $s_p(t)$ tương ứng với một điểm trong không gian Ô-cơ-lít N chiều gọi là không gian tín

hiệu, mỗi điểm được biểu diễn bởi một bộ các giá trị $\{S_p(0), S_p(1), \dots, S_p(N-1)\}$. Một tập hợp gồm M điểm trong không gian N chiều này được gọi chùm tín hiệu (*Signal Constellation*). Các kết quả có được sau khi thực hiện phép nhân sẽ được cộng lại và tín hiệu cuối cùng sẽ là dạng sóng (theo thời gian) được truyền đi trên kênh. Nguyên lý truyền dẫn OFDM được minh họa trong Hình 1.9.



Hình 1-9: Nguyên lý của kỹ thuật OFDM

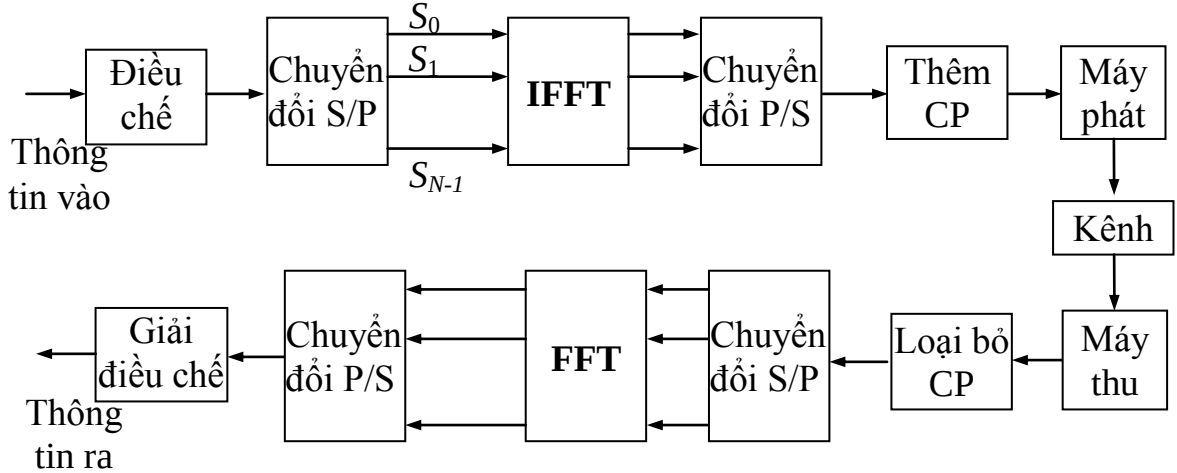
Máy thu OFDM có thể được coi gồm nhiều bộ giải điều chế, mỗi bộ sẽ thực hiện chuyển tín hiệu ở mỗi sóng mang xuống băng gốc và lấy tích phân trên một chu kỳ ký hiệu nhằm khôi phục lại tín hiệu ban đầu. Vì rằng các sóng mang phụ là trực giao với nhau, điều này có nghĩa là:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_l t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi (f_k - f_l) t} dt = \begin{cases} 1 & \text{khi : } k = l \\ 0 & \text{khi : } k \neq l \end{cases} \quad (1.24)$$

Cho nên chúng ta sẽ khôi phục lại được bộ tín hiệu giống như ban đầu.

1.3.2 Sơ đồ khối hệ thống OFDM

Hệ thống OFDM băng gốc điển hình được minh họa trên Hình 1.10.



Hình 1-10: Sơ đồ hệ thống OFDM băng gốc điển hình

Thông tin vào là chuỗi bit được đưa đến khối điều chế để thực hiện ánh xạ mỗi nhóm bit vào một symbol s_t trong bộ tín hiệu S gồm M điểm. Chuỗi symbol đã được điều chế này được đưa đến khối chuyển đổi S/P để chuyển đổi chuỗi symbol nối tiếp đầu vào tập các symbol S song song, tập này có N symbol tương ứng với N sóng mang con. Sau khi tín hiệu được ánh xạ vào chòm tín hiệu, phổ yêu cầu đã được xác định, từng symbol song song này được thực hiện biến đổi Fourier ngược (IDFT, IFFT) để tìm dạng sóng thời gian tương ứng. Quá trình này chính là điều chế từng symbol tín hiệu lên các sóng mang con trực giao. Các sóng thời gian thu được sẽ được tổng hợp tại bộ chuyển đổi song song sang nối tiếp (bộ chuyển đổi P/S) được một symbol OFDM. Symbol OFDM được thêm tiền tố vòng CP nhằm chống lại hiện tượng xuyên nhiễu giữa các symbol (ISI) để tạo thành symbol OFDM đầy đủ trước khi phát đi.

Với N là số mẫu trong một chu kỳ ký hiệu OFDM, khi đó phép biến đổi Fourier rời rạc ngược IDFT với N điểm là:

$$s_p(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_p(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} ; \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (1.25)$$

Với $s_p(n)$ là phần tử thứ n ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$) của symbol OFDM thứ p .

Biến đổi Fourier rời rạc thuận là:

$$S'_p(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s'_p(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} ; \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (1.26)$$

Với $S'_p(k)$ là thành phần tín hiệu thu được thứ k sau khi đã thực hiện biến đổi DFT tập các thành phần thu được $s'_p(n)$ của symbol OFDM thứ p .

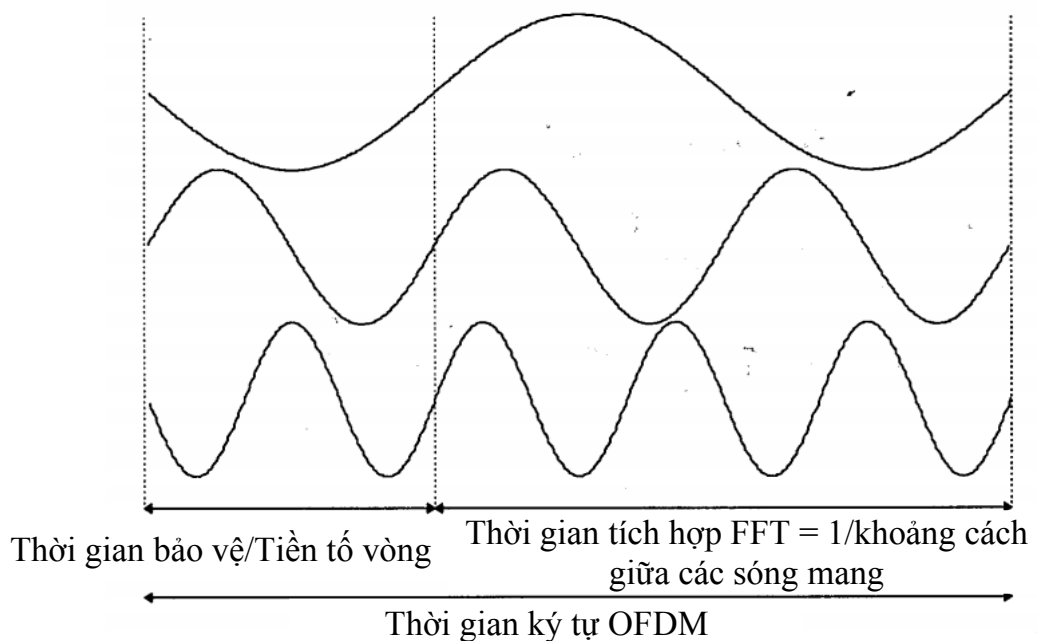
Giá trị N thường được chọn là lũy thừa nguyên của 2, điều này cho phép ứng dụng các thuật toán biến đổi Fourier nhanh IFFT và FFT hiệu quả cao hơn cho điều chế và giải điều chế.

Tại phía thu, sau khi được loại bỏ CP, chuỗi tín hiệu sóng thời gian thu được được chuyển thành các tín hiệu song song đưa đến khối biến đổi Fourier thuận (DFT, FFT). Khối này thực hiện biến đổi Fourier thuận để tìm dạng phổ tương ứng. Các symbol tín hiệu trên miền tần số này được chuyển đổi song song thành nối tiếp qua khối chuyển đổi S/P để đưa đến khối giải điều chế. Khối giải điều chế thực hiện phép ánh xạ ngược để đưa chuỗi thông tin ra.

1.3.3 Tiền tố vòng (CP)

Một trong những lý do quan trọng nhất để thực hiện OFDM là hiệu quả xử lý trải trễ đa đường. Bằng cách chia dòng dữ liệu đầu vào thành N luồng dữ liệu song song, sau đó được ghép vào N sóng mang phụ, do vậy khoảng thời gian symbol được tăng N lần, tương ứng làm giảm trải trễ đa đường tỷ lệ với thời gian symbol theo cùng một hệ số. Để loại trừ hầu hết các xuyên nhiễu giữa các symbol (ISI), khoảng thời gian bảo vệ T_g được đề xuất sử dụng cho mỗi symbol OFDM. Khoảng bảo vệ này được chọn lớn hơn trải trễ của kênh truyền, điều này làm cho các thành phần đa đường từ một symbol này không

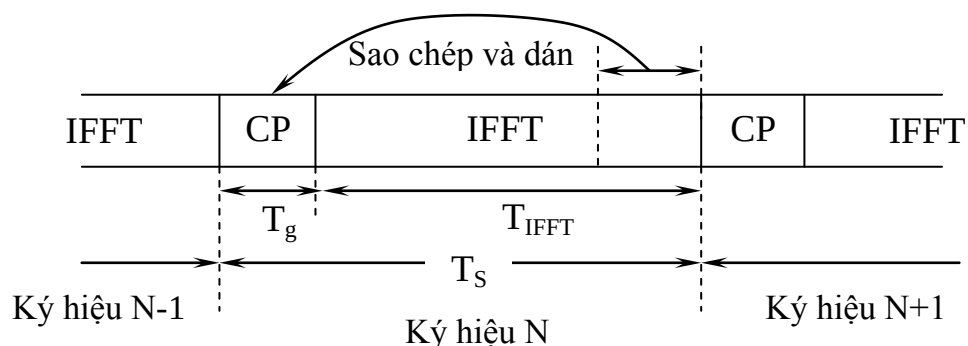
thể gây nhiễu tới symbol tiếp theo. Khoảng bảo vệ chèn vào có thể là khoảng trống (không có tín hiệu) hoặc là một ký tự đặc biệt nào đó. Nếu thời gian phòng vệ không có tín hiệu (khoảng trống), vấn đề xuyên nhiễu giữa các sóng mang (ICI) sẽ tăng lên [58]. ICI này do xuyên âm chéo (*crosstalk*) giữa các sóng mang phụ do chúng không có sự trực giao kéo dài. Do đó, để không có ICI, khoảng bảo vệ chèn phải được chọn sao cho lợi dụng được tính chất vòng của biến đổi Fourier. Có nghĩa là khoảng bảo vệ phải được chọn sao cho đạt được tính tuần hoàn của tín hiệu trên miền thời gian. Mặt khác, để không có ISI, nghĩa là tại máy thu, các thành phần đa đường từ symbol đang xét không gây nhiễu tới symbol bên cạnh, thì thời gian phòng vệ phải được chọn lớn hơn trễ của kênh. Vì vậy, khoảng bảo vệ được sử dụng là mở rộng chu kỳ của symbol đó với khoảng thời gian mở rộng lớn hơn trễ của kênh.



Hình 1-11: Symbol OFDM với việc trải theo chu kỳ [58].

Hình 1.11 minh họa việc mở rộng theo chu kỳ trong thời gian phòng vệ của symbol OFDM phát đi. Điều này đảm bảo rằng các bản sao bị trễ của

symbol OFDM luôn luôn có một số nguyên về chu kỳ giữa khoảng cách FFT, cho phép đảm bảo tính trực giao và không gây ISI.

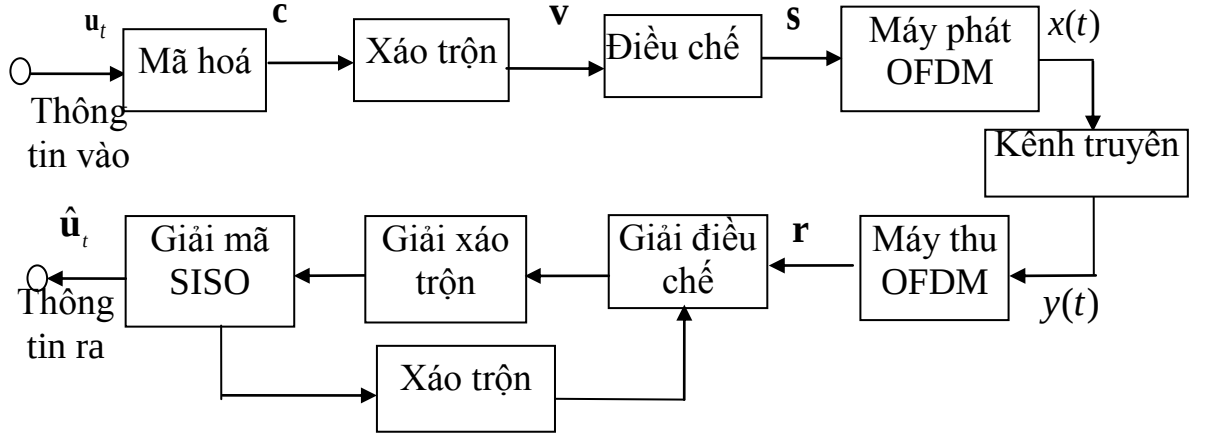


Hình 1-12: Chèn khoảng bảo vệ CP

Với các lý do trên tín hiệu trong khoảng bảo vệ được chọn là bản sao của đoạn cuối ký tự OFDM như minh họa ở Hình 1.12, bản sao này được ghép vào đầu, phần đoạn bảo vệ T_g và vì thế mà tính tuần hoàn của tín hiệu trong miền thời gian vẫn được duy trì và các sóng mang trong miền tần số vẫn trực giao, không còn ICI.

1.4. Hệ thống BICM-ID OFDM

Hệ thống OFDM cho phép truyền dẫn tốc độ cao, tiết kiệm phổ tần, có khả năng kháng nhiễu cao trên kênh pha định lựa chọn tần số cũng như xuyên nhiễu băng hẹp. Hệ thống truyền dẫn OFDM không ngừng được nghiên cứu, mở rộng phạm vi ứng dụng và là xu hướng cho phát triển của thế hệ truyền dẫn tiếp theo. Sơ đồ BICM-ID với cấu trúc liên kết giữa các thành phần điều chế /mã, xáo trộn dây bit kết hợp với giải điều chế/giải mã lặp, cho phép truyền dẫn hiệu quả trên cả kênh Gauss và kênh pha-định. Với các lý do đó, luận án nghiên cứu kết hợp sơ đồ BICM-ID với hệ thống OFDM nhằm tận dụng tối đa ưu điểm hai kỹ thuật này. Sơ đồ khối kết hợp giữa hệ thống OFDM và sơ đồ BICM-ID được cho ở Hình 1.13.



Hình 1-13: Hệ thống BICM-ID OFDM

Trong hệ thống BICM-ID OFDM, các thông tin vào đầu tiên được đưa qua bộ mã hoá, bộ mã hoá thường dùng mã chập tỷ lệ mã k/n , với nhóm k bit thông tin đầu vào $\mathbf{u} = [u^1, u^2 \dots u^k]$ thì đầu ra bộ mã hoá sẽ là nhóm n bit mã $\mathbf{c} = [c^1, c^2 \dots c^n]$. Thay cho việc hoán vị các symbol như trong các hệ thống hoán vị symbol thông thường, bộ xáo trộn chiều dài L thực hiện việc hoán vị các bit sau mã hoá tạo thành các nhóm bit: $\mathbf{v}_i = (v_i^1, v_i^2, \dots, v_i^m)$ với $m = \log_2 M$, $i = 1, 2, \dots, L/m$, mỗi nhóm $\mathbf{v}_i$ được ánh xạ vào một symbol s_i trong bộ tín hiệu S gồm M điểm. Tập các symbol $\mathbf{s}$ sẽ được đưa vào khối phát OFDM, tại đây các nhóm ký hiệu này được chia làm N chuỗi thành phần song song (ký hiệu là X_k) và được điều chế bởi N sóng mang phụ OFDM trực giao (bằng kỹ thuật IDFT) rồi được tổng hợp tại đầu ra của khối OFDM được các tín hiệu $x(t)$:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j2\pi \frac{kt}{N}}; \quad 0 \leq t \leq T. \quad (1.27)$$

Trong đó X_k là tín hiệu thành phần thứ k (trong tập N sóng mang phụ $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) và T là khoảng thời gian (độ rộng) của 1 symbol OFDM.

Qua kênh truyền, tín hiệu nhận được ở đầu thu là:

$$y(t) = h(t) * x(t) + z(t). \quad (1.28)$$

Trong đó, $h(t)$ là hệ số kênh truyền, $z(t)$ là tạp âm trắng Gauss cộng tính. Trong trường hợp kênh pha-đỉnh, $h(t)$ thường có phân bố Rayleigh với kỳ vọng $E[h(t)^2]=1$, còn với kênh Gauss (AWGN) thì $h(t)=1$.

Tại phía thu, tín hiệu $y(t)$ sẽ được đưa qua khối thu OFDM, tại đây các symbol OFDM sẽ được thực hiện giải điều chế (bằng kỹ thuật DFT) được tập các tín hiệu $\mathbf{r}$, tập tín hiệu này được đưa đến phần sơ đồ giải lập tại đầu thu. Phần giải lập này có thể dùng thuật toán giải mã quyết định cứng hoặc quyết định mềm như được trình bày trong mục 1.2.1. Thông tin cuối cùng sẽ được đưa ra sau một số vòng lặp nhất định.

1.5. Đặt vấn đề nghiên cứu

Trong hệ thống OFDM, tiền tố vòng CP (Cyclic Prefix) được sử dụng để chống lại hiện tượng xuyên nhiễu giữa các symbol ISI, độ dài của CP được lấy dài hơn trải trễ cực đại của kênh truyền. Tuy nhiên, tiền tố vòng thường bị loại bỏ tại máy thu, điều đó rất lãng phí vì CP vừa mang thông tin, vừa mang năng lượng và có tính phân tập thời gian. Đã có các công trình nghiên cứu nhằm sử dụng lại hoặc khai thác các thông tin trong CP để thu thập các thông tin cần thiết cho máy thu như: sử dụng thành phần CP dư thừa để ước lượng dữ liệu nhằm cải thiện BER cho hệ thống OFDM [44], thu lại năng lượng của CP dư thừa khi truyền qua kênh pha-đỉnh [24], cải thiện hiệu quả của giải mã LDPC dựa trên đồ hình Tanner [60], đề xuất một đồ hình hệ số gần đúng để khai thác CP cho san bằng kênh trong các hệ thống OFDM ở một loạt các công bố [77][78][76]. Tuy nhiên, các kết quả nghiên cứu tận dụng CP trên dùng để ước lượng độ lệch tần số, ước lượng kênh hoặc san bằng kênh mà *chưa khai thác được thông tin nằm trong CP để cải thiện chất lượng tín hiệu thu được của hệ thống.*

Như đã dẫn ở phần mở đầu, *các hệ thống kết hợp BICM-ID với*

OFDM [34][5][27][49][68][70] đã chỉ ra trên đây đều sử dụng bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên để mô phỏng hệ thống. Trong các kết quả mô phỏng, bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên cho hiệu quả truyền dẫn cao. Còn các hệ thống thực tế lại sử dụng các bộ xáo trộn khối. Trong khi đó, công nghệ thực tế đã chế tạo được các bộ giải mã đầu vào mềm, đầu ra mềm SISO (Soft-Input Soft-Output) và giải điều chế mềm, hai trong ba thành phần, cho phép có thể áp dụng và triển khai sơ đồ BICM-ID cho các hệ thống thực tiễn. Vì vậy, cần thiết cần có một bộ xáo trộn để tạo thành một hệ thống hoàn chỉnh có thể triển khai thực tế, bộ xáo trộn này cần phải *thoả mãn hai vấn đề: phù hợp hệ thống thực, có tính khả thi cho truyền dẫn OFDM và vẫn đảm bảo hiệu quả của sơ đồ BICM-ID.*

Với các thông tin trên, ***vấn đề nghiên cứu của luận án đặt ra là:***

Thứ nhất, tiền tố vòng CP mang đoạn thông tin sao chép cuối cùng trong symbol OFDM và được đưa lên đầu. Các CP thường bị loại bỏ tại máy thu để tránh xuyên nhiễu giữa các symbol ISI. Điều này rất lãng phí do nó vừa mang thông tin, vừa mang năng lượng đồng thời có tính phân tập về thời gian. Đối với kênh truyền vô tuyến trong thực tế có đặc điểm luôn luôn biến động, có những thời điểm kênh xấu, hệ số kênh truyền có phân bố Rayleigh. Nhưng có những thời điểm kênh tốt, hệ số kênh truyền có thể có phân bố Rice hoặc thậm chí có điều kiện thuận lợi thì có thể đạt trạng thái kênh Gauss. Trong khi đó, khoảng bảo vệ của hệ thống OFDM thường được chọn cố định và dài hơn độ trễ của kênh. Khi đó độ dài CP sẽ không sử dụng hết, vì vậy vẫn có một lượng thông tin trong khoảng bảo vệ không bị ảnh hưởng của symbol OFDM khác. Chính vì thế, vấn đề đầu tiên trong luận án là *đề xuất một hệ thống có thể tái sử dụng CP để cải thiện chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM.* Đồng thời khảo sát hệ thống với việc lấy độ dài CP khác nhau trên điều kiện kênh cụ thể để có thể chọn độ dài CP phù hợp cho hệ thống tái sử dụng này.

Vấn đề này được đề cập và chỉ ra trong công trình số [5] và được trình bày trong Chương 2 của luận án.

Thứ hai, trong các hệ thống thực tế sử dụng OFDM, các kỹ thuật xáo trộn bit sử dụng kỹ thuật xáo trộn khối nhằm nhằm đơn giản trong thiết kế hệ thống với linh kiện thực tiễn là các bộ nhớ và ghi dịch. Cho nên khi kết hợp sơ đồ BICM-ID với hệ thống OFDM cần phải xem xét đến sự khả thi và tính thực tiễn của việc kết hợp này. Trong sơ đồ BICM-ID có ba khối chủ yếu tạo thành là bộ giải điều chế mềm, bộ giải mã SISO và các bộ xáo trộn/giải xáo trộn. Nếu việc kết hợp trên vẫn sử dụng kỹ thuật xáo trộn khối của hệ thống OFDM hiện đang sử dụng thì hiệu quả cho hệ thống kết hợp không cao. Vì vậy vấn đề thứ 2 của luận án là *đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới làm sao vừa phát huy hiệu quả của sơ đồ BICM-ID lại vừa phù hợp với hệ thống OFDM thực tế*. Bộ xáo trộn này *áp dụng cho hệ thống tái sử dụng CP* như vấn đề thứ nhất đã đưa ra và *cũng có thể áp dụng cho hệ thống BICM-ID OFDM thông thường*. Bộ xáo trộn mới có cấu trúc xác định, có thuật toán, phù hợp với yêu cầu thiết kế hệ thống, không phức tạp hơn cấu trúc đang sử dụng mà vẫn đưa lại hiệu quả cho sơ đồ BICM-ID. Công trình số [3], [4] và số [5] đã khảo sát chất lượng của bộ xáo trộn này đồng thời các tham số tốt nhất cho hệ thống BICM-ID OFDM đã được chỉ ra. Nội dung của vấn đề này được trình bày cụ thể trong Chương 3 của luận án.

Chương 2

ĐỀ XUẤT KỸ THUẬT TÁI SỬ DỤNG CP CHO HỆ THỐNG BICM-ID OFDM

Như đã giới thiệu trong Chương 1, hệ thống BICM-ID OFDM kết hợp sơ đồ BICM-ID với kỹ thuật truyền dẫn OFDM tạo thành một hệ thống liên kết có hiệu quả cao. Tuy nhiên, ưu điểm của giải mã lặp và OFDM còn chưa được làm nổi bật. Với giải mã lặp trong sơ đồ BICM-ID, các thông tin mềm được trao đổi giữa bộ giải mã SISO và bộ điều chế là các thông tin ngoại lai, nếu lượng thông tin ngoại lai càng lớn sẽ giúp cho việc quyết định tín hiệu ra càng chính xác. Trong khi đó, như đã nêu, tiền tố vòng vừa chứa năng lượng, vừa chứa thông tin của tín hiệu phát đồng thời có tăng ích phân tập, có nghĩa là có nhiều thông tin ngoại lai có thể khai thác trong CP. Vì vậy, phần đầu của chương này trình bày kỹ thuật giải mã lặp, cơ sở cho phân phân tích hệ thống tái sử dụng CP ở phần tiếp theo. Phần sau đưa ra sơ đồ hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP nhằm nâng cao chất lượng hệ thống. Các kết quả mô phỏng hệ thống được cho trong phần cuối sẽ chỉ ra hiệu quả của hệ thống này.

2.1. Giải mã lặp

Giải mã lặp là sự trao đổi của thông tin mềm liên tục giữa các bộ giải mã ở máy thu. Các bộ giải mã dựa trên thông tin của kênh truyền và thông tin tiên nghiệm để tính toán thông tin hậu nghiệm và thông tin ngoại lai. Thông tin ngoại lai của bộ giải mã này sau khi qua bộ xáo trộn/giải xáo trộn sẽ thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải mã khác. Kết quả cuối cùng sẽ được quyết định dựa trên thông tin hậu nghiệm sau một số vòng lặp giữa các bộ giải mã. Trong mục này trình bày nguyên lý giải mã lặp, đây là cơ sở cho việc áp dụng giải mã lặp cho tái sử dụng CP ở mục tiếp theo.

2.1.1. Thuật toán tính xác suất hậu nghiệm

Theo thuật toán này, các bộ giải mã không cần có giá trị ban đầu là một quyết định cứng về các ký tự được truyền. Thay vào đó, các bộ giải mã này có thể tính toán một giá trị đo của quan hệ gần đúng nhất hoặc xác suất của các giá trị bản tin đầu vào khác nhau. Giá trị đo này được gọi là "thông tin mềm". Bộ quyết định sau đó tạo ra một quyết định cứng bằng cách lựa chọn giá trị bản tin đầu vào với thông tin mềm lớn nhất. Khi sử dụng hai mã liên kết với nhau (ví dụ như mã turbo với hai bộ giải mã), thông tin mềm của bộ giải mã thứ nhất có thể hữu ích cho bộ giải mã thứ hai. Sự trao đổi của thông tin mềm liên tục giữa các bộ giải mã một cách hội tụ được gọi là "giải mã lặp".

Phương pháp để tính toán thông tin mềm.

Việc xác định chuỗi xác suất hậu nghiệm cực đại MAP là lựa chọn chuỗi mà có xác suất hợp lệ lớn nhất ($P_{y(D)|x(D)}$), hoặc xác suất hậu nghiệm cực đại $P_{x(D)|y(D)}$.

Thuật toán xác suất hậu nghiệm APP (A Posteriori Probability) tính toán các xác suất hậu nghiệm khi một mã có thể được mô tả bằng một sơ đồ lưới trên bất kỳ khối hữu hạn của K symbol đầu ra. Các giá trị xác suất này có thể tìm ra được nếu có được các giá trị mềm cực đại để có thể tạo ra ước lượng MAP cứng m_k .

Gọi khối mẫu thu để áp dụng thuật toán APP là $Y_{0:K-1}$, với K tương ứng với các giá trị xác suất hậu nghiệm cực đại (MAP) m_k ($k = 0, \dots, K-1$), có các giá trị xác suất tương ứng là $P_{m_k|Y_{0:K-1}}$ ($k = 0, \dots, K-1$), giá trị này sau này được gọi là thông tin mềm. Mô tả lưới của mã tại một thời điểm bất kỳ k nào trong khối mẫu trên có một tập các trạng thái $S_k = \{0, \dots, |S_k| - 1 = 2^{m-1}\}$ (với m là số bit/symbol), với trạng thái đơn là $s_k = j$, trong đó $j = 0, \dots, |S_k| - 1$. Xét trong một nhánh trên lưới mã, giả sử thời điểm thứ k trạng thái nhánh có giá

trị là i ($s_k = i$) và thời điểm kế tiếp là $k+1$ có trạng thái là j ($s_{k+1} = j$). Khi đó xác suất xuất hiện trạng thái chuyển tiếp i, j được định nghĩa là:

$$P_k(i, j) = P(s_{k+1} = j | s_k = i). \quad (2.1)$$

Nếu nhánh đơn này có một phân bố xác suất dữ liệu đầu vào cho trước thì xác suất xuất hiện trạng thái chuyển tiếp i, j kết hợp phân bố đầu vào là:

$$q_k(i, j, m_k) = P(m_k | s_k = i, s_{k+1} = j). \quad (2.2)$$

Giá trị $q_k(i, j, m_k)$ được hiểu là xác suất mà ở thời điểm thứ k có trạng thái là i ($s_k = i$) và thời điểm kế tiếp là $k+1$ có trạng thái là j ($s_{k+1} = j$) với điều kiện giá trị MAP đầu vào là m_k .

Một xác suất điển hình hữu ích trong việc thực hiện các tính toán APP là xác suất xuất hiện trạng thái chuyển tiếp i, j mà tại thời điểm thứ k có trạng thái là i ($s_k = i$) và thời điểm kế tiếp là $k+1$ có trạng thái là j ($s_{k+1} = j$) trên tập khối mẫu thu $Y_{0:K-1}$ là: $P_k(s_k = i, s_{k+1} = j | Y_{0:K-1})$, vì mỗi nhánh tại thời điểm k thường tương ứng với một giá trị duy nhất của m_k (khi không có chuyển tiếp song song).

Xét một tập hợp $B(m_k)$ các cặp theo thứ tự chứa tất cả các cặp bắt đầu và kết thúc các trạng thái nhánh lưới (biểu hiện bằng các trạng thái cuối của nhánh i và j trong cặp thứ tự (i, j)) mà m_k có thể xuất hiện trên đó). Các giá trị APP mong muốn có thể được viết như trong các nhóm của các trạng thái đầu và cuối với giá trị đầu vào m_k cụ thể được tính bằng:

$$P_k(m_k | Y_{0:K-1}) = \sum_{(i,j) \in B(m_k)} P_k(s_k = i, s_{k+1} = j | Y_{0:K-1}). \quad (2.3)$$

Giá trị $P_k(s_k = i, s_{k+1} = j | Y_{0:K-1})$ có thể được tính bằng cách chia $P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1})$ cho $P(Y_{0:K-1})$:

$$P_k(s_k = i, s_{k+1} = j | Y_{0:K-1}) = \frac{P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1})}{P(Y_{0:K-1})}. \quad (2.4)$$

Với $P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1})$ là xác suất tại thời điểm thứ k có chuyển tiếp i, j trong chuỗi đang xét $Y_{0:K-1}$.

Thuật toán APP tính giá trị $P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1})$ cho biểu thức (2.4) như là một hàm của 3 giá trị: 2 giá trị đệ quy được cập nhật từ trạng thái phụ thuộc mà các trạng thái này được tạo ra bởi quá trình lặp đi lặp lại (hướng đi và hướng về) qua lưới mã, và giá trị thứ 3 là một số có nhánh phụ thuộc không đệ quy mà số này là một hàm chỉ tương ứng với thời điểm k đang xét. Giá trị 3 số đó được xác định như sau:

+ *Giá trị đệ quy hướng đi (forward)* là xác suất trạng thái nổi và đầu ra quá khứ (trong chuỗi $Y_{0:k}$):

$$\alpha_k(j) = P(s_{k+1} = j, Y_{0:k}); j = 0, \dots, |S_{k+1}| - 1. \quad (2.5)$$

Trong đó, $P(s_{k+1} = j, Y_{0:k})$ là xác suất xuất hiện trạng thái tại thời điểm thứ $k+1$ là j ($s_{k+1} = j$) trong khối mẫu thu $Y_{0:k}$.

+ *Giá trị đệ quy hướng về (backward)* là phân bố đầu ra tương lai trạng thái có điều kiện (trong chuỗi $Y_{k+1:K-1}$)

$$\beta_k(j) = P(Y_{k+1:K-1} | s_{k+1} = j); j = 0, \dots, |S_{k+1}| - 1. \quad (2.6)$$

Trong đó, $P(Y_{k+1:K-1} | s_{k+1} = j)$ là xác suất có điều kiện mà trong khối mẫu thu $Y_{k+1:K-1}$ có trạng thái đầu tiên trong khối mẫu (thời điểm thứ $k+1$) có trạng thái là j ($s_{k+1} = j$).

+ *Xác suất của nhánh hiện tại* và giá trị thứ 3 là (tại giá trị thứ k : y_k):

$$\begin{aligned} \gamma_k(i, j) &= P(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i); \\ i &= 0, \dots, |S_k| - 1, j = 0, \dots, |S_{k+1}| - 1. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Giá trị $P(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i)$ là xác suất mà mẫu thu được ở thời điểm thứ k (y_k) có trạng thái là i ($s_k = i$) và trạng thái tiếp theo của mẫu đó có trạng thái là j ($s_{k+1} = j$). Đây còn gọi là giá trị chuyển đổi giữa 2 trạng thái i, j tại thời điểm thứ k .

Nếu bộ quyết định có 3 giá trị này tại bất kỳ thời điểm k nào, thì có thể xác định:

$$P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1}) = P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:k-1}, y_k, Y_{k+1, K-1}) \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} &= P_k(Y_{k+1, K-1} | s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:k-1}, y_k) \cdot P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:k-1}, y_k) \\ &= P_k(Y_{k+1, K-1} | s_{k+1} = j) \cdot P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:k-1}, y_k) \\ &= \beta_k(j) \cdot P_k(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i, Y_{0:k-1}) \cdot P_k(s_k = i, Y_{0:k-1}). \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$P_k(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:K-1}) = \beta_k(j) \gamma_k(i, j) \alpha_{k-1}(i). \quad (2.10)$$

Vì vậy những giá trị được xác định trong công thức (2.4) cần thiết cho máy thu MAP là tích số của giá trị $\alpha_{k-1}(i)$ là trạng thái bắt đầu của nhánh, với giá trị $\gamma_k(i, j)$ trên nhánh, và giá trị $\beta_k(j)$ tại điểm cuối của cùng nhánh đó.

Thuật toán APP đầu tiên sẽ tính tất cả các giá trị γ , sau đó thực hiện tính các giá trị đệ quy α , và cuối cùng là các giá trị đệ quy β .

Theo [29], các giá trị này được tính theo công thức sau:

- **Tính toán giá trị γ** : giá trị $\gamma_k(i, j)$ được tính đầu tiên cho tất cả các nhánh theo công thức:

$$\begin{aligned} \gamma_k(i, j) &= P(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i) \\ &= P(s_{k+1} = j | s_k = i) \cdot P(y_k | s_k = i, s_{k+1} = j) \\ &= P_k(i, j) \cdot P_{y_k | m_k}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Trong đó, $P_k(i, j)$ là xác suất xuất hiện chuyển đổi i, j tại thời điểm k đang xét, và $P_{y_k | m_k}$ là xác suất thu được tín hiệu tại thời điểm k với điều kiện đầu vào m_k .

- **Tính toán giá trị α** : Giá trị đệ quy hướng đi (*forward recursion*) $\alpha_k(j)$ được tính là:

$$\begin{aligned}
 \alpha_k(j) &= \sum_{i \in S_k} P(s_k = i, s_{k+1} = j, Y_{0:k-1}, y_k) \\
 &= \sum_{i \in S_k} P(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i, Y_{0:k-1}) \cdot P(s_k = i, Y_{0:k-1}) \\
 &= \sum_{i \in S_k} P(s_{k+1} = j, y_k | s_k = i) \cdot \alpha_{k-1}(i) \\
 &= \sum_{i \in S_k} \gamma_k(i, j) \cdot \alpha_{k-1}(i).
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Điều kiện đầu luôn luôn được xác định là: $\alpha_{-1}(0) = 1$ và $\alpha_{-1}(i \neq 0) = 0$ đối với điểm bắt đầu trên lưới mã tại trạng thái 0. Phép tính đệ quy tại công thức cuối cùng của (2.12) về cơ bản là lần theo hướng đi của lưới mã, rất giống với thuật toán Viterbi là tính toán một giá trị cho mỗi trạng thái mà các trạng thái này sử dụng các giá trị γ trên tất cả các nhánh (đã được tính toán đầu tiên trong (2.11)). Phép cộng – so sánh – lựa chọn của thuật toán Viterbi được thay thế bằng phép tổng – tích.

- **Tính toán giá trị β** : Giá trị đệ quy hướng về (*backward recursion*) cho $\beta_k(i)$ được tính theo:

$$\begin{aligned}
 \beta_k(i) &= \sum_{j \in S_{k+2}} P(s_{k+2} = j, Y_{k+1:K-1} | s_{k+1} = i) \\
 &= \sum_{j \in S_{k+2}} P(s_{k+2} = j, y_{k+1}, Y_{k+2:K-1} | s_{k+1} = i) \\
 &= \sum_{j \in S_{k+2}} P(y_{k+1} | s_{k+1} = i, s_{k+2} = j, Y_{k+2:K-1}) \cdot p(Y_{k+2:K-1}, s_{k+2} = j | s_{k+1} = i) \tag{2.13} \\
 &= \sum_{j \in S_{k+2}} \frac{P(s_{k+2} = j, y_{k+1} | s_{k+1} = i, Y_{k+2:K-1})}{P(s_{k+2} = j, s_{k+1} = i, Y_{k+2:K-1})} \cdot P(Y_{k+2:K-1} | s_{k+1} = i, s_{k+2} = j) \cdot P(s_{k+2} = j, s_{k+1} = i).
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\beta_k(i) &= \sum_{j \in S_{k+2}} P(s_{k+2} = j, y_{k+1} | s_{k+1} = i) \cdot \beta_{k+1}(j) \\
&= \sum_{j \in S_{k+2}} \gamma_{k+1}(i, j) \cdot \beta_{k+1}(j).
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Đường bao điều kiện cho β tính toán theo công thức (2.8) và (2.10), việc quyết định giá trị của $\beta_{K-1}(j) = 1$ nếu lưới mã biết được là hoàn thành trạng thái cuối cùng, j , hoặc quyết định $\beta_{K-1}(j) = 1/|S_{K-1}|$ với $i = 0, \dots, |S_{K-1}| - 1$ nếu trạng thái cuối cùng không được biết và được giả định là bằng nhau. Cũng có thể sử dụng các giá trị cuối cùng khác nếu biết được phân bố hậu nghiệm của trạng thái cuối cùng. Giá trị đệ quy hướng về này tương tự như thuật toán Viterbi hướng về, ngược với phép tổng – tích là thay thế bằng phép cộng – so sánh – lựa chọn.

2.1.2. Giải mã dựa trên các ràng buộc mã

Các ràng buộc mã là các sự kiện xác suất mà được thỏa mãn khi đầu ra kênh là điều kiện đầu vào cho các từ mã đối với bất kỳ mã nào.

Trong quá trình tính toán thông tin hậu nghiệm, mật độ xác suất của một symbol (hoặc bit) thường được quan tâm hơn xác suất chuỗi tổng. Bởi vì tại thời điểm k nhất định, bất kỳ symbol (bit) cụ thể nào chỉ có một số hữu hạn khả năng xuất hiện. Trong khi đó nếu tính theo xác suất chuỗi tổng sẽ phức tạp hơn nhiều vì phải tìm kiếm toàn bộ chuỗi mà con số tìm kiếm tăng theo hàm mũ. Các ràng buộc cung cấp thông tin ngoại lai (*extrinsic information*) trên mỗi symbol (bit) đã biết với các symbol (bit) khác.

Trong giải mã lặp, thông tin của các ràng buộc mã trở thành thông tin ngoại lai. Còn giá trị xác suất tiên nghiệm (*A priori probability*) và xác suất kênh hợp thành thông tin “nội hàm” (*“intrinsic” information*), các thông tin này độc lập với các ràng buộc mã. Xác suất hậu nghiệm (*A posteriori probability*) có thể được phân tích như sau:

$$P_{app} = P_{x_k | \text{constraints}} \propto P_{x_k, \text{constraints}} = P_{intrinsic} \cdot P_{extrinsic} \triangleq P_{int} \cdot P_{ext}. \quad (2.15)$$

2.1.3. Nguyên lý của giải mã lặp

Giải mã lặp là một kỹ thuật sử dụng thuật toán giải mã đầu ra mềm được lặp lại nhiều lần trước khi cho kết quả giải mã cuối cùng. Quá trình lặp nhằm cải thiện xác suất lỗi của hệ thống mã hóa, với mục đích tiệm cận giải mã hợp lẽ cực đại MLD (*Maximum-Likelihood Decoding*) với độ phức tạp nhỏ hơn. Khi các mã sửa lỗi cũng được thiết kế và tăng số lần lặp để cải thiện xác suất lỗi.

Giải mã lặp xấp xỉ giá trị ML hoặc MAP cho mỗi tập hợp đầu vào là các ràng buộc mã với độ phức tạp mã thấp hơn nhiều. Giải mã lặp sử dụng thông tin mềm ngoại lai, cùng với thông tin mềm của kênh hoặc các thông tin nội hàm đã cho trong các lần lặp liên tiếp để tinh chỉnh các đánh giá mật độ xác suất (hay các giá trị LLR) của một bit hay symbol thu được. Thông tin mềm ngoại lai là kết quả tính toán phức tạp đã trình bày trong mục 2.1.1. Thông tin mềm gồm tích 3 tham số (3 giá trị xác suất): $\alpha_{k-1}(i)$ – trạng thái bắt đầu của nhánh, $\gamma_k(i,j)$ – trạng thái trên nhánh và $\beta_k(j)$ – trạng thái cuối cùng của nhánh (theo sơ đồ lưới). Dựa vào các thông tin ngoại lai của bộ giải mã khác đưa đến, bộ giải mã đang xét sẽ giải mã thông tin được chính xác với xác suất cao một cách thích đáng. Với việc kết hợp quá trình giải mã lặp giữa hai hay nhiều bộ giải mã (còn gọi là liên kết mã) thích hợp, giá trị xác suất có thể hội tụ về một phân bố xác suất cho các symbols đầu vào.

Theo phân tích ở trên và công thức (2.15), phân bố APP để tạo ra thông tin ngoại lai cho giải mã lặp là:

$$P_{app} = P_{x_k | Y_{0:K-1}} \propto P_{x_k, Y_{0:K-1}} = \underbrace{P_{x_k}}_{a \text{ priori}} \cdot \underbrace{P_{y_k | x_k}}_{channel} \cdot \underbrace{P_{Y_{0:k-1}, Y_{k+1:K-1} | x_k, y_k}}_{extrinsic}. \quad (2.16)$$

intrinsic

Giá trị $(P_{x_k|Y_{0:K-1}} \propto P_{x_k, Y_{0:K-1}})$ trong công thức (2.16) có thể hiểu đơn giản là trung bình hóa bởi phân bố xác suất $P_{Y_{0:K-1}}$ không thay đổi trong quyết định cuối cùng cho x_k . Nhóm 3 số hạng phải tương ứng là thông tin tiên nghiệm (thông tin đầu vào) phản ánh thông tin về đầu vào thay đổi hoặc thông tin mềm được chấp nhận từ các bộ giải mã (liên kết) khác. Số hạng thứ hai là các thông tin kênh được lấy từ bộ thu, thường là biểu thị của các symbol thu được giống nhất với các symbol được truyền đi. Giá trị cuối trong công thức trên là thông tin được giữ lại từ tất cả trước đó không tính đến thông tin hậu nghiệm và thông tin kênh hiện tại (tại thời điểm k). Giá trị cuối cùng này có thể sử dụng để xuất ra thông tin mềm cho các bộ giải mã (liên kết) khác liên quan tới x_k . Đây là thông tin ngoại lai và trở thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải mã khác trong giải mã lặp.

Với giải mã lần đầu, giá trị tiên nghiệm ban đầu thường là một phân bố đều trong giải mã lặp. Tuy nhiên, nó có thể thay thế bởi ước lượng chọn lọc cho mỗi giai đoạn của giải mã lặp. Còn các giá trị phân bố của kênh thông tin vẫn giữ nguyên. Thông thường các bit/symbol theo thứ tự ra là khác nhau cho hai bộ giải mã có liên quan với nhau. Điều này phản ánh thực tế là có sự sắp xếp phân bố lại vị trí của một cụm lỗi trên kênh. Do đó cho các thông tin mềm tốt hơn từ liên kết ít bị ảnh hưởng bởi các cụm lỗi này được chia sẻ với các cụm khác.

Để cho thuận tiện, hàm Log- Likelihood được sử dụng thay vì hàm xác suất của chính nó. Khi đó (2.16) trở thành:

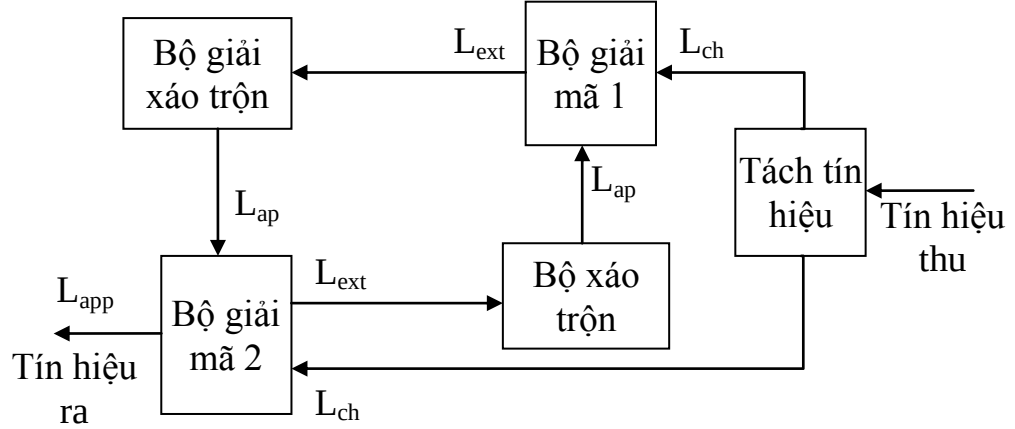
$$L_{x_k, Y_{0:K-1}} = L_{x_k} + L_{y_k|x_k} + L_{Y_{0:K-1}Y_{k+1:K-1}|x_k, y_k}. \quad (2.17)$$

$$L_{x_k, Y_{0:K-1}} = L_{a \text{ priori}} + L_{channel} + L_{extrinsic}. \quad (2.18)$$

Nếu $L_{x_k, Y_{0:K-1}}$ (xác suất hậu nghiệm APP) được tính toán hay lấy xấp xỉ bằng bộ giải mã. Khi đó thông tin ngoại lai cho bộ giải mã khác có thể tính

đơn giản bằng cách lấy giá trị $L_{x_k, Y_{0:K-1}}$ trừ đi giá trị $L_{channel}$ và $L_{a\ priori}$. Các giá trị “ L ” có thể thay thế bởi giá trị “ LLR ” cho giải mã bit. Thông tin ngoại lai được viết lại là:

$$L_{extrinsic} = L_{x_k, Y_{0:K-1}} - L_{a\ priori} - L_{channel}. \quad (2.19)$$



Hình 2-1: Giải mã lặp với hai bộ giải mã.

Giải mã lặp với 2 bộ giải mã sử dụng APP (được minh họa tại Hình 2.1) sẽ truyền thông tin thông qua các giá trị γ . Các giá trị α và β được tính toán từ tập giá trị $\gamma_k(i, j)$ cuối cùng cho mỗi vòng lặp giải mã APP liên tiếp với các điều kiện đầu đã cho. Giá trị ngoại lai L_{ext} này sẽ trở thành tiên nghiệm L_{ap} cho bộ giải mã tiếp theo sau khi qua bộ xáo trộn/giải xáo trộn.

2.2. Xây dựng sơ đồ hệ thống BICM-ID OFDM dựa trên kỹ thuật tái sử dụng CP

2.2.1. Sơ đồ khối hệ thống

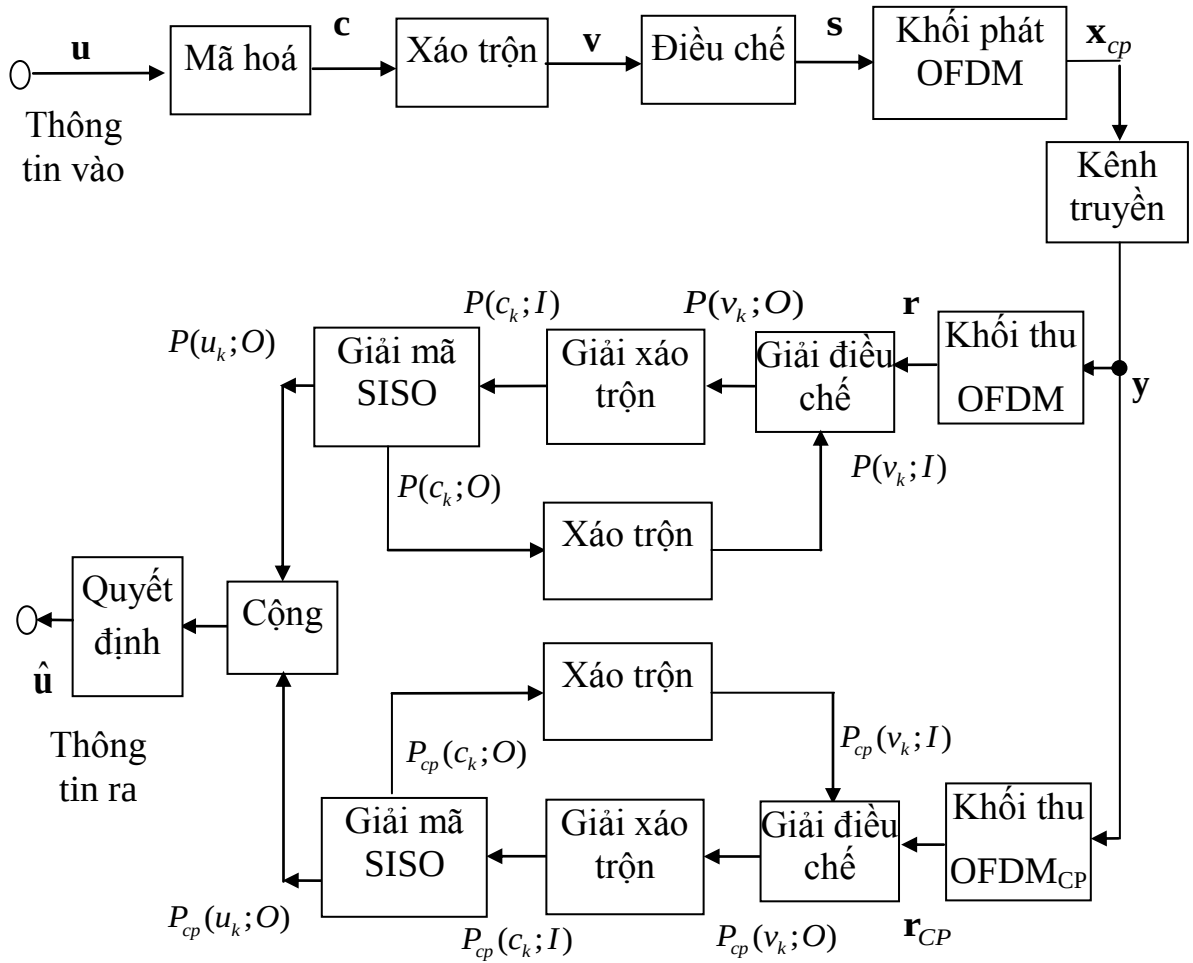
Trong biểu thức (2.18), thông tin hậu nghiệm cho giá trị x_k chấp nhận thông tin ngoại lai từ các bộ giải khác. Chính vì vậy, khi có các thông tin ngoại lai bổ sung sẽ giúp cho quá trình giải lặp được chính xác hơn. Như đã trình bày ở mục 1.3.3, khoảng bảo vệ CP là bản sao của đoạn cuối ký tự OFDM. Điều này đồng nghĩa nếu khai thác được thông tin nằm ở hai thành

phần này (thành phần CP và thành phần cuối ký tự OFDM) thì sẽ có thêm thông tin ngoại lai bổ sung cho quá trình giải lắp.

Đối với kênh truyền vô tuyến có đặc điểm là luôn luôn biến động, có những thời điểm khi gặp điều kiện xấu, hệ số kênh truyền có phân bố Rayleigh, nhưng có những thời điểm kênh tốt, hệ số kênh truyền có thể có phân bố Rice hoặc thậm chí có điều kiện thuận lợi thì có thể đạt trạng thái kênh Gauss. Mặt khác, khi thiết kế hệ thống OFDM, khoảng bảo vệ của hệ thống được chọn theo chuẩn cố định và thông thường là dài hơn trải trễ của kênh nên vẫn có một lượng thông tin trong khoảng bảo vệ không bị ảnh hưởng của symbol OFDM khác. Cho nên có thể sử dụng lượng thông tin có ích này vì chúng vẫn mang thông tin và mặt khác chúng có tính phân tập về thời gian, có lợi trong giải mã khi có thông tin ngoại lai bổ sung.

Từ những cơ sở trên, với mục đích tận dụng thông tin kênh truyền nằm trong CP, sơ đồ hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP được đề xuất ở Hình 2.2. Hoạt động của sơ đồ này về cơ bản là giống sơ đồ BICM-ID truyền thống. Từ Hình 2.2 chỉ ra, thông tin đầu vào $\mathbf{u}$ được mã hoá thành thông tin $\mathbf{c}$, sau đó được xáo trộn thành thông tin $\mathbf{v}$. Các thông tin $\mathbf{v}$ này sau khi qua khối điều chế được tập các tín hiệu $\mathbf{s}$ để từ đó đưa đến khối phát OFDM. Khối phát OFDM sẽ thực hiện các biến đổi IFFT, tổng hợp thành các symbol OFDM. Symbol OFDM này được thêm thành phần tiền tố vòng CP tạo thành tập tín hiệu $\mathbf{x}_{cp}$ đầy đủ phát đi trên kênh.

Các thông tin sau khi qua kênh truyền, tại phía thu nhận được các symbol OFDM $\mathbf{y}$ bao gồm đầy đủ thành phần CP. Các symbol thu này được chia làm hai nhánh 1 và 2. Nhánh 1 đưa đến khối thu OFDM để *loại bỏ CP* như thông thường. Nhánh 2 đưa đến khối thu OFDM_{CP}, khối này thực hiện việc *lấy đoạn CP và thay thế vào đoạn thông tin tương ứng với đoạn CP nằm trong phần thân* của symbol OFDM.



Hình 2-2: Sơ đồ khối hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP.

Ý nghĩa các ký hiệu trên Hình 2.2 thể hiện như sau:

- $P(v_k; O)$; $P_{cp}(v_k; O)$: thông tin ngoại lai, lối ra giải điều chế nhánh 1; nhánh 2 (nhánh CP).
- $P(c_k; O)$; $P_{cp}(c_k; O)$: thông tin ngoại lai, lối ra giải mã nhánh 1; nhánh 2.
- $P(v_k; I)$; $P_{cp}(v_k; I)$: thông tin tiên nghiệm, lối vào giải điều chế nhánh 1; nhánh 2.
- $P(c_k; I)$; $P_{cp}(c_k; I)$: thông tin tiên nghiệm, lối vào giải mã nhánh 1; nhánh 2.
- $P(u_k; O)$; $P_{cp}(u_k; O)$: xác suất hậu nghiệm, lối ra giải mã nhánh 1; nhánh 2.

Hoạt động của nhánh 1 và nhánh 2 song song và độc lập với nhau. Trên nhánh 1, symbol OFDM được thực hiện FFT để được các tín hiệu thu $\mathbf{r}$, tín

hiệu thu này được đưa đến khối giải điều chế mềm để tính số đo bit. Số đo bit này thông qua bộ giải xáo trộn thành thông tin tiên nghiệm cho bộ SISO để tính giá trị thông tin hậu nghiệm và thông tin ngoại lai. Thông tin ngoại lai sau khi qua bộ xáo trộn trở thành thông tin tiên nghiệm cho khối giải điều chế mềm để tính lại số đo bit cho vòng lặp tiếp theo. Thông tin hậu nghiệm nhánh 1 sau mỗi một vòng lặp được đưa đến khối Cộng, khối này cộng dồn các giá trị hậu nghiệm của cả hai nhánh sau mỗi vòng lặp. Tương tự trên, tín hiệu thu ở nhánh 2 qua khối OFDM_{CP} thu được $\mathbf{r}_{cp}$, tín hiệu này cũng được giải lặp như trên, các thông tin hậu nghiệm được đưa đến khối Cộng để cộng với nhánh 1 sau mỗi vòng lặp.

Sau một số vòng lặp, các thông tin hậu nghiệm tổng sẽ được đưa tới bộ quyết định để tạo thành thông tin ra.

2.2.2. Cơ sở tính toán

Chuỗi k bit đầu vào $\mathbf{u}=[u^1, u^2 \dots u^k]$ được đưa tới bộ mã hoá chập tỷ lệ mã k/n , đầu ra bộ mã hoá sẽ là nhóm n bit mã $\mathbf{c}=[c^1, c^2 \dots c^n]$. Thay cho việc hoán vị các symbol như trong các hệ thống hoán vị symbol thông thường, bộ xáo trộn thực hiện việc hoán vị các bit sau mã hoá tạo thành các nhóm bit: $\mathbf{v}_i = (v_i^1, v_i^2, \dots, v_i^m)$ với $m = \log_2 M$, $i = 1, 2, \dots, n/m$, nhóm bit này được đưa đến khối OFDM và được chia thành N luồng dữ liệu song song $\mathbf{s}[q] = [s_0[q], s_1[q], \dots, s_{N-1}[q]]^T$ với q là chỉ số của một symbol OFDM trong chuỗi OFDM phát đi và véc tơ $\mathbf{s}[\cdot]^T$ là véc tơ chuyển vị của $\mathbf{s}[\cdot]$. Sau đó, N luồng dữ liệu song song được điều chế bởi bộ điều chế (M-QAM) được một véc tơ phức $\mathbf{X}[q] = [X_0[q], X_1[q], \dots, X_{N-1}[q]]^T$, rồi véc tơ $\mathbf{X}[q]$ được đưa đến khối IFFT N điểm, kết quả ta được một véc tơ trên miền thời gian

$\mathbf{x}[q] = [x_0[q], x_1[q], \dots, x_{N-1}[q]]^T$, véc tơ này được chèn thêm tiền tố vòng ở khối chèn CP với độ dài G ta được:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{cp}[q] &= [x_{N-G}[q], x_{N-G+1}[q], \dots, x_{N-1}[q], x_0[q], x_1[q], \dots, x_{N-G}[q], \dots, x_{N-1}[q]]^T \\ &= [x_{cp(0)}[q], x_{cp(1)}[q], \dots, x_{cp(G-1)}[q], x_{cp(G)}[q], x_{cp(G+1)}[q], \dots, x_{cp(N+G-1)}[q]]^T\end{aligned}$$

Gọi véc tơ hàm truyền của kênh là $\mathbf{h}[q] = [h_0[q], h_1[q], \dots, h_{D-1}[q]]^T$ với D là trễ lớn nhất của kênh truyền ($D \leq G$), véc tơ nhiễu Gauss là $\mathbf{z}$, véc tơ tín hiệu thu được sẽ được viết như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} * \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{z}. \quad (2.20)$$

Để khai triển (2.20) một cách cụ thể, ta chia làm hai trường hợp kênh.

***) Với kênh Gauss**, hàm truyền của kênh $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_D] = 1$, do đó ta có:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{z}. \quad (2.21)$$

Hay:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} x_{cp(0)} \\ x_{cp(1)} \\ \dots \\ x_{cp(N+G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ \dots \\ z_{N+G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Tại phía thu, tín hiệu cho trong (2.22) được chia làm hai nhánh, nhánh đầu tiên sẽ thực hiện loại bỏ CP như bình thường nên ta có:

$$\mathbf{y}' = \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \dots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{cp(G)} \\ x_{cp(G+1)} \\ \dots \\ x_{cp(N+G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_G \\ z_{G+1} \\ \dots \\ z_{N+G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Nhánh thứ 2 sẽ lấy đoạn CP và thay thế vào G vị trí cuối cùng, chú ý rằng:

$$[x_{cp(0)}[q], x_{cp(1)}[q], \dots, x_{cp(G-1)}[q]]^T = [x_{cp(N-G)}[q], x_{cp(N-G+1)}[q], \dots, x_{cp(N+G-1)}[q]]^T.$$

Từ đó ta có:

$$\mathbf{y}'_{cp} = \begin{bmatrix} y_{cp(0)} \\ y_{cp(1)} \\ \dots \\ y_{cp(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{cp(G)} \\ x_{cp(G+1)} \\ \dots \\ x_{cp(N-G-1)} \\ x_{cp(0)} \\ \dots \\ x_{cp(G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_G \\ z_{G+1} \\ \dots \\ z_{N-G-1} \\ z_0 \\ \dots \\ z_{G-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{cp(G)} \\ x_{cp(G+1)} \\ \dots \\ x_{cp(N-G-1)} \\ x_{cp(N-G)} \\ \dots \\ x_{cp(N+G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_G \\ z_{G+1} \\ \dots \\ z_{N-G-1} \\ z_0 \\ \dots \\ z_{G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

So sánh (2.24) và (2.23) ta có thể thấy rằng hai véc tơ thu được có sự sai khác về nhiều Gauss độc lập, do đó ta có thêm thông tin của kênh trong giải mã lặp.

***) Với kênh pha-đỉnh, ta có:**

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} * \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{z} = \begin{bmatrix} x_{cph(0)} \\ x_{cph(1)} \\ \dots \\ x_{cph(N+G+D-2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ \dots \\ z_{N+G+D-2} \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Trong đó, các giá trị $x_{cph(k)}$ là các kết quả của phép tính tích chập của $\mathbf{h} * \mathbf{x}_{cp}$:

$$x_{cph(k)} = \sum_{i=0}^{N+G+D-2} x_{cp(i)} \cdot h_{k-i}. \quad (2.26)$$

Trong (2.25), véc tơ nhận được có độ dài là $N+G+D-1$ là do các thành phần tín hiệu đa đường đến trễ, do đó, khi loại bỏ bớt các thành phần này ($D-1$ đoạn cuối cùng) ta có:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} x_{cph(0)} \\ x_{cph(1)} \\ \dots \\ x_{cph(N+G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ \dots \\ z_{N+G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Thực hiện tương tự như trong trường hợp kênh Gauss, tín hiệu cho trong (2.27) được chia làm hai nhánh, nhánh đầu tiên sẽ thực hiện loại bỏ CP như bình thường:

$$\mathbf{y}' = \begin{bmatrix} x_{cph(G)} \\ x_{cph(G+1)} \\ \dots \\ x_{cph(N+G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_G \\ z_{G+1} \\ \dots \\ z_{N+G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Nhánh thứ 2 sẽ lấy đoạn CP và thay thế vào G vị trí cuối cùng:

$$\mathbf{y}'_{cp} = \begin{bmatrix} y_{cp(0)} \\ y_{cp(1)} \\ \dots \\ y_{cp(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{cph(G)} \\ x_{cph(G+1)} \\ \dots \\ x_{cph(N-G-1)} \\ x_{cph(0)} \\ \dots \\ x_{cph(G-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_G \\ z_{G+1} \\ \dots \\ z_{N-G-1} \\ z_0 \\ \dots \\ z_{G-1} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Ta thấy rằng, giá trị của đoạn CP trong (2.29) không thể thay thế như trong trường hợp kênh Gauss trong biểu thức (2.24) vì có tác động của pha-đỉnh, tuy nhiên ta vẫn có giá trị nhiễu độc lập Gauss. Mặt khác, ở các trường hợp thay CP đã nêu trên thì ta thay cả đoạn CP, nếu thay chỉ một phần của đoạn CP thì sẽ có phần không bị ảnh hưởng của pha-đỉnh và khi đó cho kết quả tốt. Vấn đề đặt ra ở đây là sử dụng đoạn CP với độ dài bao nhiêu là phù hợp cho từng loại kênh? Vì vậy, các khảo sát sẽ được chỉ ra trong phần sau.

Các véc tơ thu được $\mathbf{y}'$ và $\mathbf{y}'_{cp}$ (trong cả trường hợp có và không có pha-đỉnh) sau khi tiến hành FFT được các tín hiệu thu là $\mathbf{r}$ và $\mathbf{r}_{cp}$ sau đó đưa đến phần giải lậ của sơ đồ BICM -ID tại đầu thu để thực hiện thuật toán giải mã quyết định mềm.

Xét nhánh 1, ở vòng lặp đầu tiên, với tín hiệu thu $\mathbf{r}$, giá trị số đo bit (metric) cho m bit mã là:

$$\lambda(v_k = b) = \log p(r | v_k = b) \sim \log \sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i). \quad (2.30)$$

Trong (2.30), S_b^k là tập con của tập tín hiệu S , gồm các symbol với bit thứ k có giá trị là b , $b = \{0,1\}$. $p(r | s_k)$ là hàm mật độ xác suất của tín hiệu thu r và tín hiệu truyền s_k . Với ký hiệu $\sim$ được hiểu là phép thay thế tương đương và trên thực tế, phép tính tổng logarit trên có thể tính gần đúng bằng tra bảng hoặc phép xấp xỉ sau:

$$\log \sum_j a_j \approx \max_j \log(a_j). \quad (2.31)$$

Khi đó, xác suất hậu nghiệm cho các bit mã có thể được tính bằng:

$$P(v_k = b | r) \sim \sum_{s_i \in S_b^k} p(s_i | r) \sim \sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i) \cdot P(s_i). \quad (2.32)$$

So sánh giữa (2.30) và (2.32) ta cần quan tâm đến giá trị xác suất tiên nghiệm $P(s_i)$.

Trong vòng lặp đầu tiên, với giả thiết xác suất truyền các tín hiệu s_i là như nhau (giả thiết giá trị ban đầu của thông tin tiên nghiệm), các số đo bit tính được sau bộ giải điều chế là các giá trị xác suất, nó đóng vai trò là thông tin ngoại lai (*extrinsic information*), qua bộ giải xáo trộn trở thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải mã SISO. Trên cơ sở đó, bộ giải mã SISO sẽ tính được xác suất hậu nghiệm (APP) và qua vòng hồi tiếp trở thành thông tin tiên nghiệm cho bộ giải điều chế để tính lại số đo bit. Với bộ xáo trộn lý tưởng, m bit trong một symbol có thể coi như độc lập với nhau, thông tin tiên nghiệm cho các tín hiệu s_i được tính như sau:

$$P(s_i) = P(v_1(s_i), \dots, v_m(s_i)) = \prod_{k=1}^m P(v_k = v_k(s_i); I). \quad (2.33)$$

trong đó, $v_k(s_i) \in \{0,1\}, 1 \leq k \leq m$ là giá trị của bit thứ k trong tín hiệu s_i .

Từ (2.32) và (2.33) có thể tính được thông tin ngoại lai cho vòng lặp tiếp như sau:

$$\begin{aligned}
P(v_k = b; O) &= \frac{P(v_k = b | r)}{P(v_k = b; I)} = \frac{\left(\sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i) P_{cp}(s_i) \right)}{P(v_k = b; I)} \\
&= \sum_{s_i \in S_b^k} p(r | s_i) \prod_{i \neq k} P(v_j = v_j(s_i); I).
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Tương tự, ở vòng lặp đầu tiên, số đo bit nhánh 2 được tính bằng:

$$\lambda_{cp}(v_k = b) = \log p(r_{cp} | v_k = b) \sim \log \sum_{s_i \in S_b^k} p(r_{cp} | s_i). \tag{2.35}$$

Khi đó, xác suất hậu nghiệm cho các bit mã có thể được tính bằng:

$$P(v_k = b | r_{cp}) \sim \sum_{s_i \in S_b^k} p(s_i | r_{cp}) \sim \sum_{s_i \in S_b^k} p(r_{cp} | s_i) \cdot P(s_i). \tag{2.36}$$

Số đo bit cho vòng lặp tiếp theo được tính như sau:

$$\begin{aligned}
P_{cp}(v_k = b; O) &= \frac{P(v_k = b | r_{cp})}{P(v_k = b; I)} = \frac{\left(\sum_{s_i \in S_b^k} p(r_{cp} | s_i) P(s_i) \right)}{P(v_k = b; I)} \\
&= \sum_{s_i \in S_b^k} p(r_{cp} | s_i) \prod_{i \neq k} P(v_j = v_j(s_i); I)
\end{aligned} \tag{2.37}$$

Các giá trị thông tin hậu nghiệm được tính trong (2.32) và (2.36) sau mỗi vòng lặp sẽ được cộng lại ở bộ Cộng, sau một số vòng lặp sẽ được đưa đến bộ quyết định để được thông tin ra.

Các sơ đồ BICM-ID trong thực tế chủ yếu sử dụng sơ đồ giải mã quyết định mềm và giải điều chế mềm theo thuật toán Log-MAP. Để đơn giản hơn, hàm Jacobian được sử dụng để biến thuật toán Log-MAP thành thuật toán Max-Log-MAP như trong (2.31), khi đó các tính toán sẽ giảm bớt sự phức tạp.

Trong sơ đồ Hình 2.2 được mô tả với trường hợp cả 2 phía phát và phía thu thực hiện truyền dẫn từng symbol một. Với trường hợp truyền dẫn nhiều symbol trong một lần truyền, nhánh 2 phía thu sẽ thực hiện thay thế CP của từng symbol để thực hiện việc lặp nhằm thu được lượng thông tin ngoại lai

trao đổi là lớn nhất. Đồng thời việc này cũng giúp cho việc đánh giá sự chồng lấp giữa các symbol OFDM (ISI) có tính thực tế hơn trong mô phỏng kênh pha-đỉnh. Việc đánh giá này được cho tại mục kết quả mô phỏng tiếp theo.

2.3. Kết quả mô phỏng đánh giá chất lượng hệ thống BICM-ID OFDM dựa trên kỹ thuật tái sử dụng CP

Trong mục 1.1.3.2 của luận án đã đề cập đến các bản mô tả phân bố công suất trễ của kênh PDP (*Power Delay Profile*). PDP là các thống kê về quan hệ giữa các giá trị công suất trung bình thu được tại các thời gian trễ khác nhau (so với công suất tín hiệu đến sớm nhất). Giải thích chi tiết cho các bản PDP được trình bày trong Bảng 2.2 dưới đây. Như vậy, khi truyền dẫn nhiều symbol OFDM trên kênh pha-đỉnh đa đường TDL, các symbol OFDM phía trước sẽ chồng lấn sang symbol kế tiếp. Độ dài chồng lấn (thời gian) tối thiểu thông thường dài hơn độ trễ cực đại của kênh. Với cách xác định theo [26], được chỉ ra trong chú thích Bảng 2.2, độ trễ của kênh là 14 mẫu IFFT (chiếm 14/64: 22%CP). Như vậy, đoạn đầu CP của các symbol OFDM này bị chồng lấn của symbol OFDM phía trước, đoạn cuối của CP sẽ không bị chồng lấn. Điều này có nghĩa khi sử dụng lại CP thì lấy đoạn CP sau sẽ có lợi hơn.

Dựa trên thông tin thu được, phần giải lặp thực hiện tính số đo bit, giải xáo trộn/xáo trộn và giải mã SISO. Phần này phụ thuộc nhiều yếu tố, trong đó có cấu trúc của bộ xáo trộn và giải xáo trộn (được trình bày cụ thể trong mục 3.3.1). Với cấu trúc bộ xáo trộn và giải xáo trộn khác nhau cùng với tác động của pha-đỉnh, việc xác định ảnh hưởng cụ thể của bộ xáo trộn trong phần giải lặp cũng rất khó khăn.

Chính vì vậy, việc xác định giá trị CP nào là tốt cho hệ thống tái sử dụng CP bằng giải tích là rất khó khăn do các tác động của kênh pha-đỉnh và quá trình xáo trộn trong quá trình giải lặp. Cho nên, trong phần này, luận án

sẽ khảo sát hệ thống bằng mô phỏng với độ dài CP khác nhau nhằm tìm ra độ dài CP thích hợp nhất cho hệ thống đề xuất trên kênh pha-đỉnh đa đường.

2.3.1. Các tham số mô phỏng cho hệ thống

Hệ thống ở trên Hình 2.2 được mô phỏng bằng phần mềm MATLAB, sử dụng các tham số dựa trên tham số của hệ thống LTE [10] được cho cụ thể tại Bảng 2.1. Bộ xáo trộn sử dụng là bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE (ký hiệu trong mô phỏng là: *LTE-Inter*). Bộ điều chế sử dụng tập ánh xạ tối ưu Optimum (còn được gọi là: *M16a*) trong [64]. Tham số của OFDM được lấy theo [11] và cũng được trình bày chi tiết trong Bảng 2.1.

Bảng 2.1: Tham số mô phỏng cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP

Tên tham số	Giá trị
Loại mã hoá kênh	Mã chập
Tỷ lệ mã hóa (<i>coderate</i>)	1/3
Độ dài ràng buộc (<i>constraint length</i>)	7
Tham số bộ mã chập	[133, 171, 165]
Dạng và số mức điều chế	16QAM
Tập ánh xạ điều chế	Optimum (<i>M16a</i>)
Kỹ thuật xáo trộn	<i>LTE-Inter</i>
Tham số OFDM (Tiền tố vòng mở rộng - <i>Extended cyclic prefix</i>)	
Độ rộng băng thông (Channel Bandwidth)	3MHz
Khoảng cách tần số giữa các sóng mang con	$\Delta f = 15$ kHz
Số sóng mang con/symbol OFDM (N_{fft})	256 (sóng mang con)
Số thành phần của một symbol OFDM chưa có CP (mẫu IFFT – miền thời gian)	256 (mẫu)
Độ dài CP (mẫu IFFT – miền thời gian)	64 (mẫu)
Số thành phần của một symbol OFDM đầy đủ (mẫu IFFT – miền thời gian)	320 (mẫu)

Kênh truyền để đánh giá sử dụng kênh Gauss và kênh pha-đỉnh đa đường theo mô hình kênh TDL (Tapped Delay Line) trong [26] (có tác động đồng thời của tap âm Gauss), tham số kênh thay đổi sau mỗi 2 symbol OFDM, với số vòng giải lặp trong hệ thống thu là 6 vòng. Tham số cụ thể của kênh pha-đỉnh đa đường được lấy như trong Bảng 2.2. Trong Bảng 2.2, hàng đầu biểu thị thời gian trễ tương đối giữa các tia đến sau so với tia đầu tiên (tia thứ nhất). Hàng thứ hai (hàng thứ năm) biểu thị công suất trung bình tương đối của các tia (*Tap*) sau giảm so với tia (*Tap*) đầu tiên. Ví dụ tia thứ 3 có độ trễ (đến sau) so với tia thứ nhất là 800ns, có công suất trung bình nhỏ hơn tia thứ nhất là 4,9dB. Để xác định các giá trị của hàng thứ ba, tư và năm, sử dụng phương pháp làm tròn theo [26] (*rounding*) nhận được 6 *Tap* với độ trễ và công suất tương ứng ở hàng thứ tư và thứ năm. Giá trị trễ của *Tap* được tính bằng làm tròn giá trị thời gian trễ tương đối chia cho giá trị thời gian một mẫu IFFT (hàm *round*). Trong đó, giá trị một mẫu IFFT bằng thời gian của symbol OFDM chia cho số mẫu IFFT của symbol OFDM đó. Trong trường hợp này giá trị thời gian một mẫu IFFT là 260,416ns.

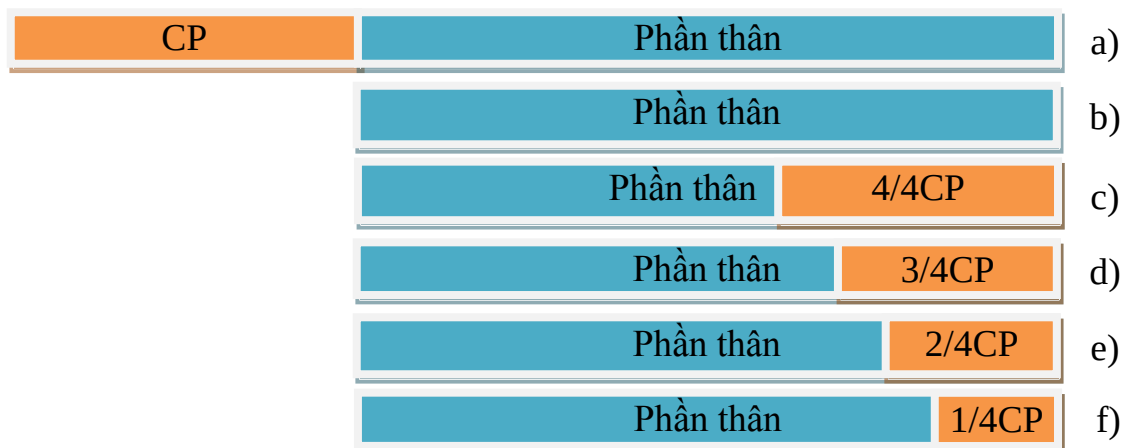
Bảng 2.2: Các điều kiện truyền dẫn pha-đỉnh đa đường mô hình bộ hành B của ITU [65]

Thời gian trễ tương đối (ns)	0	200	800	1200	2300	3700
Công suất trung bình tương đối (dB)	0	- 0,9	- 4,9	- 8,0	- 7,8	- 23,9
Số các <i>Tap</i> theo mô hình kênh TDL	1	2	3	4	5	6
Độ trễ của <i>Tap</i> (tính bằng mẫu IFFT, băng thông 3MHz, CP mở rộng)	0	1	3	5	9	14
Công suất trung bình của <i>Tap</i> (dB)	0	- 0,9	- 4,9	- 8,0	- 7,8	- 23,9

Thay thế CP:

Xét khối thu OFDM trong Hình 2.2, tín hiệu thu y vẫn đầy đủ cả symbol OFDM (bao gồm phần CP và phần thân như Hình 2.3a). Tín hiệu này

được đưa vào 2 khối thu OFDM: OFDM và OFDM_{CP}. Khối OFDM (nhánh 1) thực hiện loại bỏ phần CP như thông thường và lấy phần thân để thực hiện FFT (Hình 2.3b). Khối OFDM_{CP} (nhánh 2) sẽ tách lấy đoạn CP và thay thế đoạn CP này vào đoạn tương ứng nằm trong phần thân (đây chính là đoạn đã sao chép trước khi phát đi) như ở Hình 2.3c, sau đó mới thực hiện FFT. Do đặc điểm truyền dẫn trên kênh đa đường, symbol OFDM sau có thể bị chồng lấn lên đoạn CP bởi các tín hiệu bị trễ của symbol OFDM liền kề trước. Chính vì vậy, việc lấy độ dài đoạn CP để thay thế vào phần thân hợp lý sẽ cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP đạt hiệu quả. Độ dài của đoạn CP thay thế có thể lấy là cả đoạn CP (4/4CP), 3/4CP, 2/4CP hay 1/4CP như minh họa ở Hình 2.3c, d, e, f, hoặc có thể lấy đến 1/8CP, 1/16CP. Tuy nhiên, việc chia quá nhỏ CP sẽ khó thực hiện trong thực tế.



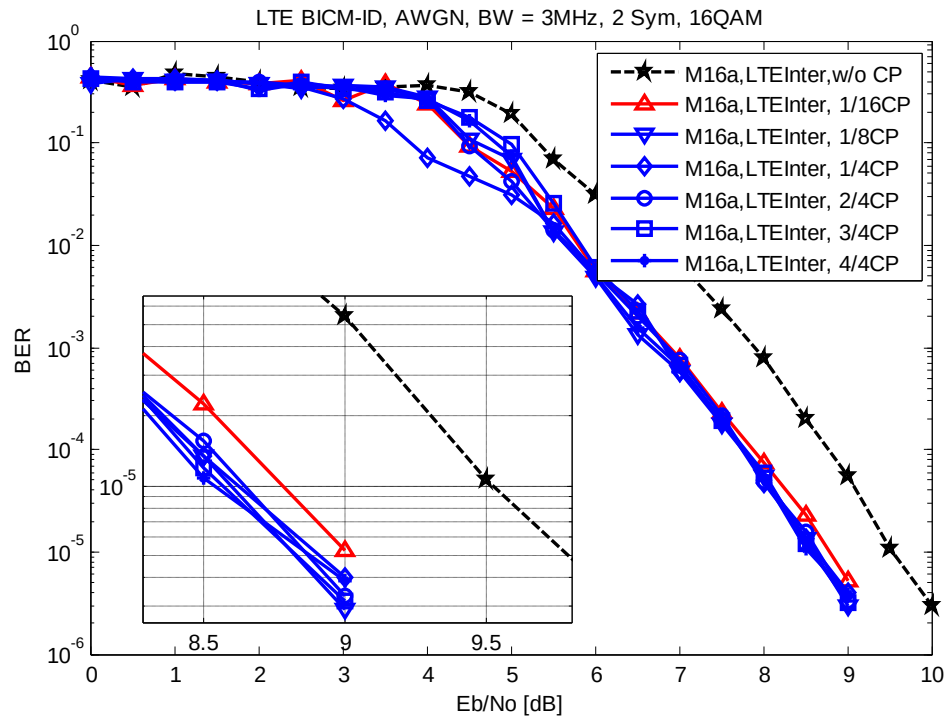
Hình 2-3: Minh họa các đoạn CP được dùng để tái sử dụng.

2.3.2. Các kết quả mô phỏng

Để đánh giá được bản chất của hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP, đầu tiên hệ thống được mô phỏng trên kênh Gauss với tập ánh xạ M16a, kết quả mô phỏng cho trong Hình 2.4.

Theo kết quả trên hình này, đường hình ngôi sao nét đứt là BER của hệ thống BICM-ID OFDM thông thường được mô phỏng theo sơ đồ Hình 1.13 (sau này gọi tắt là hệ thống thông thường). Các đường BER còn lại là của hệ

thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP (gọi tắt là hệ thống tái sử dụng CP) theo Hình 2.2 với độ dài đoạn CP sử dụng lại là 1/16CP, 1/8CP, 1/4CP, 2/4CP, 3/4CP và cả đoạn CP (4/4CP) tương ứng như chú thích trên hình.



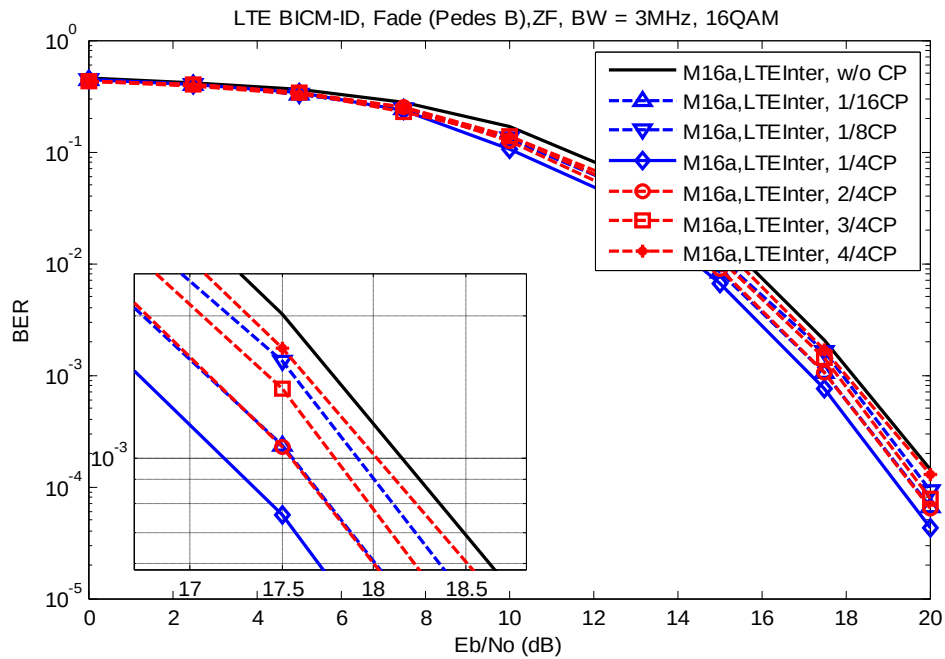
Hình 2-4: So sánh hệ thống tái sử dụng CP so với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh Gauss, băng thông 3MHz, xáo trộn LTE.

Như vậy, với cùng bộ xáo trộn khối của LTE, kết quả mô phỏng trên cho thấy hệ thống tái sử dụng CP cho kết quả tốt hơn hệ thống thông thường và có độ lợi *xấp xỉ 1dB* ở các giá trị $BER=10^{-3}$, $BER=10^{-4}$, $BER=10^{-5}$ (vì chúng đều chạy song song với nhau) với các độ dài đoạn CP sử dụng lại khác nhau. Các đường tỷ lệ lỗi bit (đường BER) của hệ thống tái sử dụng CP đều nằm dưới đường BER của hệ thống thông thường. Các đường này đi song song với nhau, điều đó cho thấy việc khai thác thông tin trong CP sử dụng phân giải lặp rất tốt của hệ thống tái sử dụng CP. Kết quả này cho thấy với cách sử dụng độ dài các đoạn CP khác nhau không ảnh hưởng đến chất lượng (đường BER như nhau) của hệ thống tái sử dụng CP vì đây là kênh Gauss.

Các đoạn CP đều không bị chồng lấp với symbol khác (không có ISI) nên chất lượng hệ thống sử dụng độ dài các đoạn CP khác nhau là như nhau. Theo kết quả này, hiệu quả hệ thống tái sử dụng CP với độ dài CP sử dụng lại là $1/16\text{CP}$ có chất lượng kém hơn một chút. Với độ dài CP sử dụng lại khác đều cho kết quả như nhau, điều này có thể tận dụng trong trường hợp kênh pha-đỉnh. Đó là có thể sử dụng độ dài ngắn hơn ($1/4\text{CP}$, $1/8\text{CP}$ cuối) là đủ đem lại hiệu quả nếu trong trường hợp các đoạn CP phía trước bị ISI. Nguyên nhân là với chiều dài (về thời gian) của cả đoạn CP là bằng $1/4$ của đoạn thân, với băng tần 3MHz cả đoạn CP dài 64 mẫu IFFT (miền thời gian). Do đó, với độ dài $1/8\text{CP}$ tương đương 8 mẫu IFFT, độ dài đoạn bit tương ứng cho giải mã khoảng 22 bit ($8 \times 4 \text{ (bit/symbol QAM)} \times 180/256 \text{ (tỷ lệ sóng mang sử dụng)}$). Trong khi đó, với bộ mã chập đang xét có độ dài ràng buộc là 7, điều đó có nghĩa độ dài đoạn bit của $1/8\text{CP}$ đã dài hơn chiều dài sự kiện lỗi tương ứng với khoảng cách tự do của mã chập đang xét. Khi giá trị E_b / N_0 đủ lớn, trường hợp có sự kiện lỗi xảy ra (khi giá trị E_b / N_0 lớn dần thì lỗi xuất hiện ngắn đi) với độ dài này đã đủ để bộ giải mã sửa lỗi. Và vì vậy, nếu sử dụng CP dài hơn thì hiệu quả cũng không cao hơn. Do đó các đường BER của hệ thống tái sử dụng CP với các độ dài khác nhau là như nhau. Với độ dài $1/16\text{CP}$, tương đương đoạn bit giải mã khoảng 11 bit, chỉ lớn hơn một chút độ dài ràng buộc của mã. Mặt khác hệ thống dùng giải lặp mã lặp thông qua các bộ xáo trộn/giải xáo trộn nên khi có sự kiện lỗi xảy ra thì các bit liền kề trước và sau bit lỗi sẽ bị ảnh hưởng. Vì vậy độ dài 11 bit là chưa đủ để sửa hoàn toàn các lỗi. Cho nên hiệu quả của hệ thống tái sử dụng CP dùng độ dài $1/16\text{CP}$ sẽ kém một chút so với việc dùng độ dài khác, điều đó phù hợp với kết quả mô phỏng.

Để khẳng định hiệu quả của sơ đồ BICM-ID OFDM tái sử dụng CP đề xuất, các kết quả mô phỏng hệ thống này trên kênh pha-đỉnh đa đường theo

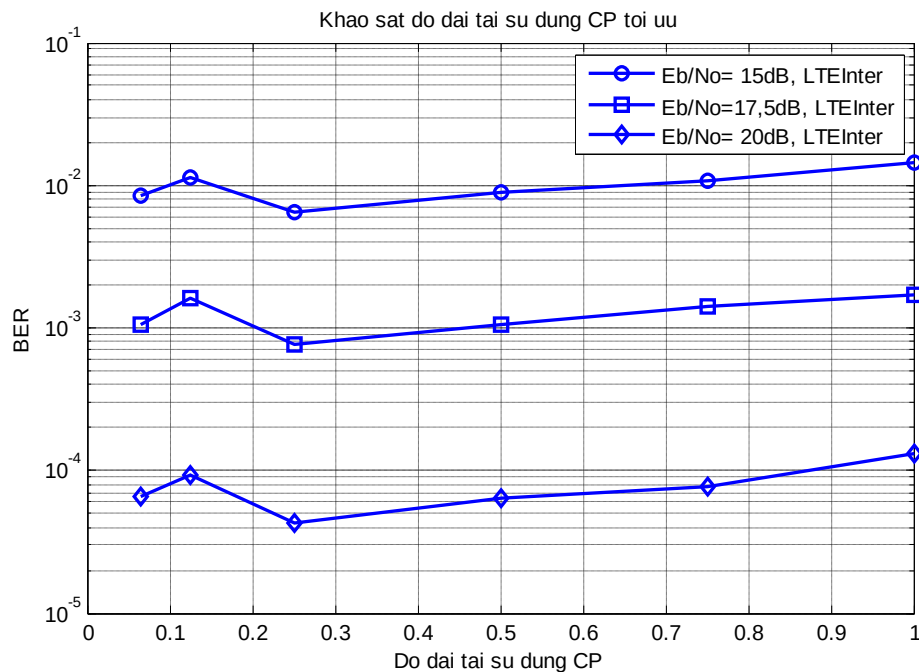
mô hình TDL như phần tham số đã đề cập. Mục đích của việc sử dụng 2 symbol OFDM trong một lần thay đổi kênh nhằm tạo ra ảnh hưởng về độ trễ do đa đường của symbol 1 đến symbol 2. Có nghĩa là thành phần CP có hiện tượng chồng lấp của phần đuôi symbol 1 lên phần đầu (phần CP) của symbol 2. Các mô phỏng trên kênh pha-đỉnh được chỉ ra ở Hình 2.5.



Hình 2-5: So sánh hệ thống tái sử dụng CP với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh pha-đỉnh đa đường, băng thông 3MHz, xáo trộn LTE.

Hình 2.5 mô phỏng hệ thống thông thường và hệ thống tái sử dụng CP sử dụng bộ xáo trộn của LTE. Đường trơn nét liền là đường BER của hệ thống thông thường, các đường hình hoa thị nét đứt, hình vuông nét đứt, hình tròn nét đứt, hình thoi nét liền, hình tam giác đỉnh dưới nét đứt và hình tam giác đỉnh trên nét đứt là các đường BER của hệ thống tái sử dụng CP lần lượt tương ứng với độ dài CP sử dụng là 4/4CP (thay thế cả đoạn CP), 3/4CP, 2/4CP, 1/4CP, 1/8CP và 1/16CP. Kết quả mô phỏng trên hình cho thấy với việc thay thế độ dài CP khác nhau thì hiệu quả của hệ thống tái sử dụng CP cũng khác nhau. Với việc sử dụng độ dài cả đoạn CP (4/4 CP), khi đó thông tin nhiều trên đoạn CP rất lớn do ISI và vì vậy hệ thống không cho hiệu quả

cao, đường BER gần như trùng với đường BER của hệ thống thông thường. Với việc sử dụng độ dài đoạn CP lấy về cuối ngắn hơn là $3/4CP$, $2/4CP$ và $1/4CP$ thì hiệu quả của hệ thống tái sử dụng CP cũng tăng dần tương ứng. Tuy nhiên, khi đoạn CP lấy quá ngắn ($1/8CP$, $1/16CP$) thì hiệu quả hệ thống lại giảm do lượng thông tin nằm trong CP không nhiều trong khi hệ thống truyền trên kênh pha-đỉnh nên có nhiều yếu tố ảnh hưởng lên tín hiệu. Theo kết quả này, hiệu quả của hệ thống tái sử dụng CP với độ dài đoạn lặp là $1/4 CP$ là tốt nhất và có độ lợi khoảng $1dB$ tại giá trị $BER=10^{-3}$ so với hệ thống thông thường, tương tự như kết quả trên kênh Gauss. Để minh họa rõ hơn độ dài tối ưu là $1/4CP$, Hình 2.6 đưa ra các kết quả cụ thể của Hình 2.5 với từng giá trị E_b / N_0 khác nhau. Như vậy, với trường hợp các tham số cụ thể trong Bảng 2.1 thì chỉ cần sử dụng độ dài $1/4CP$ đạt hiệu quả tối ưu cho hệ thống.



Hình 2-6: Khảo sát độ dài tái sử dụng CP tối ưu cho hệ thống tái sử dụng CP.

2.4. Kết luận chương

Phần đầu của chương đưa ra nội dung giải mã lặp để nhằm làm rõ quá trình tính toán thông tin hậu nghiệm của bộ SISO cũng như cách xác định thông tin ngoại lai cho các vòng lặp trong cấu trúc giải lặp. Nội dung chính

của chương này đề xuất hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP nhằm tận dụng thông tin nằm trong tiền tố vòng để nâng cao hơn nữa hiệu quả của hệ thống. Hệ thống đề xuất với hai nhánh hoạt động song song và độc lập với nhau. Các thông tin hậu nghiệm sau mỗi một vòng lặp của hai nhánh độc lập được tổng hợp lại và sau một số vòng lặp, thông tin hậu nghiệm tổng đưa qua bộ quyết định để lấy thông tin ra.

Các kết quả mô phỏng hệ thống cho thấy hệ thống đề xuất có độ lợi có thể lên đến 1dB so với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường. Khi xét trên cùng một tập tín hiệu, giá trị này phụ thuộc vào độ dài của phần CP thay thế trên cả kênh Gauss và kênh pha-đỉnh. Độ dài CP tối ưu có thể sử dụng đã được chỉ ra là $1/4CP$ trên điều kiện kênh cụ thể đã đề cập.

So với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường, hệ thống đề xuất có thêm một nhánh để sử dụng thông tin trong CP nên nhược điểm của hệ thống là phức tạp hơn, dẫn đến tiêu tốn năng lượng hơn nhưng bù lại có độ tin cậy cao hơn. Do đó, trong quá trình truyền dẫn, khi tỷ lệ lỗi bit cao ($BER > 10^{-6}$) hệ thống này sẽ rất hữu ích vì giúp tăng độ tin cậy của hệ thống thu. Tuy nhiên, khi chất lượng kênh truyền tốt (giá trị BER thấp), hệ thống đủ tin cậy thì không nên sử dụng hệ thống tái sử dụng CP để giảm bớt độ phức tạp hệ thống cũng như tiêu tốn năng lượng.

Hiện nay các bộ tính LLR cho giải điều chế mềm, giải mã APP đã chế tạo được trong thực tế. Trong khi lại thiếu một thành phần trong hệ thống giải lặp là các bộ xáo trộn/giải xáo trộn có tính hiệu quả và đơn giản để có thể áp dụng hệ thống tái sử dụng CP đã đề xuất ở trên vào thực tiễn. Vì vậy, Chương 3 đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới dựa trên xáo trộn khối cho phép áp dụng phù hợp với thực tiễn mà vẫn phát huy được hiệu quả của các hệ thống giải mã lặp, cụ thể là hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP.

Chương 3

THIẾT KẾ BỘ XÁO TRỘN CHO HỆ THỐNG BICM-ID OFDM TÁI SỬ DỤNG CP

Trong Chương 2, luận án đã đưa ra sơ đồ của hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP để nâng cao chất lượng hệ thống. Để có thể triển khai hệ thống này vào thực tiễn, cần phải xem xét đến tính khả thi của sơ đồ này. Trong hệ thống này, ngoài khối OFDM thì còn có ba khối chủ yếu là bộ giải điều chế mềm, bộ giải mã SISO và các bộ xáo trộn/giải xáo trộn để tạo thành một hệ thống giải lập. Công nghệ thực tế đã chế tạo được các bộ giải mã đầu vào mềm, đầu ra mềm SISO và giải điều chế mềm. Với bộ xáo trộn, nếu hệ thống trên sử dụng kỹ thuật xáo trộn khối của hệ thống OFDM thì hiệu quả cho hệ thống kết hợp không cao. Vì vậy trong chương này của luận án *đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới đơn giản phù hợp với thiết kế thực tiễn cho hệ thống thực đồng thời vẫn cho phép sơ đồ BICM-ID đạt hiệu quả cao*. Bộ xáo trộn này *áp dụng cho hệ thống tái sử dụng CP ở Chương 2 đã đưa ra và cũng có thể áp dụng cho hệ thống BICM-ID OFDM thông thường*. Phần đầu của chương giới thiệu một số kỹ thuật xáo trộn, phần tiếp theo của chương đề xuất kỹ thuật xáo trộn mới. Kỹ thuật xáo trộn này được khảo sát, so sánh và đánh giá trong các kết quả mô phỏng với một số kỹ thuật xáo trộn khác và với các tập ánh xạ để tìm ra các tham số tốt nhất và phù hợp nhất để từ đó mô phỏng hệ thống tái sử dụng CP.

3.1. Tổng quan về một số kỹ thuật xáo trộn

Do đặc điểm của kênh thông tin vô tuyến, trong quá trình truyền dẫn, có những thời điểm tín hiệu truyền dẫn bị pha-đỉnh sâu, dẫn đến trong dãy bit nhận được từ kênh thông tin có thể xuất hiện các chùm lỗi (còn gọi là lỗi cụm) do pha-đỉnh. Việc dùng bộ xáo trộn sẽ làm phân tán lỗi cụm này thành

các lỗi đơn, khi đó các bộ giải mã sẽ giúp khắc phục các lỗi đơn này để làm cho hệ thống tin cậy hơn. Trong hệ thống BICM-ID, việc sử dụng bộ xáo trộn có tác dụng làm giảm bớt sự truyền lan lỗi trong quá trình giải mã lặp, qua đó bậc phân tập (*diversity*) của dãy bit mã cũng tăng lên. Đây là yếu tố quyết định giúp cho hệ thống BICM-ID có hiệu quả cao hơn trên kênh pha-đỉnh so với hệ thống TCM [52]. Có nhiều phương pháp và kỹ thuật để thiết kế ra các bộ xáo trộn, việc thiết kế bộ xáo trộn cũng như việc lựa chọn độ dài khối bit xáo trộn một cách hợp lý có tính chất quyết định đến chất lượng của bộ xáo trộn và qua đó ảnh hưởng đến hiệu quả của hệ thống BICM-ID.

Các bộ xáo trộn thường được sử dụng có thể phân chia làm ba loại chính: xáo trộn khối, xáo trộn giả ngẫu nhiên và xáo trộn ngẫu nhiên. Kỹ thuật xáo trộn khối là kỹ thuật xáo trộn đơn giản nhất trong đó các thông tin đầu vào được ghi thành một khối dữ liệu (có thể là khối vuông hoặc không vuông) theo một quy tắc nhất định, thông tin đầu ra được đọc trên khối dữ liệu đó theo một quy tắc khác. Quá trình xáo trộn đạt được chính là quá trình ghi và đọc thông tin trên khối dữ liệu đó. Kỹ thuật xáo trộn thứ hai là kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên trong đó quan hệ giữa các bit đầu ra và các bit đầu vào theo một quy luật nào đó để có tính ngẫu nhiên lớn nhất. Kỹ thuật xáo trộn thứ ba kỹ thuật xáo trộn ngẫu nhiên (*Random*), kỹ thuật này cần số bước bằng đúng độ dài bit cần xáo trộn trong đó địa chỉ đầu ra lần lượt được chọn một cách ngẫu nhiên một trong số địa chỉ các bit đầu vào. Các kỹ thuật xáo trộn này được trình bày sơ lược trong các mục nhỏ tiếp theo.

3.1.1. Kỹ thuật xáo trộn khối

Bộ xáo trộn đơn giản nhất là bộ xáo trộn khối kiểu hàng - cột, đó là bộ xáo trộn chỉ cần một bộ nhớ mà trong đó dữ liệu được ghi vào theo cột và đọc ra theo hàng (hoặc ngược lại, ghi theo hàng và đọc ra theo cột). Các dữ liệu đưa đến được ghi lần lượt vào từng ô nhớ theo từng hàng của cột đầu tiên cho

đến cột cuối cùng. Các dữ liệu đầu ra được đọc lần lượt theo từng cột từ hàng đầu cho đến hàng cuối. Số ô nhớ hàng và cột được tính toán thích hợp cho độ dài xáo trộn cần thiết. Tại phía thu, bộ giải xáo trộn thực hiện các hoạt động ngược lại phía phát.

Một ví dụ ghi và đọc dữ liệu được cho trong Bảng 3.1 và 3.2 với độ dài xáo trộn là 20 bit tương đương khối ma trận xáo trộn 4 hàng, 5 cột.

Ví dụ dữ liệu được ghi vào chỉ ra trên Bảng 3.1.

Bảng 3.1: Viết dữ liệu theo cột vào bộ nhớ [16].

x_1	x_5	x_9	x_{13}	x_{17}
x_2	x_6	x_{10}	x_{14}	x_{18}
x_3	x_7	x_{11}	x_{15}	x_{19}
x_4	x_8	x_{12}	x_{16}	x_{20}

Quá trình xáo trộn thể hiện ở việc đọc dữ liệu ra theo cột như trên Bảng 3.2.

Bảng 3.2: Đọc dữ liệu theo hàng từ bộ nhớ [16].

x_1	x_5	x_9	x_{13}	x_{17}	x_2	x_6	x_{10}	x_{14}	x_{18}	x_3	x_7	...	...	...
-------	-------	-------	----------	----------	-------	-------	----------	----------	----------	-------	-------	-----	-----	-----

Một kỹ thuật xáo trộn khối khác là Simile Helical [17], trong đó chuỗi thông tin được ghi vào ma trận xáo trộn theo hàng và đọc ra theo đường chéo.

3.1.2. Kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên

Kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên là kỹ thuật tạo ra mối quan hệ giữa địa chỉ bit xáo trộn đầu ra và đầu vào mà quan hệ này theo một quy luật nào đó đạt được tính ngẫu nhiên lớn nhất. Các quan hệ này thông thường đều có các hàm đại số để xác định hoặc tính toán các vị trí véc tơ đầu ra dựa trên chỉ số vị trí đầu vào (một số kỹ thuật xáo trộn còn được gọi là kỹ thuật xáo trộn đại số). Các bộ xáo trộn này được kể đến như bộ xáo trộn Berrou-Glavieux [21], bộ xáo trộn Takeshita-Costello [66], bộ xáo trộn tương quan (CDI: *Correlation Designed Interleaver*) [43] phù hợp với thuật toán giải mã lặp

gồm các bộ giải mã thành phần đầu vào mềm - đầu ra mềm, bộ xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime [31]. Kỹ thuật xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime được đánh giá là tương đối đơn giản và hiệu quả so với các kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên khác, được trình bày cụ thể dưới đây.

Kỹ thuật xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime

Kỹ thuật xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime [31] là một kỹ thuật xáo trộn đại số với mục đích sắp xếp lại chuỗi L bit đầu vào thành chuỗi L bit đầu ra theo các bước cụ thể như sau:

Bước 1. Tạo một chuỗi các chỉ số đầu vào và một chuỗi các chỉ số đầu ra trong đó một trong hai chuỗi chỉ số được xác định trong quan hệ với giá trị g được gọi là giá trị golden, cho bởi: $g = (\sqrt{5} - 1) / 2 \approx 0,618$.

Bước 2. Ghi chuỗi L bit đầu vào vào các ô nhớ thành phần theo chỉ số đầu vào.

Bước 3. Đọc chuỗi L bit đầu ra từ các ô nhớ thành phần trên theo các chỉ số đầu ra.

Chi tiết các bước thực hiện để xác định quan hệ giữa chỉ số đầu vào và chỉ số đầu ra được thể hiện cụ thể như sau:

Bộ xáo trộn Relative Prime

- *Tính chỉ số c* là một chỉ số quan hệ với L được cho bởi công thức:

$$c = \frac{L.(g^m + j)}{r}. \quad (3.1)$$

Trong biểu thức (3.1), ngoài giá trị golden, giá trị m là một số nguyên bất kỳ khác 0 ($m \neq 0$). r là khoảng trải giữa một cặp bit đầu vào lớn nhất (là một số nguyên khác 0), có thể hiểu đơn giản r là chỉ số khoảng cách giữa 2 bit đầu vào. Giá trị j là số nguyên bất kỳ được lựa chọn trước của phép chia

modulo cho r . Các giá trị thích hợp của các giá trị trên là: $j=0$; $m=1$ và r là một số nguyên khác không có giá trị tuyệt đối nhỏ hơn 10 ($|r| < 10$).

- *Xác định véc tơ golden:*

$$\mathbf{e}(k) = [s + (k.c)] \bmod L. \quad (3.2)$$

Trong đó, k là chỉ số tăng dần, $k=1,2,\dots,L$, L là độ dài khối xáo trộn, s là chỉ số bắt đầu và là một số nguyên được lựa chọn trước.

- *Xác định véc tơ z (véc tơ vị trí sau khi đã xáo trộn):*

Gọi véc tơ $\mathbf{a}$ là véc tơ cần sắp xếp của véc tơ $\mathbf{e}$, khi đó chỉ số véc tơ $\mathbf{z}$ và véc tơ cần sắp xếp $\mathbf{a}$ có mối quan hệ sau:

$$\mathbf{a}(k) = \mathbf{e}(z(k)) ; k=0,1,2,\dots,L-1. \quad (3.3)$$

Do đó các chỉ số của bộ xáo trộn golden được tính bởi công thức dưới đây:

$$\pi(z(k)) = k ; k=0,1,2,\dots,L-1. \quad (3.4)$$

Bộ xáo trộn Dithered Relative Prime

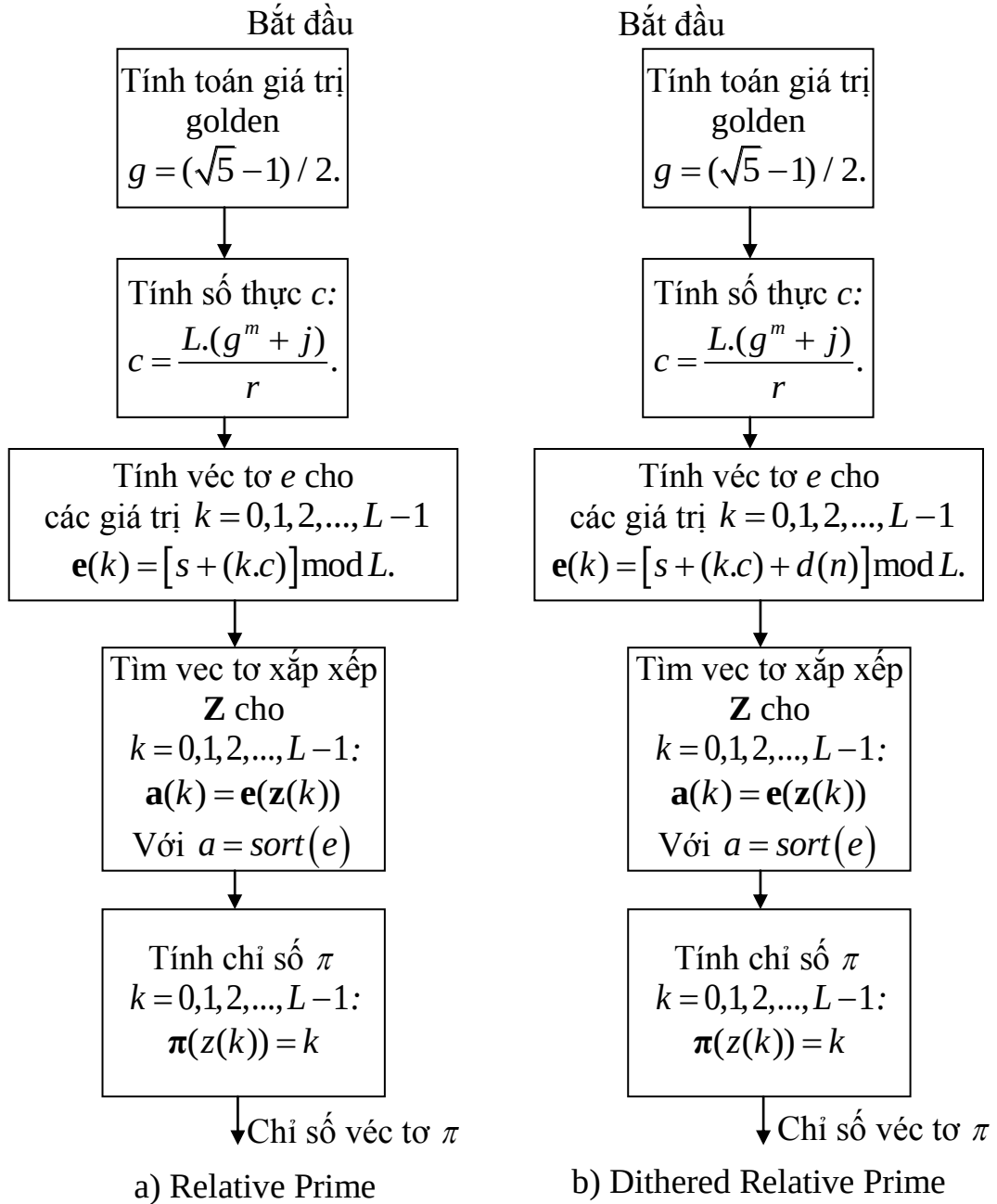
Bộ xáo trộn này thực hiện như bộ xáo trộn trên nhưng khác biệt cách xác định véc tơ golden trong công thức (3.2), thay vào đó sử dụng công thức:

$$\mathbf{e}(k) = [s + (k.c) + d(n)] \bmod L. \quad (3.5)$$

Với d là véc tơ nhiễu loạn có phân bố D , $d(n)$ là thành phần nhiễu loạn (*dither*) thứ n . Phân bố D của d có các tham số quy định (ví dụ chiều rộng và độ lệch tiêu chuẩn), các tham số quy định này có thể mở rộng với L .

Hai kỹ thuật xáo trộn này được đơn giản ở bằng thuật toán cho tại Hình 3.1. Hai kỹ thuật xáo trộn này được thiết kế cho mã turbo, do vậy chúng có hiệu quả cao trên cả kênh Gauss và kênh pha-đỉnh. Tuy nhiên, trong vấn đề thiết kế và áp dụng vào thực tiễn rất phức tạp. Dựa trên thuật toán cho tại Hình 3.1, để xác định véc tơ xáo trộn, độ dài xáo trộn phải được xác định trước. Sau đó phải tính hệ số golden (giá trị g) và giá trị c theo biểu thức (3.1), từ đó mới tính véc tơ golden. Trong trường hợp dùng kỹ thuật xáo trộn

Dithered Relative Prime còn phải cộng thêm một giá trị dung sai d như trong biểu thức (3.5). Tiếp theo phải tính véc tơ vị trí sau khi đã xáo trộn và cuối cùng mới chỉ ra được mối quan hệ giữa vị trí các bit đầu ra và các bit đầu vào.



Hình 3-1: Thuật toán tạo các chỉ số véc tơ xáo trộn của bộ xáo trộn Relative Prime (a) và Dithered Relative Prime (b)

3.1.3. Kỹ thuật xáo trộn ngẫu nhiên (*Random và S-Random*)

Kỹ thuật xáo trộn ngẫu nhiên là kỹ thuật mà địa chỉ đầu ra lần lượt được chọn một cách ngẫu nhiên một trong số địa chỉ các bit đầu vào, kỹ thuật này cần số bước bằng đúng độ dài bit cần xáo trộn. Trong đó, trường hợp thường được sử dụng để nghiên cứu về chất lượng của mã Turbo là bộ xáo trộn ngẫu nhiên cố định, do đơn giản trong việc tạo địa chỉ xáo trộn và nó thể hiện đầy đủ đặc tính vùng "thác", vùng "floor".... Địa chỉ của bộ xáo trộn $\pi(i), i=1,2,...,L$ có thể tạo ra một cách đơn giản sau L bước:

Bước 1. Chọn ngẫu nhiên một số nguyên i_1 trong tập $A(1,2,...,L)$ phân bố đồng dạng giữa 1 và L với xác suất $P(i_1)=1/L$ và sử dụng nó là địa chỉ cho $\pi(1)=i_1$.

Bước k ($k>1$). Chọn ngẫu nhiên i_k từ tập hợp A_k cũng có phân bố đồng dạng và xác suất là $P(i_k)=1/(L-k-1)$. Trong đó, $A_k \in A$ là tập con của tập A , có số phần tử là $(L-k)$ sau khi đã bỏ đi $k-1$ phần tử đã chọn ở $k-1$ bước trước. Đặt i_k là địa chỉ thứ k cho bộ xáo trộn. Nếu $k=L$, số nguyên cuối cùng sẽ được đặt là địa chỉ thứ L của bộ xáo trộn.

Một kỹ thuật xáo trộn ngẫu nhiên khác là kỹ thuật xáo trộn "trái" hay phân tán ngẫu nhiên (*S-Random*), trong đó các địa chỉ xáo trộn được thiết lập dựa trên việc tạo số ngẫu nhiên ràng buộc bởi khoảng trái S là khoảng trái xáo trộn cực tiểu.

3.1.4. Đánh giá độ phức tạp của các bộ xáo trộn

Đối với kỹ thuật xáo trộn khối, kỹ thuật này cho thấy ưu điểm là quá trình xáo trộn rất đơn giản, đó là ghi giá trị thông tin (các bit) vào các ô nhớ lần lượt theo cột, đọc thông tin ra lần lượt theo hàng. Cấu trúc của bộ xáo trộn chỉ là các bộ nhớ, có sẵn, dễ thiết kế chế tạo, không cần các bộ nhớ địa chỉ, khi thay đổi kích thước xáo trộn thì chỉ cần thay đổi số lượng ô nhớ. Chính vì rất đơn giản trong thiết kế chế tạo nên trên thực tế, bộ xáo trộn này được sử

dụng rất nhiều trong các thiết bị truyền dẫn. Nhưng nhược điểm của kỹ thuật này là hiệu quả xáo trộn thấp do độ trải các bit (khoảng cách giữa các bit cùng một symbol) không lớn. Điều này được chỉ ra trong [41][82] cũng như trong công trình số [3] và [4].

Với kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên, việc thiết kế bộ xáo trộn cần phải có các điều kiện ràng buộc giữa đầu vào và đầu ra (thông thường là các hàm đại số) và một số giá trị khác như điều kiện hàng cột, số nguyên tố (bộ xáo trộn Berrou-Glavieux [21]), giá trị golden (bộ xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime [31]), do đó vấn đề thiết kế và áp dụng vào thực tiễn tương đối phức tạp. Có thể đánh giá bộ xáo trộn khối và bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên dựa trên hai nguyên tắc: nguyên lý xáo trộn và phương pháp thực hiện bộ xáo trộn. Về nguyên lý xáo trộn, bộ xáo trộn khối có nguyên lý đơn giản (mục 3.1.1), bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên có nguyên lý phức tạp hơn (mục 3.1.2). Cụ thể với xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime, thuật toán cho tại Hình 3.1 chỉ ra để có chỉ số xáo trộn cuối cùng cần tính toán qua nhiều bước (hệ số golden g , giá trị c , ...). Về phương pháp thực hiện bộ xáo trộn và giải xáo trộn có thể chia làm hai loại: phương pháp sử dụng bảng tra (*Look-Up-Table* - LUT) và phương pháp sử dụng bộ tạo địa chỉ (*Address-Generation-Unit* - AGU) [67][80][81]. Bảng tra (LUT) chứa các thông tin địa chỉ ghi và đọc dữ liệu từ bộ nhớ dữ liệu theo quy ước từ trước (thông thường là theo các chuẩn) hoặc có thể cập nhật khi có thay đổi về tham số địa chỉ. Dựa trên LUT, dữ liệu được ghi vào và đọc ra theo các địa chỉ này để thực hiện việc xáo trộn và giải xáo trộn. Phương pháp sử dụng LUT có độ phức tạp về phần cứng thấp [80][81] và các kỹ thuật xáo trộn khối thực tế sử dụng phương pháp này. Với phương pháp sử dụng bộ tạo địa chỉ (AGU), bộ xáo trộn cần có một bộ AGU tạo ra các địa chỉ ghi vào và đọc ra ở bộ nhớ dữ liệu. Bộ AGU dựa trên một thuật toán nào đó (ví dụ là các công thức hoặc các điều

kiện ràng buộc trong các bộ xáo trộn đại số) để tính toán địa chỉ ghi và đọc. Dựa trên các địa chỉ có được từ AGU, dữ liệu được ghi vào và đọc ra theo các địa chỉ này để thực hiện việc xáo trộn và giải xáo trộn. Đối với việc thực hiện bộ xáo trộn và giải xáo trộn sử dụng AGU, thách thức lớn nhất chính là việc đơn giản hoá các tính toán địa chỉ cho AGU và sự đồng bộ với quá trình ghi đọc dữ liệu, đặc biệt với hệ thống yêu cầu tốc độ cao [81]. Các bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên đều sử dụng phương pháp AGU. Chính vì vậy, các bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên phức tạp hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn khối trên cả nguyên lý và việc thực hiện trong thực tế. Điều đó lý giải tại sao các hệ thống thực tế đều sử dụng kỹ thuật xáo trộn khối. Bộ xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime cũng là bộ xáo trộn sử dụng AGU. Cấu trúc hai bộ xáo trộn này có 3 thành phần: bộ nhớ dữ liệu, bộ tính toán địa chỉ ghi/đọc và bộ nhớ địa chỉ [32]. Bù lại sự phức tạp trong nguyên lý và thực hiện phần cứng, ưu điểm của bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên là cho hệ thống đạt hiệu quả cao.

Đối với bộ xáo trộn ngẫu nhiên, việc thiết kế thực tế là không khả thi vì cần rất nhiều bước (số bước bằng đúng số bit cần xáo trộn), đồng thời phải có bộ nhớ để nhớ ma trận địa chỉ cho việc lấy ngẫu nhiên ở từng bước. Vì vậy, mặc dù kỹ thuật xáo trộn này cho hệ thống thường đạt hiệu quả cao hơn xáo trộn giả ngẫu nhiên nhưng không khả thi trong thiết kế hệ thống thực tế nên các bộ xáo trộn này chỉ dành cho mô phỏng hệ thống.

Trong mục tiếp theo, luận án giới thiệu một bộ xáo trộn mới, với kỹ thuật xây dựng dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối nên rất đơn giản trong thiết kế, chế tạo nhưng vẫn đem lại chất lượng cao cho hệ thống BICM-ID OFDM gần tương đương như kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên và tốt hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn khối đang sử dụng cho hệ thống thực tế.

3.2. Thiết kế bộ xáo trộn mới cho hệ thống BICM-ID OFDM

3.2.1. Mục đích thiết kế

Theo phân tích tại công thức (1.15), việc quyết định giá trị một bit trong symbol tín hiệu dựa vào các bit khác cùng symbol. Chính vì vậy, mục đích cho việc thiết kế bộ xáo trộn này được tính toán sao cho vị trí các bit trong cùng một symbol đảm bảo cách xa nhau để khi một trong số các bit tại vị trí có điều kiện kênh tốt, thông qua giải mã lặp, sẽ nâng các giá trị (mềm) của bit khác lên trước khi đến bộ quyết định giá trị symbol. Mặt khác, trong hệ thống BICM-ID OFDM, mỗi symbol sau điều chế sẽ được chia thành N thành phần song song để chuyển thành N sóng mang con. Do vậy, mục đích thứ hai cho thiết kế bộ xáo trộn là vị trí các bit trong cùng một symbol sẽ nằm ở các sóng mang con càng xa nhau càng tốt. Điều này có thể làm giảm ảnh hưởng của pha-đỉnh lựa chọn tần số tác động lên một nhóm các sóng mang con liên kề nhau. Có nghĩa là số bit của cùng một symbol đồng thời bị pha-đỉnh lựa chọn tần số giảm, và nhờ vậy số vị trí bit nằm ở sóng mang con khác có thể hỗ trợ trong quá trình giải lặp. Một yếu tố khác là vị trí bit nằm ở CP có thể gặp điều kiện kênh xấu, cần thiết kế để các bit này kết hợp với các bit ở điều kiện thuận lợi.

3.2.2. Thiết kế bộ xáo trộn

Trong mục 3.1.4 đã đánh giá về kỹ thuật xáo trộn khối và xáo trộn giả ngẫu nhiên. Kỹ thuật xáo trộn khối được chỉ ra là đơn giản hơn xáo trộn giả ngẫu nhiên ở cả nguyên lý xáo trộn và ở cả phương pháp thực hiện phần cứng. Điều này đặc biệt quan trọng đối với các hệ thống truyền dẫn tốc độ cao do các hệ thống này đòi hỏi tốc độ xử lý rất nhanh của các thành phần cơ bản trong hệ thống. Trong khi đó, các bộ xáo trộn và giải xáo trộn giả ngẫu nhiên (sử dụng AGU) có quá trình tính toán địa chỉ và việc đơn giản hoá của AGU

đang là thách thức lớn với hệ thống yêu cầu tốc độ cao. Với lý do đó, việc thiết kế bộ xáo trộn mới nhằm phù hợp hệ thống phải là bộ xáo trộn khối. Ngoài ra, việc thiết kế cũng phải thoả mãn các yêu cầu thiết kế đã chỉ ra ở mục 3.2.1. Nguyên lý của bộ xáo trộn được trình bày cụ thể dưới đây được thiết kế dựa trên các yêu cầu đã nêu ở trên.

Kỹ thuật xáo trộn này được thiết kế dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối, áp dụng cho kỹ thuật điều chế M mức, tương ứng với m bit/symbol với $m = \log_2 M$. Với trường hợp tổng quát này, độ dài bit xáo trộn phải chia hết cho $4 \times m$, và được chia làm các bước như sau:

Bước 1: Phân chia chuỗi xáo trộn (chia làm 2 phần)

Bước 2: Thực hiện xáo trộn cho từng phần (Các bit được ghi vào theo khối hàng cột)

Bước 3: Tăng khoảng cách xáo trộn (đảo một số vị trí bit xác định)

Cuối cùng là đọc ra lần lượt theo hàng.

Việc phân chia khối xáo trộn làm 2 phần có thể chia đều (2 phần bằng nhau) hoặc chia lệch (một phần dài $3/4$, còn phần kia dài $1/4$). Hiệu quả của việc chia này sẽ khác nhau và được phân tích ở phần sau. Dưới đây trình bày cụ thể các bước *thực hiện xáo trộn với việc chia lệch*. Trong đó Hình 3.2 thể hiện đầy đủ 3 bước và Hình 3.3 cụ thể hoá cách sắp xếp khối của bước 2. Chương trình thực hiện bộ xáo trộn bằng matlab được cho trong phụ lục của luận án này.

Bước 1: *Phân chia chuỗi xáo trộn.*

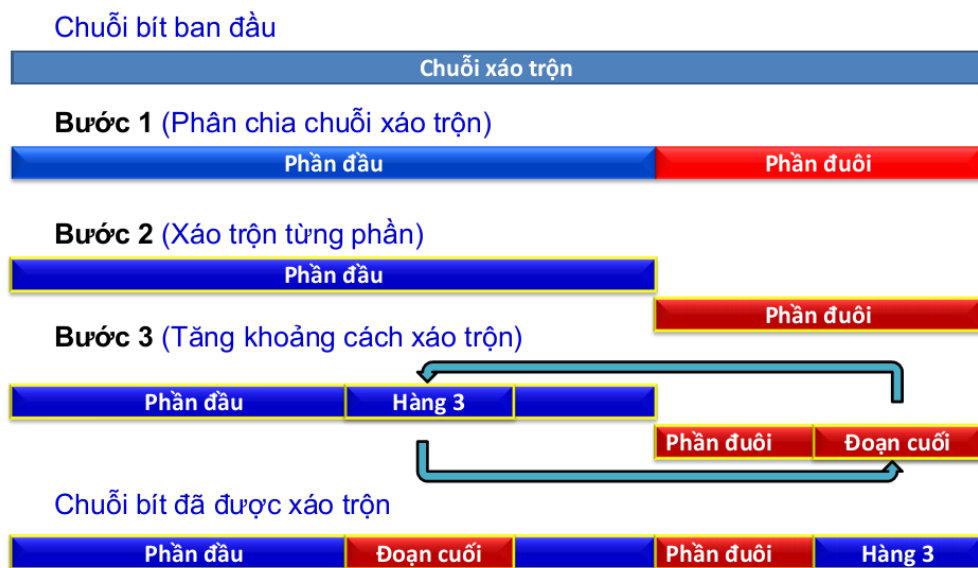
Chuỗi bit có độ dài L được chia làm 2 phần được gọi là phần đầu và phần đuôi (phần đầu dài $3/4$ ($3L / 4$), phần đuôi dài $1/4$ ($L / 4$)).

Bước 2: *Thực hiện xáo trộn cho từng phần.*

- *Phần đầu* được xếp thành khối ma trận với m hàng tương ứng m bit/symbol điều chế và c cột. Hàng 1 sẽ là các bit thứ 1 của các symbol m bit

(dịch vòng $(0/m) \times c$ sang phải). Hàng 2 là các bit thứ 2 của các symbol này nhưng được dịch vòng sang phải $(1/m) \times c$ vị trí $(1/m)$ số cột). Hàng 3 là các bit thứ 3 và dịch vòng sang phải $(2/m) \times c$. Các hàng tiếp theo được sắp xếp và dịch vòng tương tự trên. Ví dụ với symbol 4 bit: hàng 1 gồm các bit thứ 1, 5, 9, ...; hàng 2 gồm bit thứ 2, 6, ... và dịch vòng sang phải $1/4$ tổng số cột; hàng 3 gồm bit thứ 3, 7, ... và dịch vòng $2/4$;...). Khoảng cách lớn nhất giữa các bit trong một symbol là: $\frac{(1+m)}{m} \times c$ vị trí với $c = 3L/4m$.

- *Phần đuôi* của chuỗi bit ($1/4$ chuỗi) cũng được làm tương tự xếp thành khối và thực hiện dịch tương tự như phần đầu. Khoảng cách lớn nhất giữa các bit trong một symbol là: $\frac{(1+m)}{m} \times c'$ vị trí trong đó $c' = L/4m$ với c' là số cột tương ứng của phần đuôi đã sắp xếp thành khối.



Hình 3-2: Minh họa các bước thiết kế bộ xáo trộn.

Bước 3: Tăng khoảng cách xáo trộn

Thực hiện đảo một phần cuối của phần đuôi cho hàng thứ 3 phần đầu

(tương ứng với số bit cần đảo là: $\frac{1}{m} \cdot \frac{3L}{4m} = \frac{3L}{4m^2}$ ($1/m$ của $3/4$ chuỗi bit)).

Cuối cùng là đọc ra theo hàng (như xáo trộn khối thông thường) của phần đầu rồi đến phần đuôi.

Kỹ thuật này dựa trên xáo trộn khối nên chỉ đơn giản là các bit đầu vào được sắp xếp theo khối, ghi vào lần lượt theo từng hàng từ cột đầu đến cột cuối, dịch vòng vị trí bit ở từng hàng theo quy tắc, đọc ra theo lần lượt theo từng cột từ hàng đầu đến hàng cuối. Vì vậy nó không phức tạp hơn kỹ thuật xáo trộn khối thông thường, phù hợp với yêu cầu thiết kế thực tiễn các hệ thống thực. Đồng thời, việc xáo trộn và dịch vòng được tạo ra theo quy luật và cấu trúc xác định, điều đó có nghĩa là nó có thuật toán xác định.

Đối với kỹ thuật xáo trộn này, có thể *chia khối bit thành 2 phần bằng nhau* (phần đầu và phần đuôi đều bằng nhau và bằng $L / 2$). Khi đó, khoảng cách lớn nhất giữa các bit trong một symbol vẫn là $\frac{(1+m)}{m} \times c$ vị trí, tuy nhiên khi đó giá trị $c = 2L / 4m$, nhỏ hơn trường hợp chia 3/4 ($c = 3L / 4m$), có nghĩa là khoảng cách giữa các bit trong cùng một symbol giảm dẫn đến hiệu quả xáo trộn cũng giảm theo.

Kỹ thuật xáo trộn này được cụ thể hoá trong công trình số [4] với điều chế 16-QAM. Các giá trị tương ứng sẽ là: $m = 4$, $M = 16$, $c = 3L / 4m = 3L / 16$. Việc thực hiện bước 2 của bộ xáo trộn đề xuất (Hình 3.3b) được so sánh với kỹ thuật xáo trộn khối thông thường (Hình 3.3a).

Với kỹ thuật xáo trộn khối thông thường (Hình 3.3a), với $m = 4$ có nghĩa là một symbol có 4 bit. Symbol đầu tiên với các bit được đánh số từ 1 đến 4, symbol thứ hai có các bit được đánh số từ 5 đến 8, Bit 1, 2, 3, 4 là cùng một symbol, tương tự các bit 5, 6, 7, 8 thuộc cùng symbol thứ hai, Các bit được ghi vào từng hàng lần lượt từ cột đầu đến cột cuối (1, 2, 3, 4, 5, 6, ...). Các bit đọc ra lần lượt theo từng cột của hàng đầu tiên đến hàng cuối

cùng (1, 5, 9, ..., 61, 2, 6, ...). Dựa trên Hình 3.3a, sau khi đọc ra, khoảng cách từ bit 1 đến bit 2 (khoảng cách các bit trong cùng một symbol) là 16 vị trí.

Với kỹ thuật xáo trộn khối đề xuất, quá trình ghi các bit vào được mô tả ở bước 2 đã trình bày trên và được minh hoạ trong Hình 3.3b. Xét symbol thứ nhất, bit 1 nằm ở hàng 1 cột 1, bit 2 nằm ở hàng 2 cột 5, bit 3 (hàng 3 cột 10), bit 4 (hàng 4 cột 15). Khi đó, sau khi đọc ra, khoảng cách từ bit 1 đến bit 2 là 20 vị trí. Điều này đạt được mục đích thiết kế thứ nhất là các bit trên cùng một symbol được trải ra xa nhất.

1	5	9	13	17	21	25	29	33	37	41	45	49	53	57	61
2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42	46	50	54	58	62
3	7	11	15	19	23	27	31	35	39	43	47	51	55	59	63
4	8	12	16	20	24	28	32	36	40	44	48	52	56	60	64

a) Bộ xáo trộn khối thông thường

1	5	9	13	17	21	25	29	33	37	41	45	49	53	57	61
50	54	58	62	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42	46
35	39	43	47	51	55	59	63	3	7	11	15	19	23	27	31
20	24	28	32	36	40	44	48	52	56	60	64	4	8	12	16

b) Bước 2 bộ xáo trộn khối mới (dịch vòng)

Hình 3-3: So sánh chỉ số vị trí bit bước 2 của bộ xáo trộn mới với bộ xáo trộn khối thông thường với độ dài khối xáo trộn là 64 bit (khối 4×16)

Kỹ thuật xáo trộn này cũng đồng thời thoả mãn mục đích thứ hai của thiết kế bộ xáo trộn. Theo sơ đồ khối hệ thống BICM-ID OFDM (Hình 1.13), các bit sau xáo trộn sẽ được điều chế, sau điều chế sẽ được đưa vào các sóng mang con. Xét Hình 3.3a, các bit 1, 5, 9, 13 sẽ được đưa vào điều chế đầu tiên. Tín hiệu sau điều chế sẽ đưa vào sóng mang con đầu tiên. Các bit 2, 6,

10, 14 sẽ được đưa vào điều chế thứ sáu. Tín hiệu sau điều chế sẽ đưa vào sóng mang con thứ sáu. Khi đó, khoảng cách về mặt tần số (có thể tính bằng khoảng cách giữa các sóng mang con) giữa bit 1 và bit 2 (cùng symbol thứ nhất) là 5 sóng mang con. Tương tự xét các bit đó trên Hình 3.3b, các bit 1, 5, 9, 13 nằm ở sóng mang con thứ nhất còn các bit 2, 6, 10, 14 nằm ở sóng mang con thứ bảy. Khi đó, khoảng cách về mặt tần số giữa bit 1 và bit 2 (cùng symbol thứ nhất) là 6 sóng mang con. Như vậy, với kỹ thuật xáo trộn mới này, vị trí các bit trong cùng một symbol sẽ nằm ở các sóng mang con xa nhau hơn so với kỹ thuật xáo trộn khối thông thường. Điều này giảm bớt sự ảnh hưởng của pha-đỉnh lựa chọn tần số tác động cùng một lúc vào nhiều sóng mang con.

Với việc hoán vị các bit ở bước 3, một mặt sẽ tăng cả về khoảng cách xáo trộn giữa các bit trong cùng một symbol và tăng cả khoảng cách tính theo sóng mang con. Mặt khác lại đạt được tiêu chí đưa vị trí bit nằm ở CP (đoạn cuối cùng) được đưa lên hàng 3 đoạn đầu, là vị trí giữa của chuỗi bit xáo trộn. Nếu chuỗi bit có độ dài tương đương bằng một symbol OFDM thì các bit này (bit nằm ở CP) sẽ nằm giữa symbol, vị trí có điều kiện thuận lợi nhất.

Với bộ xáo trộn cho 16-QAM, ở bước thứ 3, độ dài của khối bit trao đổi sẽ tương đương với 3 hàng cuối của phần đuôi.

3.3. Khảo sát hiệu quả bộ xáo trộn mới với hệ thống BICM-ID OFDM

Trong hệ thống BICM-ID OFDM, phần tính số đo bit, xáo trộn/giải xáo trộn, giải mã mềm (SISO) tạo thành cấu trúc giải lặp (BICM-ID) là yếu tố quyết định đến chất lượng hệ thống. Vì vậy trong phần này, luận án dựa trên các yếu tố ảnh hưởng đến hệ thống BICM-ID làm cơ sở để khảo sát hiệu quả của bộ xáo trộn đề xuất. Dựa trên các yếu tố này, mục tiếp theo luận án khảo sát hiệu quả bộ xáo trộn mới cho hệ thống BICM-ID OFDM. Từ các khảo sát đó, luận án đưa ra được các tham số phù hợp nhất cho hệ thống này.

3.3.1. Các yếu tố ảnh hưởng tới chất lượng của hệ thống BICM-ID

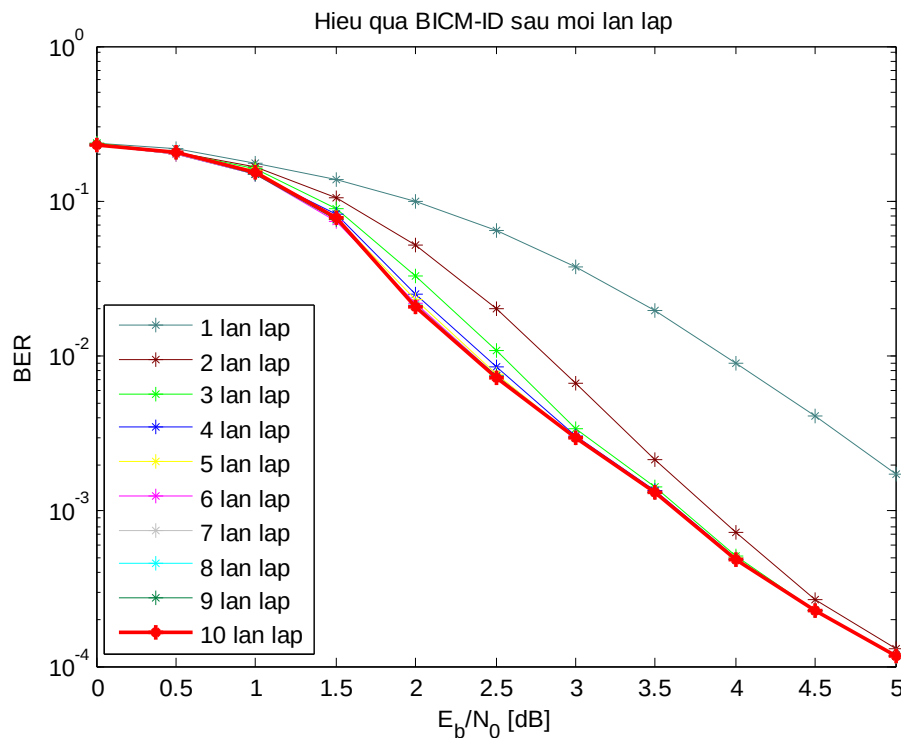
Hệ thống như mô tả trên Hình 1.13 được xây dựng trên cơ sở kết hợp giữa sơ đồ BICM-ID và hệ thống OFDM, trong đó sơ đồ BICM-ID thường sử dụng mã chập hệ thống đệ quy RSC (*Recursive Systematic Convolutional code*) làm mã vòng ngoài và bộ điều chế làm mã vòng trong, tương tự như sơ đồ mã liên kết nối tiếp SCCC (*Serial Concatenate Convolution Code*). Tại đầu thu, bộ giải điều chế cùng với bộ giải mã vòng ngoài hoạt động theo nguyên lý đầu vào mềm-đầu ra mềm SISO, khép kín với nhau qua đường hồi tiếp tạo thành một cấu trúc xử lý lặp. Trong các sơ đồ liên kết mã, thường dùng thuật toán giải mã MAP hoặc thuật toán SOVA và để đơn giản hóa có thể dùng thuật toán Log-MAP, Max-Log-MAP hay SOVA cải tiến.

Yếu tố ảnh hưởng đầu tiên là việc sử dụng thuật toán xấp xỉ. Sơ đồ BICM-ID thường sử dụng kỹ thuật giải mã quyết định mềm và giải điều chế mềm theo thuật toán Log-MAP và Max-Log-MAP. Thuật toán Log-MAP có số lượng phép tính rất lớn. Để đơn giản hơn, hàm Jacobian được sử dụng để biến thuật toán Log-MAP thành thuật toán Max-Log-MAP. Việc lấy xấp xỉ theo hàm Jacobian làm cho Max-Log-MAP thua kém Log-MAP về chất lượng giải mã nhưng số lượng phép tính trong giải mã lặp được giảm đi đáng kể [74]. Một biện pháp cải thiện chất lượng giải mã được chỉ ra trong [3] đó là sử dụng hệ số tỷ lệ SF (*Scale Factor*) nhân với thông tin ngoại lai trong quá trình truyền thông tin này giữa bộ giải mã đến bộ giải điều chế. Phát hiện này cho thấy có thể cải thiện chất lượng của sơ đồ BICM-ID khi lựa chọn hệ số SF thích hợp.

Yếu tố ảnh hưởng thứ hai đến chất lượng của hệ thống BICM-ID là các phép ánh xạ. Sơ đồ BICM-ID thường sử dụng các bộ điều chế bậc cao (M-PSK, M-QAM với $M \geq 4$) để nâng cao hiệu quả phổ. Theo phân tích ở chương 1, việc quyết định mỗi bit trong một symbol tín hiệu được dựa trên thông tin về các bit khác trong cùng symbol. Trong điều kiện thông tin hồi

tiếp là hoàn hảo (sau số vòng lặp nhất định, tỉ số SNR đủ lớn...), có thể coi cặp Điều chế/Giải điều chế M mức như là $\log_2 M$ kênh nhị phân độc lập [52]. Khi đó chất lượng hệ thống sẽ phụ thuộc vào cấu trúc của bộ ánh xạ hình thành nên các kênh nhị phân đó. Đối với điều chế bậc thấp thì có thể nhanh chóng tìm được ánh xạ tốt theo phương pháp tìm vét cạn. Đối với bộ điều chế bậc cao, phương pháp này không đơn giản bởi vì một chòm sao gồm M điểm tín hiệu sẽ có $M!$ cách ánh xạ khác nhau. Do đó việc lựa chọn ánh xạ tốt nhất dùng cho hệ thống BICM-ID cũng là vấn đề rất được quan tâm.

Yếu tố thứ ba ảnh hưởng đến chất lượng hệ thống đó là số lần xử lý lặp trong cấu trúc giải mã-giải điều chế. Nếu không đủ số lần lặp thì việc quyết định giải mã không đủ độ tin cậy. Nếu số lần lặp quá nhiều sẽ trở nên không cần thiết bởi vì khi lượng thông tin đã bão hòa thì có tăng thêm lần lặp cũng không cải thiện thêm chất lượng, thậm chí còn làm tăng trễ xử lý. Hình 3.4 cho thấy số lần lặp từ 6 đến 9 lần là vừa đủ [3].



Hình 3-4: Hiệu quả hệ thống BICM-ID với số lần lặp khác nhau [3].

Yếu tố cuối cùng chi phối đến chất lượng hệ thống BICM-ID là quy tắc xáo trộn bit. Bộ xáo trộn được xếp sau bộ mã hoá, vì vậy dãy bit mã được xáo trộn để tăng bậc phân tập của hệ thống, qua đó nâng cao phẩm chất BER. Với các cách xáo trộn dãy bit khác nhau sẽ có các tên gọi và có thể chất lượng cũng sẽ khác nhau. Song song với quy tắc xáo trộn thì độ dài của dãy bit đưa vào xáo trộn (còn gọi là kích thước bộ xáo trộn) cũng là một tham số cần lựa chọn. Nếu kích thước bộ xáo trộn quá nhỏ thì không đủ để đảm bảo tính ngẫu nhiên của dãy bit sau xáo trộn. Ngược lại, nếu quá lớn sẽ làm tăng độ phức tạp và tăng trễ xử lý. Vì vậy, kích thước bộ xáo trộn là bao nhiêu thì cần phải được khảo sát để chọn được kích thước phù hợp.

Như vậy, chất lượng của sơ đồ BICM-ID, ngoài bộ mã chập, thì phụ thuộc vào hệ số tỷ lệ, tập ánh xạ điều chế, số lần lặp cho hệ thống và bộ xáo trộn bit. Với bộ xáo trộn đề xuất mới, mục tiếp theo của luận án sẽ khảo sát các yếu tố ảnh hưởng đến chất lượng của BICM-ID OFDM khi sử dụng kỹ thuật xáo trộn này.

3.3.2. Khảo sát hiệu quả bộ xáo trộn mới với hệ thống BICM-ID OFDM

Hệ thống BICM-ID OFDM được xây dựng kết hợp giữa sơ đồ BICM-ID với kỹ thuật truyền dẫn OFDM. Dựa trên các yếu tố ảnh hưởng đến hệ thống đã trình bày ở mục trên, khi sử dụng cùng một bộ giải mã, cùng một hệ số tỷ lệ số và số vòng lặp đáng tin cậy thì hệ thống BICM-ID OFDM sẽ phụ thuộc vào tập ánh xạ điều chế, quy tắc xáo trộn và độ dài xáo trộn. Do vậy, ở phần này luận án tập trung khảo sát chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM khi sử dụng bộ xáo trộn đề xuất với các nội dung như: khảo sát độ dài tối ưu của bộ xáo trộn đề xuất; khảo sát, so sánh và đánh giá chất lượng của bộ xáo trộn đề xuất với một số bộ xáo trộn khối hiện đang sử dụng cho các hệ thống OFDM thực tế và bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên; khảo sát, đánh giá và lựa chọn tập ánh xạ phù hợp cho hệ thống BICM-ID OFDM. Mục đích của việc

khảo sát là kiểm chứng ý tưởng thiết kế bộ xáo trộn mới. Bộ xáo trộn mới được khảo sát ở một số hệ thống khác nhau nhằm có những nhận định chung và khách quan. Ngoài ra, việc khảo sát còn nhằm đưa ra các tham số phù hợp nhất cho hệ thống khi dùng bộ xáo trộn mới.

3.3.2.1. Khảo sát độ dài khối bit xáo trộn

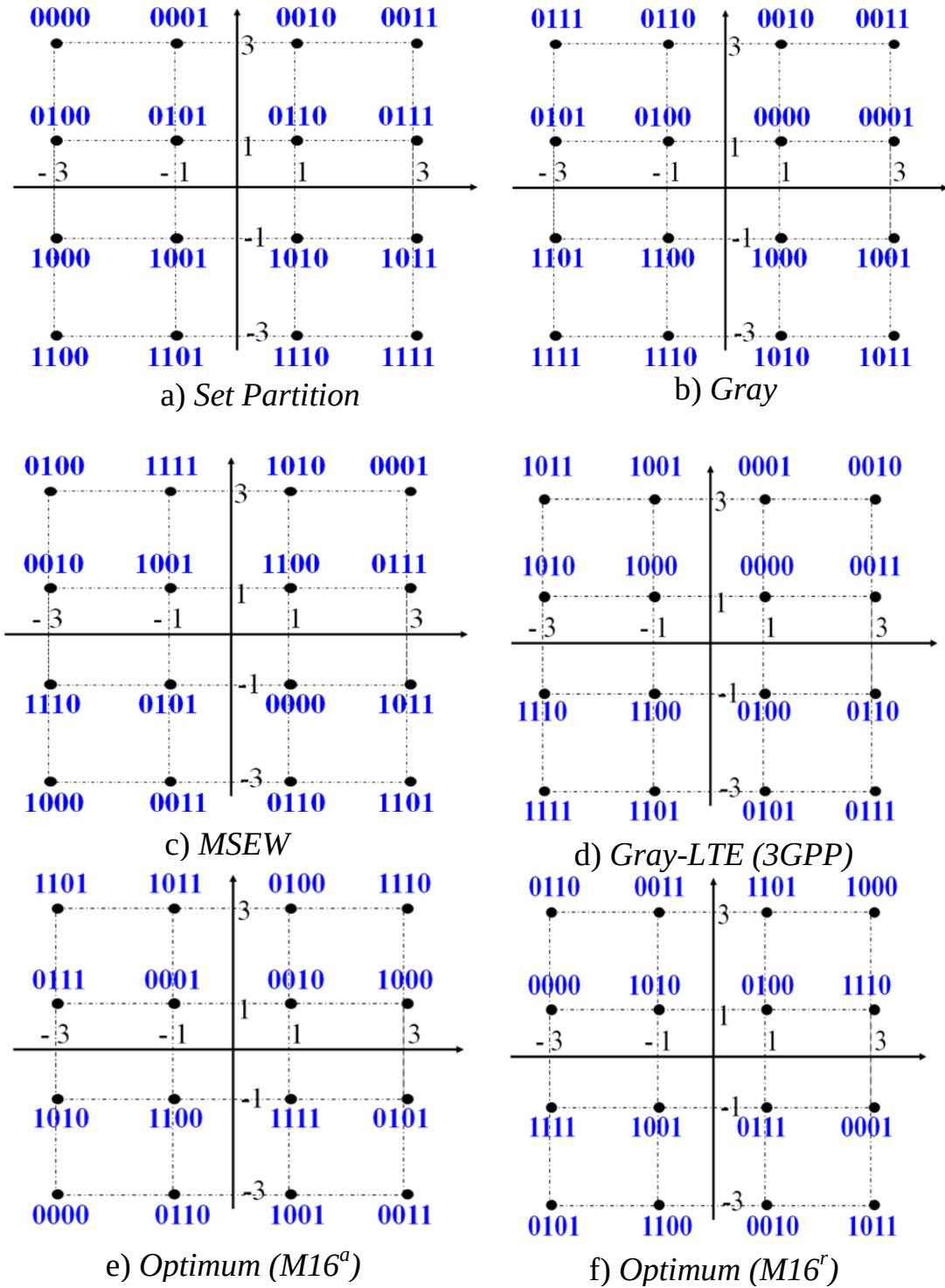
Dãy bit thông tin nối tiếp sau mã hoá được tổ chức thành từng khối (từng Frame) L bit, L được gọi là kích thước của bộ xáo trộn. Một vấn đề liên quan khi thiết kế bộ xáo trộn, đó là việc lựa chọn kích thước L bằng bao nhiêu là hợp lý? Với phần lớn các bộ giải mã lặp, khi bộ xáo trộn có kích thước càng lớn thì tính phân tập thời gian càng lớn và do vậy hiệu quả càng cao. Tuy nhiên, trong hệ thống BICM-ID, nếu tăng L quá nhiều sẽ dẫn tới sự hội tụ sớm cả trên dải SNR theo số vòng lặp. Hơn nữa cũng làm tăng độ phức tạp hệ thống và tăng thời gian xử lý khối tin, do quá trình thực hiện giải xáo trộn rồi xáo trộn lại ở mỗi vòng lặp tại phía thu. Nhưng nếu lựa chọn kích thước L quá nhỏ thì làm giảm khoảng cách giữa các bit trong một symbol, và do vậy có thể làm giảm đáng kể hiệu quả của hệ thống. Chính vì lý do đó, trong mục này sẽ thực hiện việc khảo sát kích thước bộ xáo trộn đề xuất nhằm chỉ ra độ dài hợp lý nhất. Các kết quả khảo sát độ dài tối ưu của bộ xáo trộn mới được trình bày trong công trình số [3] của luận án.

Các kết quả khảo sát sử dụng chương trình mô phỏng bằng phần mềm MATLAB với các tham số được cho trong Bảng 3.3. Trong đó, tham số hệ thống OFDM dựa theo chuẩn 802.11 [46]. Các tập ánh xạ dùng để khảo sát: phân hoạch tập SP (*Set Partition*), Gray và bình phương trọng số ơ-cơ-lít cực đại MSEW (*Maximum Squared Euclidan Weight*) như trong Hình 3.5. Hệ thống được mô phỏng với số vòng lặp cho giải mã là 6 vòng, hệ số tỷ lệ SF=0,65. Kênh truyền để đánh giá sử dụng kênh Gauss và kênh pha-đỉnh đa

đường theo mô hình kênh TDL (*Tapped Delay Line*) trong tài liệu [26] (có tác động đồng thời của tạp âm Gauss).

Bảng 3.3: Tham số mô phỏng để khảo sát bộ xáo trộn thiết kế cho hệ thống BICM-ID OFDM.

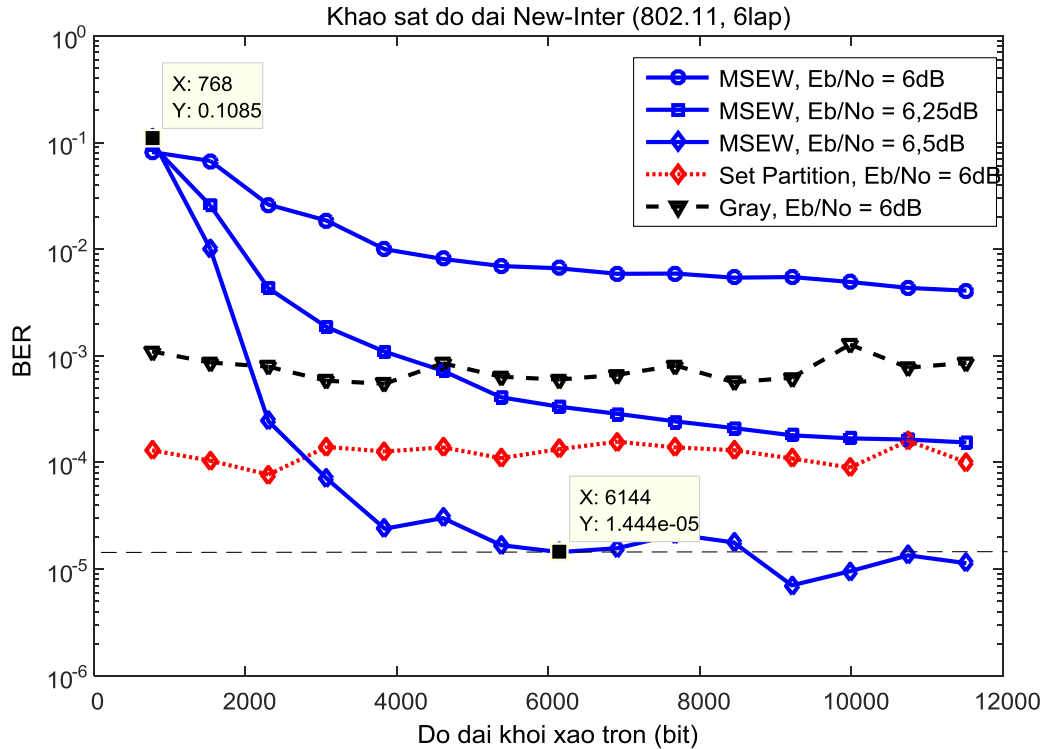
Tên tham số	Giá trị
Loại mã hoá kênh	Mã chập hệ thống đệ quy (RSC)
Tỷ lệ mã hóa (<i>code rate</i>)	1/2
Độ dài ràng buộc (<i>constraint length</i>)	7
Tham số bộ mã chập	[171, 133]
Dạng và số mức điều chế	16QAM
Tập ánh xạ điều chế	SP, Gray, MSEW
Các kỹ thuật xáo trộn	802.11, LTE, Relative Prime, Dithered Relative Prime và bộ xáo trộn đề xuất.
Tham số OFDM (chuẩn 802.11)	
Độ rộng băng thông (<i>Channel Bandwidth</i>)	20MHz
Tốc độ dữ liệu (<i>Data rate</i>)	24Mb/s
Số sóng mang con/symbol OFDM (N_{fft})	64 (sóng mang con)
Số sóng mang con sử dụng	48 (sóng mang con)
Số sóng mang ảo	16 (sóng mang con)
Số bit mã hoá/sóng mang con	4 bit
Số bit mã hoá/symbol OFDM	192 bit
Số thành phần của một symbol OFDM chưa có CP (mẫu IFFT – miền thời gian)	64 (mẫu)
Độ dài CP (mẫu IFFT – miền thời gian)	16 (mẫu)
Số thành phần của một symbol OFDM đầy đủ (mẫu IFFT – miền thời gian)	80 (mẫu)



Hình 3-5: Một số tập ánh xạ 16-QAM.

Để xác định độ dài tối ưu và hiệu quả của bộ xáo trộn đề xuất, luận án thực hiện khảo sát với từng tập ánh xạ và mức năng lượng bit (E_b / N_0) khác

nhau khi tăng dần độ dài khối bit xáo trộn. Việc đánh giá độ này dựa trên tỷ số lỗi bit BER (*Bit Error Rate*). Kết quả được thể hiện ở Hình 3.6.



Hình 3-6: Khảo sát độ dài khối xáo trộn với các tập ánh xạ và mức năng lượng bit (E_b / N_0)

Trên Hình 3.6, đường hình thoi nét đứt, hình tam giác ngược nét đứt là kết quả mô phỏng dùng tập ánh xạ phân hoạch tập SP, tập ánh xạ Gray với mức năng lượng bit $E_b / N_0 = 6\text{dB}$. Kết quả cho thấy, với hai tập ánh xạ này, việc thay đổi độ dài xáo trộn không làm thay đổi chất lượng hệ thống. Điều này được thể hiện rõ trong công trình số [3] của luận án. Tương tự với tập ánh xạ MSEW, các đường hình tròn nét liền, hình vuông nét liền và hình thoi nét liền là các kết quả mô phỏng với các giá trị năng lượng bit tương ứng là $E_b / N_0 = 6,0\text{dB}$, $E_b / N_0 = 6,25\text{dB}$ và $E_b / N_0 = 6,5\text{dB}$. Với đường hình tròn nét liền và hình vuông nét liền, khi tăng dần độ dài xáo trộn thì hiệu quả của hệ thống cũng có sự thay đổi, có tăng nhưng chưa rõ rệt. Nhưng đối với đường hình thoi nét liền ($E_b / N_0 = 6,5\text{dB}$) thì sự thay đổi là rất lớn. Với độ

dài chuỗi xáo trộn là 768 bit thì tỷ lệ lỗi bit là $BER=1,085.10^{-1}$, nhưng với độ dài chuỗi xáo trộn là 6144 bit thì tỷ lệ lỗi bit đạt được là $BER=1,444.10^{-5}$, điều đó cho thấy rằng độ dài xáo trộn tác động rất lớn đến hiệu quả hệ thống. Tiếp tục tăng độ dài xáo trộn hơn nữa thì giá trị BER cũng không cải thiện nhiều. Theo kết quả mô phỏng, độ dài chuỗi bit xáo trộn càng lớn thì chất lượng hệ thống càng tăng, khi độ dài chuỗi bit xáo trộn đạt khoảng 6144 bit thì chất lượng hệ thống tăng không đáng kể vì độ phân tập thời gian đã đạt đến mức bão hòa, đây chính là độ dài tối ưu của bộ xáo trộn này. Mặt khác, mức năng lượng phải đạt đến giá trị nhất định, các thông tin đủ tin cậy thì hệ thống sẽ cho hiệu quả cao. Kết quả này chỉ ra rằng, hiệu quả bộ xáo trộn đề xuất phụ thuộc vào tập ánh xạ, kích thước bộ xáo trộn và mức năng lượng bit để đạt được thông tin tin cậy.

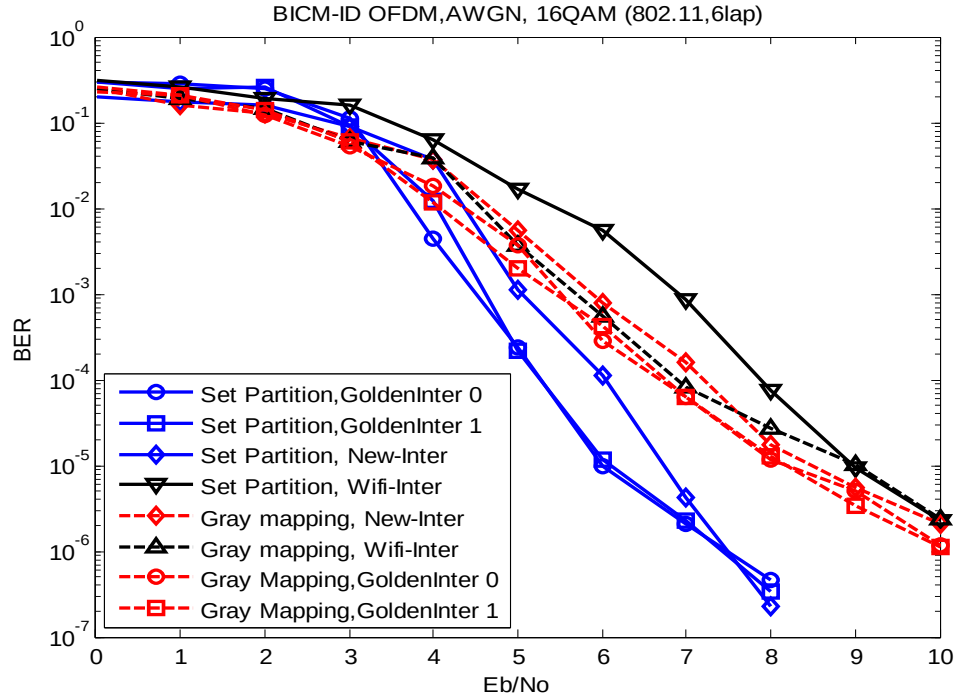
Như vậy, bộ xáo trộn mới đề xuất cho hệ thống BICM-ID OFDM đạt hiệu quả cao khi sử dụng tập ánh xạ phù hợp (MSEW) với độ dài xáo trộn nhất định (6144bit).

3.3.2.2. *Khảo sát chất lượng của bộ xáo trộn mới với một số bộ xáo trộn khác*

Để đánh giá hiệu quả của kỹ thuật xáo trộn mới, trong mục này luận án thực hiện so sánh và đánh giá với các kỹ thuật xáo trộn khác. Các kỹ thuật xáo trộn được sử dụng để so sánh là: hai kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên Relative Prime và Dithered Relative Prime trong [31], bộ xáo trộn khối của chuẩn 802.11 [46], bộ xáo trộn của LTE [10].

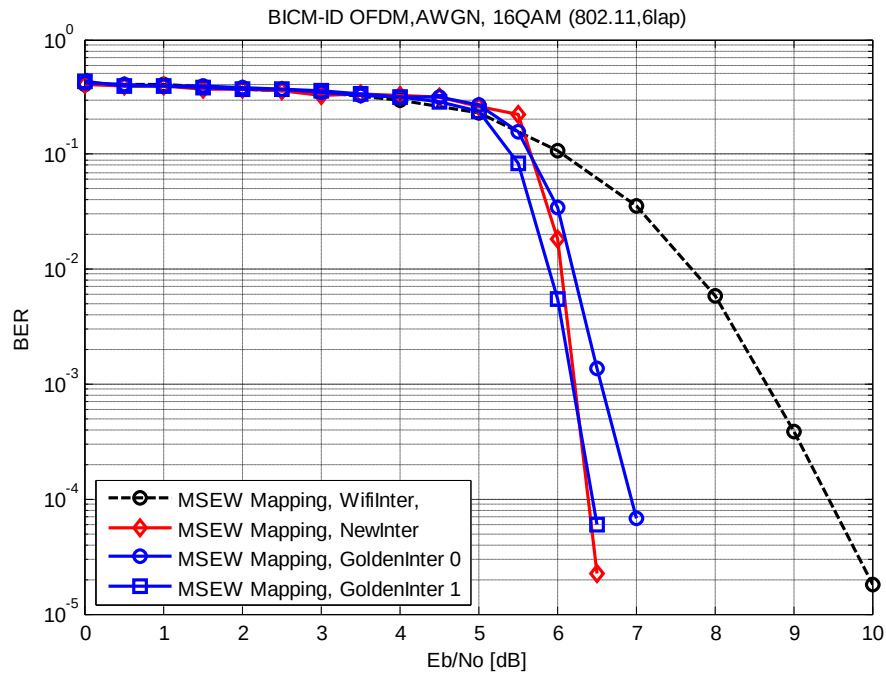
Dựa trên kết quả về độ dài xáo trộn hiệu quả, độ dài chuỗi xáo trộn là 6144 bit, Hình 3.7 chỉ ra kết quả so sánh giữa kỹ thuật xáo trộn mới với các kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên và chuẩn 802.11 với tập ánh xạ Gray và phân hoạch tập. Với ánh xạ Gray (các đường nét đứt), các kỹ thuật xáo trộn không thể hiện sự khác biệt. Với ánh xạ phân hoạch tập (các đường nét liền), kỹ

thuật xáo trộn mới chỉ tốt hơn so với hai kỹ thuật xáo trộn đã nêu khi giá trị E_b/N_0 đủ lớn.



Hình 3-7: So sánh hiệu quả của các kỹ thuật xáo trộn với tập ánh xạ phân hoạch tập và Gray trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 6144 bit.

Hình 3.8 đánh giá các kỹ thuật xáo trộn với cùng tập ánh xạ MSEW. Đường hình tròn nét đứt là đường sử dụng bộ xáo trộn khối của chuẩn 802.11 (Wifi-Inter). Đường hình tròn nét liền, hình vuông nét liền là đường sử dụng bộ xáo trộn Relative Prime (GoldenInter0), Dithered Relative Prime (GoldenInter1). Đường hình thoi nét liền là đường sử dụng bộ xáo trộn mới (NewInter). Kết quả trên hình cho thấy kỹ thuật xáo trộn mới tốt hơn kỹ thuật xáo trộn Relative Prime và tương đương với Dithered Relative Prime. Khi xem xét đến khía cạnh cùng dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối, kết quả trong hình này cho thấy kỹ thuật xáo trộn mới cho chất lượng tốt hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn của chuẩn 802.11 (khoảng 3,5dB ở khoảng giá trị $BER=2.10^{-5}$).

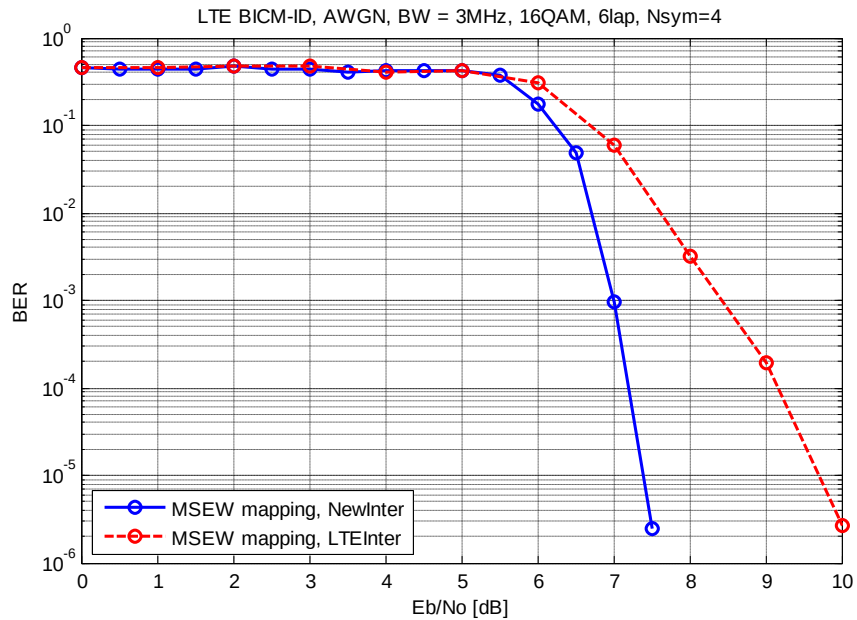


Hình 3-8: So sánh hiệu quả của các kỹ thuật xáo trộn với tập ánh xạ MSEW trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 6144 bit.

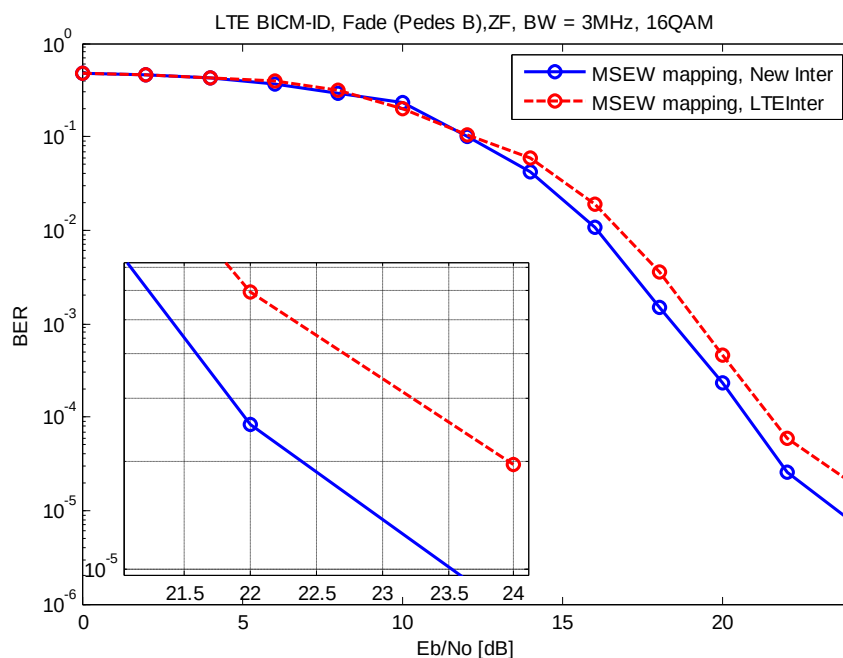
Một kỹ thuật xáo trộn khối khác đang rất thịnh hành trong thực tế là kỹ thuật xáo trộn của hệ thống 4G LTE. Với mục đích đánh giá kỹ thuật xáo trộn đề xuất một cách toàn diện hơn, luận án mô phỏng kỹ thuật xáo trộn này với kỹ thuật xáo trộn của hệ thống LTE. Các kết quả mô phỏng được cho trên Hình 3.9 và Hình 3.10. Các tham số được sử dụng trong mô phỏng: bộ mã hoá, băng thông như trong mục bảng 2.1, tập ánh xạ MSEW, kênh truyền là kênh Gauss và kênh pha-đỉnh đa đường TDL (có tác động đồng thời của tạp âm Gauss). Kỹ thuật san bằng kênh dựa trên thuật toán san bằng kênh cưỡng ép về 0 (ZF), với thông tin kênh là hoàn hảo. Hệ số kênh truyền thay đổi sau mỗi 4 symbol OFDM (độ dài bit xáo trộn là 2880 bit).

Hình 3.9 là kết quả mô phỏng trên kênh Gauss, với cùng tập ánh xạ MSEW, đường hình tròn nét đứt là đường sử dụng bộ xáo trộn khối của LTE (đường LTEInter), đường hình tròn nét liền là đường sử dụng bộ xáo trộn mới (đường NewInter). Theo kết quả này, kỹ thuật xáo trộn mới cho chất lượng tốt

hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn khối của LTE (khoảng 2,5dB ở khoảng giá trị $\text{BER}=2 \cdot 10^{-5}$).



Hình 3-9: So sánh kỹ thuật xáo trộn mới với kỹ thuật xáo trộn LTE dùng tập ánh xạ MSEW trên kênh Gauss, độ dài khối xáo trộn 2880 bit.



Hình 3-10: So sánh kỹ thuật xáo trộn mới và kỹ thuật xáo trộn LTE dùng tập ánh xạ MSEW trên kênh pha-đỉnh đa đường, độ dài khối xáo trộn 2880 bit.

Hình 3.10 là kết quả mô phỏng trên kênh pha-đỉnh đa đường. Mặc dù với kỹ thuật san bằng kênh ZF đơn giản, kỹ thuật xáo trộn mới cũng cho chất lượng tốt hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn khối của LTE (khoảng 1,5dB ở khoảng giá trị $BER=2.10^{-5}$).

3.3.2.3. Đánh giá ưu điểm của bộ xáo trộn mới với các bộ xáo trộn khác

Trong mục 3.1.4 đã phân tích và đánh giá độ phức tạp trong nguyên lý và việc thực hiện trong thực tế giữa kỹ thuật xáo trộn khối và kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên. Kỹ thuật xáo trộn khối đơn giản ở cả nguyên lý và thực hiện phần cứng nhưng cho hiệu quả không cao. Kỹ thuật xáo trộn giả ngẫu nhiên cho hiệu quả cao nhưng phức tạp hơn trong thiết kế, chế tạo. Chính vì vậy, trong các hệ thống thực đều sử dụng các bộ xáo trộn khối vì tính phù hợp trong thiết kế, chế tạo, đặc biệt là các hệ thống truyền dẫn tốc độ cao.

Trong mục 3.3.2.2 đã mô phỏng và so sánh chất lượng của các bộ xáo trộn. Bộ xáo trộn đề xuất dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối được so sánh với các bộ xáo trộn khác. Trong đó, các bộ xáo trộn Relative Prime và Dithered Relative Prime là bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên. Các bộ xáo trộn của chuẩn 802.11 và LTE là các bộ xáo trộn khối. Kết quả mô phỏng trên Hình 3.8 đã cho thấy, bộ xáo trộn mới mặc dù là bộ xáo trộn khối nhưng *chất lượng của bộ xáo trộn này tương đương với 2 bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên*. Khi so sánh các bộ xáo trộn khối với nhau ở các kết quả mô phỏng trên Hình 3.8, Hình 3.9 và Hình 3.10. *Bộ xáo trộn đề xuất cho chất lượng tốt hơn kỹ thuật xáo trộn khối của chuẩn 802.11 và LTE*. Đặc biệt là với hệ thống LTE đang rất thịnh hành, mặc dù với tập ánh xạ MSEW nhưng các kết quả mô phỏng (trên kênh Gauss và kênh pha-đỉnh đa đường) cho thấy hiệu quả của kỹ thuật xáo trộn đề xuất tốt hơn kỹ thuật xáo trộn của hệ thống LTE. Các tập ánh xạ tốt hơn được phân tích, đánh giá và chỉ ra ở mục sau.

Như vậy, bộ xáo trộn mới với thiết kế dựa trên xáo trộn khối cho phép sử dụng *phù hợp cho hệ thống thực* (vì là bộ xáo trộn khối, dễ dàng trong thiết kế chế tạo) mà *vẫn cho hiệu quả cao* tương đương với bộ xáo trộn phức tạp. Nói một cách khác là *nó có ý nghĩa thực tiễn rất lớn* do bộ xáo trộn đề xuất vẫn đảm bảo hiệu quả của sơ đồ BICM-ID đồng thời vẫn phù hợp với thiết kế hệ thống OFDM hiện nay. Đây là phát hiện mới có tính khả thi cao, hơn nữa hiệu quả của bộ xáo trộn mới cho chất lượng tốt như trên đã so sánh và ngoài ra còn thể hiện ở hiệu ứng “thác” trong đường BER mô phỏng của hệ thống (như Hình 3.8 và Hình 3.9) mặc dù bộ xáo trộn này chỉ là bộ xáo trộn khối.

Tóm lại, dựa trên các kết quả khảo sát chất lượng (mục 3.3.2.2) và đánh giá độ phức tạp (mục 3.1.4) của các bộ xáo trộn. So với các bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên, bộ xáo trộn thiết kế mới có chất lượng tương đương nhưng lại đơn giản trong thiết kế chế tạo. So với các bộ xáo trộn cùng loại (xáo trộn khối, đơn giản trong thiết kế, chế tạo) thì bộ xáo trộn thiết kế mới có chất lượng tốt hơn.

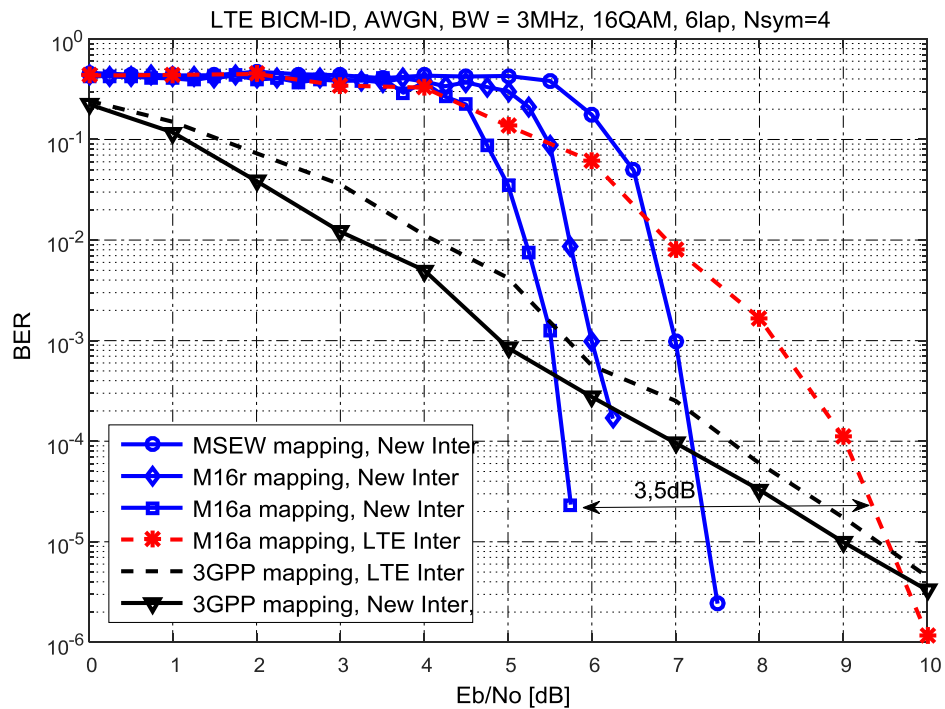
3.3.2.4. Khảo sát chất lượng của bộ xáo trộn mới với các tập ánh xạ

Mục 3.3.1 đã đề cập đến vấn đề chất lượng hệ thống phụ thuộc vào cấu trúc của bộ ánh xạ. Với một chòm sao gồm M điểm tín hiệu sẽ có $M!$ cách ánh xạ khác nhau, tuy nhiên việc tạo ra nguyên tắc tìm kiếm các tập ánh xạ tốt không phải nội dung nghiên cứu của luận án. Trong mục này, luận án sử dụng một số tập ánh xạ đã được công bố để đánh giá và lựa chọn tập ánh xạ phù hợp nhất cho hệ thống nghiên cứu. Để xác định các tập ánh xạ phù hợp với bộ xáo trộn đề xuất, công trình số [4] đã có những nghiên cứu và đánh giá các tập ánh xạ dựa trên tham số của giao diện vô tuyến theo chuẩn LTE.

Sử dụng mô phỏng bằng phần mềm MATLAB, hệ thống BICM-ID OFDM dùng các tham số về bộ mã hoá kênh, tham số OFDM dựa trên tham số của hệ thống LTE như trong Bảng 2.1. Trong đó, bộ xáo trộn khối của LTE

lấy trong [10] (*LTE-Inter*). Tham số của tập ánh xạ điều chế 16QAM (*3GPP mapping*) và OFDM được lấy theo [11] với 2 loại băng thông là 3MHz và 5MHz. Kênh truyền để đánh giá sử dụng kênh AWGN và kênh pha-đỉnh đa đường theo mô hình kênh TDL, tham số kênh thay đổi sau mỗi 4 symbol OFDM, với số vòng giải lặp trong hệ thống thu là 6 vòng. Tham số cụ thể của kênh pha-đỉnh đa đường (Bảng 2.2) được dựa trên mô hình bộ hành B của ITU [61][65].

Để tìm ra tập ánh xạ phù hợp cho hệ thống đề xuất, các tập ánh xạ được sử dụng là bình phương trọng số Ô-cơ-lít cực đại MSEW của Jun Tan và G. L. Stuber trong [48] (*MSEW*), hai bộ ánh xạ tối ưu của F. Schreckenbach và các cộng sự là $M16^a$ và $M16^r$ (*M16a*, *M16r*) trong [64] như đã cho trên Hình 3.5. Đây là các tập ánh xạ tốt và tối ưu cho hệ thống BICM-ID [64].

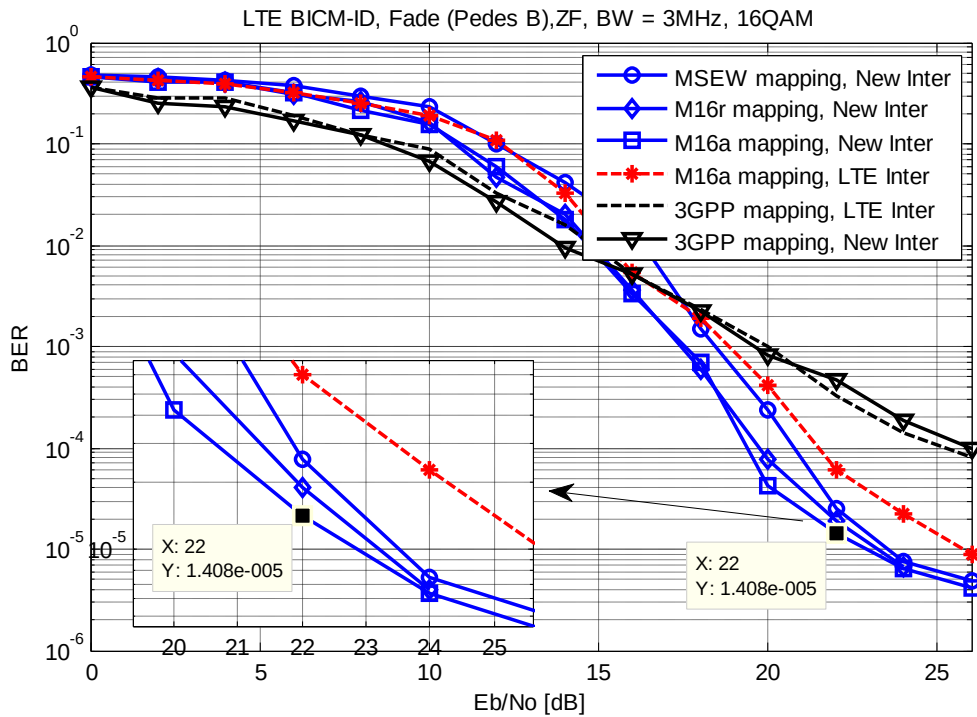


Hình 3-11: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz.

Hình 3.11 là kết quả mô phỏng với việc sử dụng bộ xáo trộn khối đề xuất và bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE với các tập ánh xạ điều chế 16-

QAM khác nhau trên kênh Gauss. Với tập ánh xạ dùng trong hệ thống LTE, tập ánh xạ 3GPP (một dạng của Gray), các đường BER của hai bộ xáo trộn khối đi song song với nhau (đường nét đứt tròn và đường hình tam giác nét liền) và có hiệu quả không cao khi giá trị E_b / N_0 lớn. Với bộ xáo trộn khối đề xuất, các đường BER hình tròn nét liền, hình thoi nét liền và hình vuông nét liền tương ứng với tập ánh xạ MSEW, M16r và M16a đều cho hiệu quả cao (thể hiện ở đường BER dốc đứng). Đường nét đứt hoa thị là đường BER sử dụng bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE và tập ánh xạ M16a. Đường này rõ ràng là có hiệu quả kém hơn hẳn ba đường trên (MSEW, M16r, M16a). Như vậy, với các tập ánh xạ, 3GPP và M16a, *bộ xáo trộn khối mới cho hiệu quả tốt hơn bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE*. Điều này thể hiện rõ nhất với tập ánh xạ M16a, *tăng ích của bộ xáo trộn đề xuất so với xáo trộn của hệ thống LTE đạt xấp xỉ 3,5 dB* tại giá trị tỷ số lỗi bit BER = $2,34.10^{-5}$ trên kênh Gauss khi cùng thực hiện trên hệ thống giải lập.

Với các tập ánh xạ MSEW, M16a và M16r được thiết kế cho các hệ thống BICM và BICM-ID, khi kết hợp với bộ xáo trộn được đề xuất, và giá trị E_b / N_0 đạt một mức nhất định, các thông tin là đủ tin cậy, hệ thống cho hiệu quả cao, thể hiện ở hiệu ứng “thác” của các đường BER giống như trong các hệ thống Turbo. Điều đó chứng tỏ *bộ xáo trộn đề xuất mặc dù là kỹ thuật xáo trộn khối nhưng cũng cho hiệu quả cao*. Mặt khác, kết quả này cũng cho thấy tập ánh xạ cho kết quả tốt nhất là tập ánh xạ tối ưu M16^a, tập ánh xạ này tốt hơn tập ánh xạ M16^r khoảng 0,25dB và tốt hơn tập ánh xạ MSEW khoảng 1,25dB. Tập ánh xạ 3GPP (là ánh xạ Gray) cho kết quả thấp và không phù hợp với hệ thống BICM-ID OFDM ở giá trị E_b / N_0 đủ lớn.



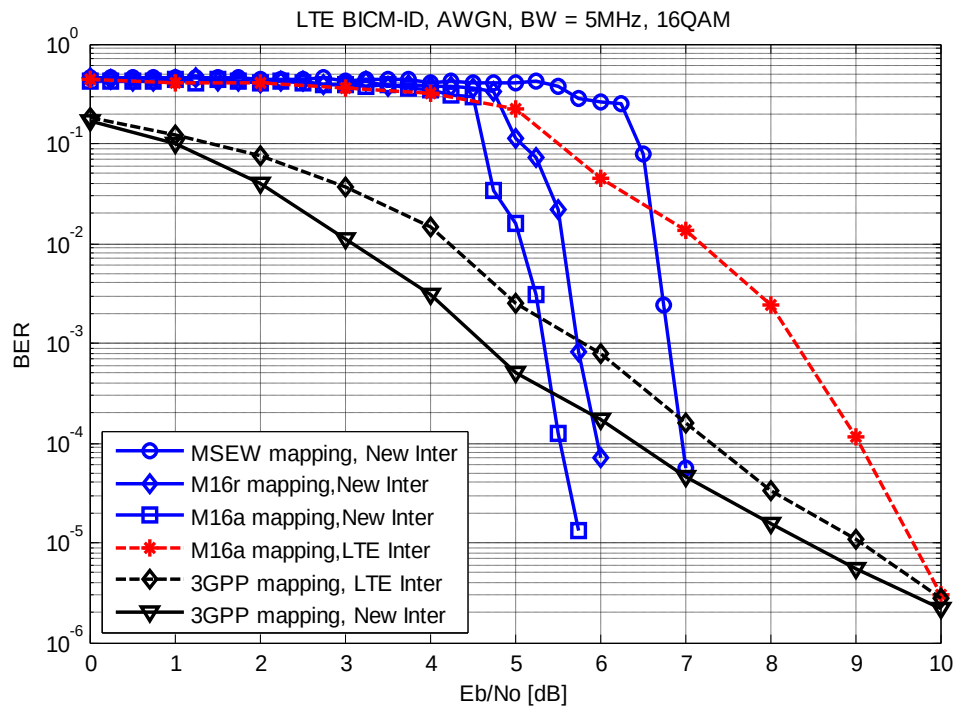
Hình 3-12: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh kênh pha-đỉnh đa đường dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz.

Hình 3.12 là kết quả mô phỏng hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh pha-đỉnh đa đường với tham số kênh như trình bày ở trên, sử dụng kỹ thuật san bằng kênh cưỡng ép về không ZF. Các kết quả này cũng phản ánh tương đương như các kết quả trong Hình 3.11, với cùng tập ánh xạ M16a, bộ xáo trộn khối đề xuất cho kết quả tốt hơn bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE khi giá trị E_b / N_0 đủ lớn. Tập ánh xạ 3GPP cho kết quả kém nhất và không phù hợp cho hệ thống BICM-ID OFDM đề xuất khi $E_b / N_0 > 15dB$.

Với các tập ánh xạ MSEW, M16a và M16r, kết quả khảo sát cho thấy bộ xáo trộn đề xuất đều có kết quả tốt và tập ánh xạ tốt nhất vẫn là M16a. Với cùng tập ánh xạ này, tại hình nhỏ chỉ ra **độ lợi của bộ xáo trộn mới đạt khoảng 3dB** so với bộ xáo trộn khối LTE khi cùng mô phỏng trên hệ thống

giải lập ở mức $BER=1,4.10^{-5}$, đồng thời kết quả trên mô hình kênh TDL này đều phản ánh đúng như kênh Gauss.

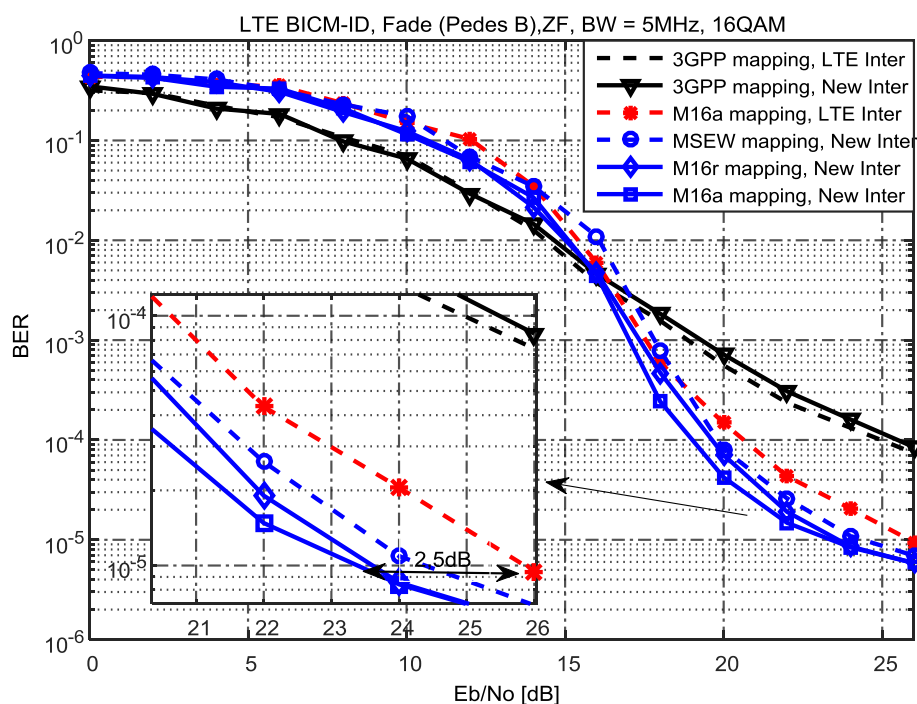
Tương tự như các kết quả mô phỏng cho băng thông 3MHz, Hình 3.13 là các kết quả mô phỏng hệ thống BICM-ID OFDM dựa trên tham số của hệ thống LTE, băng thông 5MHz trên kênh Gauss. Các kết quả đều cho thấy với hệ thống đề xuất, tập ánh xạ thích hợp cho hệ thống là M16a, bộ xáo trộn khối đề xuất cũng cho hiệu quả cao hơn nhiều so với bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE, tại giá trị $BER = 1,3.10^{-5}$ độ lợi xáo trộn là hơn 3,5dB với cùng tập ánh xạ M16a và thực hiện trên hệ thống giải lập. Đồng thời bộ xáo trộn khối đề xuất phát huy hiệu quả cao cho hệ thống BICM-ID OFDM 16QAM.



Hình 3-13: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 5MHz.

Hình 3.14 là kết quả mô phỏng hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh pha-đỉnh đa đường với các tham số mô phỏng tương tự như Hình 3.12 nhưng với băng thông 5MHz. Các kết quả này cũng phản ánh tương đương như các kết quả trong Hình 3.12. Với các tập ánh xạ MSEW, M16a và M16r, kết quả

khảo sát cho thấy bộ xáo trộn đề xuất đều có kết quả tốt và tập ánh xạ tốt nhất vẫn là M16a. Với cùng tập ánh xạ M16a, tại giá trị $BER = 10^{-5}$, bộ xáo trộn khối đề xuất cho *độ lợi khoảng 2,5dB* so với bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE khi cùng thực hiện trên hệ thống giải lập.



Hình 3-14: Đánh giá các tập ánh xạ và bộ xáo trộn khác nhau của hệ thống BICM-ID OFDM trên kênh kênh pha-đỉnh đa đường dựa trên tham số của LTE, băng thông 5MHz.

Như vậy, có thể thấy rằng với bộ xáo trộn mới, chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM được cải thiện đáng kể so với bộ xáo trộn khối thông thường. Khi khảo sát chất lượng của hệ thống với các tập ánh xạ khác nhau kết hợp với bộ xáo trộn mới, các kết quả đều chỉ ra các tập ánh xạ tối ưu M16a, M16r và MSEW đều cho phẩm chất tốt, và tập ánh xạ tốt nhất là tập ánh xạ tối ưu M16a.

3.4. Kết quả mô phỏng bộ xáo trộn đề xuất cho hệ thống tái sử dụng CP

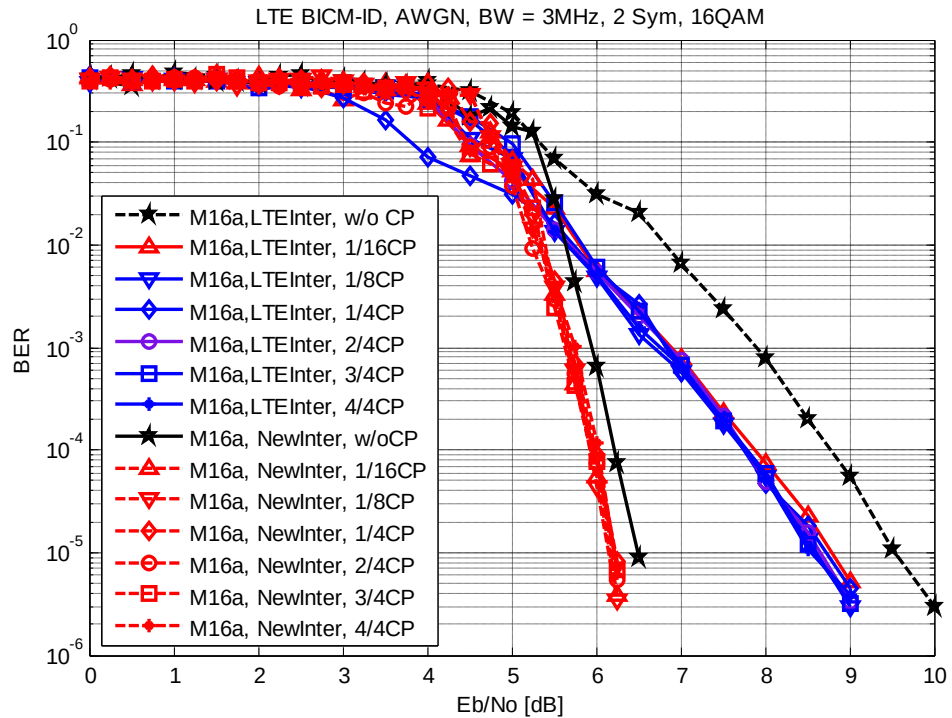
3.4.1. Các tham số mô phỏng cho hệ thống

Hệ thống được mô phỏng bằng phần mềm MATLAB với sơ đồ hệ thống theo Hình 2.2 với các tham số mô phỏng như bộ mã hoá, độ dài ràng buộc, thông số của hệ thống OFDM, kênh truyền, ... đều giống như mục 2.3.1 nhưng bộ xáo trộn sử dụng bộ xáo trộn mới với tham số kênh thay đổi sau mỗi 2 và 4 symbol OFDM để đánh giá và so sánh hiệu quả của bộ xáo trộn khối mới với bộ xáo trộn khối của hệ thống LTE.

3.4.2. Các kết quả mô phỏng

Theo các kết quả khảo sát được trình bày trong mục 3.3, kỹ thuật xáo trộn khối đề xuất phù hợp nhất với tập ánh xạ M16a. Do đó các kết quả mô phỏng và đánh giá kỹ thuật xáo trộn mới sẽ sử dụng tập ánh xạ này.

Với bộ xáo trộn đề xuất mới, cùng với tập ánh xạ M16a, Hình 3.15 cho thấy kết quả so sánh hệ thống tái sử dụng CP so với hệ thống thông thường trên kênh Gauss. Để tiện so sánh hiệu quả và chất lượng của bộ xáo trộn mới, các kết quả mô phỏng của bộ xáo trộn này được ghép với kết quả mô phỏng theo bộ xáo trộn của LTE (đã trình bày trong Hình 2.4), chú thích của các đường BER thể hiện trên hình vẽ. Đường BER hình ngôi sao nét liền biểu thị cho hệ thống thông thường, còn các đường BER còn lại là của hệ thống tái sử dụng CP với độ dài đoạn CP tương ứng như chú thích trên hình. Các kết quả này cho thấy hệ thống tái sử dụng CP cho hiệu quả tốt hơn hệ thống thông thường. Các đường BER dốc (thác) của hệ thống tái sử dụng CP cũng xuất hiện sớm hơn khi tăng giá trị E_b / N_0 so với hệ thống thông thường ở cả hai trường hợp sử dụng bộ xáo trộn khối của LTE và bộ xáo trộn đề xuất. Điều này thể hiện hiệu quả của hệ thống đề xuất.

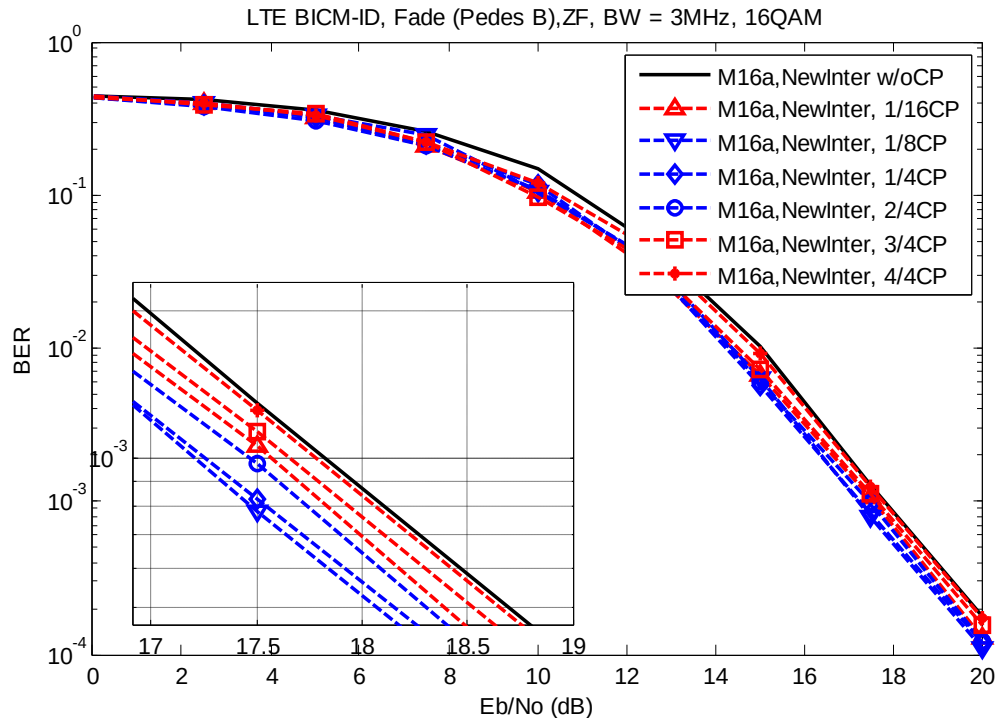


Hình 3-15: So sánh hệ thống tái sử dụng CP so với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh Gauss dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz, bộ xáo trộn mới và bộ xáo trộn khối của LTE.

Theo kết quả mô phỏng, hệ thống tái sử dụng CP có độ lợi so với hệ thống thông thường khoảng hơn 0,25dB, có khác so với độ lợi khi dùng bộ xáo trộn LTE. Điều này là do hiệu quả bộ xáo trộn mới cao hơn, thể hiện tại giá trị $E_b / N_0 = 6,5dB$ thì tỷ lệ lỗi bit đạt khoảng $BER=8.10^{-6}$, trong khi cùng với tỷ lệ BER này hệ thống dùng xáo trộn LTE cần giá trị E_b / N_0 xấp xỉ 9,6dB. Nguyên nhân là thông tin ngoại lai trao đổi giữa bộ giải điều chế mà giải mã SISO của hệ thống tái sử dụng CP dùng bộ xáo trộn mới đạt cực đại sớm ở mức E_b / N_0 thấp. Cũng dựa trên kết quả trên, ở giá trị $BER=10^{-5}$ thì bộ xáo trộn mới có độ lợi khoảng 2,25dB so với bộ xáo trộn của LTE khi cùng thực hiện trên hệ thống tái sử dụng CP.

Để khẳng định hiệu quả của sơ đồ BICM-ID OFDM tái sử dụng CP đề xuất, các kết quả mô phỏng hệ thống này trên kênh pha-định đa đường theo

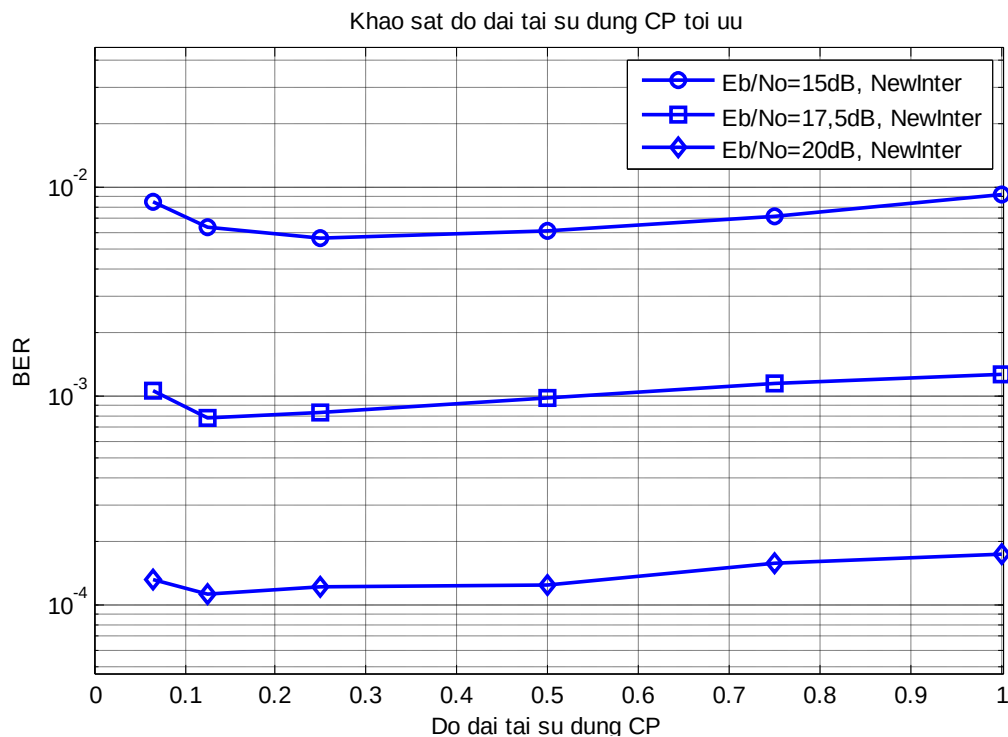
mô hình TDL như phần tham số đã đề cập. Cũng theo tham số trên, với việc sử dụng 2 symbol OFDM trong một lần thay đổi kênh nhằm tạo ra ảnh hưởng về độ trễ do đa đường của symbol 1 đến symbol 2, có nghĩa là thành phần CP có hiện tượng chồng lấp của phần đuôi symbol 1 lên phần đầu (phần CP) của symbol 2. Các mô phỏng trên kênh pha-đỉnh được chỉ ra ở Hình 3.16.



Hình 3-16: So sánh hệ thống tái sử dụng CP với hệ thống BICM-ID OFDM thông thường trên kênh pha-đỉnh đa đường, dựa trên tham số của LTE, băng thông 3MHz sử dụng bộ xáo trộn đề xuất.

Hình 3.16 mô phỏng hệ thống thông thường và hệ thống tái sử dụng CP sử dụng bộ xáo trộn mới. Đường trơn nét liền là đường BER của hệ thống thông thường, các đường hình hoa thị nét đứt, hình vuông nét đứt, hình tròn nét đứt, hình thoi nét đứt, hình tam giác đỉnh dưới nét đứt và hình tam giác đỉnh trên nét đứt là các đường BER của hệ thống tái sử dụng CP lần lượt tương ứng với độ dài CP sử dụng là 4/4CP (thay thế cả đoạn CP), 3/4CP, 2/4CP, 1/4CP, 1/8CP và 1/16CP.

Theo kết quả này, hiệu quả của hệ thống tái sử dụng CP với độ dài đoạn lặp là 1/4CP và 1/8CP là tốt nhất và có độ lợi khoảng 0,5dB tại giá trị $BER=10^{-3}$ so với hệ thống thông thường. Với độ dài đoạn tái sử dụng CP là 1/16 thì hiệu quả kém hơn, nguyên nhân đã được phân tích tương tự như kết quả mô phỏng với bộ xáo trộn của LTE. Trong kết quả này có một sự khác biệt là độ dài tái sử dụng 1/8CP vẫn tốt do hệ thống sử dụng giải mã lặp nên chất lượng của hệ thống không những phụ thuộc bộ giải mã lặp mà còn phụ cả cấu trúc của bộ xáo trộn. Chính vì vậy, bộ xáo trộn mới có thể cho hệ thống tái sử dụng được độ dài CP ngắn (1/8CP). Để minh họa rõ hơn độ dài tối ưu là 1/4CP và 1/8CP, Hình 3.17 trình bày các kết quả cụ thể của Hình 3.16 với từng giá trị E_b / N_0 khác nhau.

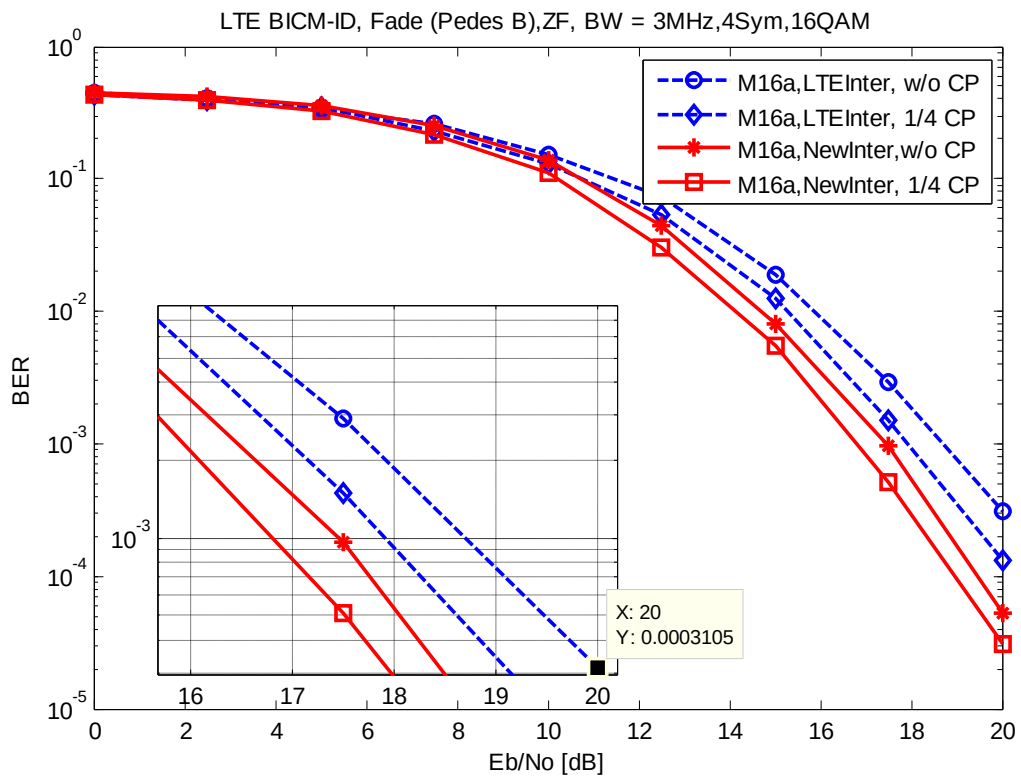


Hình 3-17: Khảo sát độ dài tái sử dụng CP tối ưu với kỹ thuật xáo trộn mới.

Như vậy, với trường hợp cụ thể này (băng thông 3MHz, tương ứng độ dài 1/4CP (16 mẫu IFFT) và 1/8CP (8 mẫu IFFT), mô hình và tham số kênh

như phần trên đã đề cập) thì chỉ cần sử dụng độ dài 1/4CP hoặc 1/8CP đã cho hệ thống đạt hiệu quả.

Để so sánh hiệu quả của kỹ thuật xáo trộn mới đề xuất so với kỹ thuật xáo trộn của LTE, với các hệ thống thông thường đã được chỉ ra trong một số các kết quả đã cho và phân tích ở mục 3.3.2.4. Tuy nhiên, khi chuyển sang sử dụng trên hệ thống tái sử dụng CP, do hiệu quả cho mỗi kỹ thuật xáo trộn khác nhau là không giống nhau nên để cho tường minh, các kết quả mô phỏng cho hai kỹ thuật xáo trộn này được so sánh trong Hình 3.18 với độ dài chuỗi bit xáo trộn là 2880 bit, tương đương 4 symbol OFDM.



Hình 3-18: So sánh hiệu quả của kỹ thuật xáo trộn mới với xáo trộn LTE trên kênh pha-đỉnh đa đường với độ dài xáo trộn 2880 bit, băng thông 3MHz.

Theo kết quả tại Hình 3.18, ở khoảng giá trị tỷ lệ lỗi bit $BER = 10^{-3}$ (hình nhỏ), *độ lợi của kỹ thuật xáo trộn mới so với kỹ thuật xáo trộn của LTE khoảng hơn 1dB khi cùng sử dụng trên hệ thống tái sử dụng CP.*

3.5. Kết luận chương

Dựa trên tổng quan về các kỹ thuật xáo trộn, kỹ thuật xáo trộn khối được chỉ ra là đơn giản, dễ thiết kế chế tạo và phù hợp cho các hệ thống thực tế, đặc biệt là các hệ thống tốc độ cao. Tuy nhiên hiệu quả xáo trộn của kỹ thuật này thấp hơn các kỹ thuật xáo trộn khác. Vì vậy, trong Chương 3 đã đề xuất một bộ xáo trộn mới dựa trên kỹ thuật xáo trộn khối nhằm phù hợp với thiết kế hệ thống thực. Kỹ thuật xáo trộn này có chất lượng tốt hơn nhiều so với kỹ thuật xáo trộn khối của các hệ thống hiện hành. Mặt khác, với các kết quả mô phỏng, chất lượng bộ xáo trộn đề xuất tương đương với bộ xáo trộn giả ngẫu nhiên. Như vậy, bộ xáo trộn đề xuất đạt được tính đơn giản trong thiết kế chế tạo, phù hợp với thực tiễn nhưng vẫn cho hiệu quả cao đối với các hệ thống giải lập. Điều này cho phép triển khai vào thực tế cho các hệ thống BICM-ID OFDM và hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP mà luận án đưa ra. Bộ xáo trộn mới này được khảo sát về độ dài tối ưu, hiệu quả của bộ xáo trộn và các tập ánh xạ nhằm tìm ra một bộ tham số tốt nhất để áp dụng cho sơ đồ BICM-ID OFDM và đặc biệt để áp dụng cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP. Các kết quả khảo sát và đánh giá trong chương này đã chỉ ra rằng bộ xáo trộn đề xuất mới có tính khả thi và cho hiệu quả cao. Các tham số phù hợp nhất khi dùng bộ xáo trộn mới là: độ dài xáo trộn tối ưu là 6144 bit, tập ánh xạ tốt nhất là tập ánh xạ tối ưu (Optimum) M16a đã chỉ ra trong [64]. Khi áp dụng bộ xáo trộn mới này cho hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP, hiệu quả của hệ thống cũng được cải thiện tốt hơn và tốt hơn nhiều so với bộ xáo trộn của LTE.

KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU

Luận án đã thực hiện được các mục tiêu đề ra là tiến hành nghiên cứu sự kết hợp giữa sơ đồ BICM-ID và kỹ thuật truyền dẫn OFDM. Việc nghiên cứu này đặt ra một số bài toán phải giải quyết nhằm đưa hệ thống kết hợp có tính khả thi. Các hướng tiếp cận đề xuất của luận án nhằm đạt được mục tiêu bao gồm:

1. Đề xuất một hệ thống có thể sử dụng lượng thông tin có ích trong CP để cải thiện chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM
2. Đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới nhằm phát huy hiệu quả của sơ đồ BICM-ID OFDM tái sử dụng CP và đem lại tính khả thi cao trong thiết kế hệ thống. Đồng thời khảo sát kỹ thuật xáo trộn mới đề xuất để đánh giá chất lượng, hiệu quả của bộ xáo trộn này cho hệ thống BICM-ID OFDM và hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP. Việc khảo sát đã chỉ ra các tham số phù hợp nhất cho các hệ thống.

A./ Những kết quả chính của luận án

- 1./ Đề xuất hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP để sử dụng lượng thông tin có ích trong CP nhằm cải thiện chất lượng của hệ thống. Hệ thống đề xuất cho hiệu quả cao hơn hệ thống BICM-ID OFDM thông thường, độ lợi về tỷ số BER có thể đạt đến 1dB, độ lợi này phụ thuộc kỹ thuật xáo trộn, độ dài đoạn CP sử dụng.
- 2./ Đề xuất một kỹ thuật xáo trộn mới dựa trên xáo trộn khối. Bộ xáo trộn mới được tạo ra theo cấu trúc xác định, có thuật toán, phù hợp với yêu cầu thiết kế hệ thống, không phức tạp hơn cấu trúc đang sử dụng. Bộ xáo trộn này có tính khả thi cao do phù hợp với hệ thống OFDM thực tế hiện nay đồng thời vẫn phát huy hiệu quả của sơ đồ BICM-ID. Bộ xáo trộn được đề xuất cho cả hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP và cả hệ thống BICM-ID OFDM thông thường. Với kỹ thuật xáo trộn đã đề xuất, luận án

đã khảo sát chất lượng, hiệu quả với hệ thống BICM-ID OFDM và hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP. Các kết quả khảo sát đã chỉ ra các tham số về tập ánh xạ, độ dài khối xáo trộn phù hợp cho hệ thống BICM-ID OFDM. Đồng thời các kết quả khảo sát cũng chỉ ra độ dài tái sử dụng CP phù hợp nhất trong điều kiện kênh cụ thể.

B./ Hướng nghiên cứu tiếp theo

Mặc dù luận án đã tập trung nghiên cứu và chỉ ra được một phương pháp có thể sử dụng lại tiền tố vòng CP dựa trên thuật toán giải lặp. Đồng thời thiết kế được bộ xáo trộn phù hợp cho hệ thống BICM-ID OFDM và BICM-ID OFDM tái sử dụng CP để có thể triển khai vào thực tiễn. Tuy nhiên, theo nhận định chủ quan của nghiên cứu sinh thì vẫn còn một số vấn đề cần được nghiên cứu và thực hiện trong tương lai:

- 1./ Nghiên cứu các phương án thực hiện giải mã lặp nhằm cải thiện chất lượng của hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP hơn nữa.
- 2./ Nghiên cứu và khảo sát hiệu quả của hệ thống BICM-ID OFDM tái sử dụng CP trên các mô hình kênh khác như: nakagami-m, kênh pha-đỉnh có hiện tượng doppler, kênh pha-đỉnh khi thông tin kênh không hoàn hảo.
- 3./ Từng bước triển khai ứng dụng các kết quả nghiên cứu vào thực tế (có thể kết hợp kết quả của nhiều nhóm nghiên cứu) để góp phần cải thiện hiệu quả BICM-ID OFDM.

PHỤ LỤC

Chương trình mô phỏng các bước thực hiện bộ xáo trộn đề xuất bằng phần mềm matlab.

```

-----

[alpha] = make_inter_2piece(interlen, m)
% Bước 1: Chia khối xáo trộn làm hai phần
totallen = interlen/m;
taillen = totallen/m;
headlen = totallen - taillen;
% Bước 2: Xáo trộn từng phần
head_inter = make_inter(headlen*m,m);
head_inter = reshape(head_inter, m, headlen);
tail_inter = make_inter(taillen*m,m) + headlen*m;
tail_inter = reshape(tail_inter, m, taillen);
% Bước 3: Tăng khoảng cách xáo trộn
temp = head_inter(3,:);
head_inter(3,:) = reshape( tail_inter(2:m,:), 1, headlen );
tail_inter(2:m,:) = ( reshape( temp, taillen, m-1 ) )';
% Đọc ra lần lượt
alpha = reshape( [reshape(head_inter, 1, headlen*m),...
                  reshape(tail_inter, 1, taillen*m)], 1, interlen
);

-----

% Phần xáo trộn khối cụ thể của bước 2.
[alpha] = make_inter(interlen,m)

alpha = [];
temp_alpha = reshape((1:1:interlen), m, interlen/m);
for i_alp = 1:m
    alpha(i_alp,rem((i_alp-1)*interlen/m/m + (0:1:interlen/m-1),
interlen/m) + 1 ) = temp_alpha(i_alp,:);
end
alpha = reshape(alpha, 1, interlen);

```

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

- [1]. **Trần Anh Thắng**, Lê Duy Minh, Lê Thị Huyền Trang (2015), "Hiệu quả của giải mã lặp trong hệ thống trải phổ," *Tạp chí Khoa học và Công nghệ, Đại học Thái Nguyên*, tập số 137, trang 113-119.
- [2]. Phạm Xuân Nghĩa, **Trần Anh Thắng** (07-2016), "Đánh giá hiệu quả sử dụng sơ đồ BICM-ID cho truyền dẫn OFDM và chuẩn 802.11," *Tạp chí Nghiên cứu KH&CN quân sự*, vol. Số Đặc san ACMEC, trang 112-119.
- [3]. Đinh Thế Cường, **Trần Anh Thắng**, Phạm Xuân Nghĩa (2017), "Kỹ thuật xáo trộn mới cho hệ thống BICM-ID OFDM," *Tạp chí Nghiên cứu Khoa học và Công nghệ quân sự*, Số đặc san, ACMEC, trang 99-106.
- [4]. **Trần Anh Thắng**, Phạm Xuân Nghĩa, Đinh Thế Cường (2017), "Cải tiến giải pháp kỹ thuật trên giao diện vô tuyến của hệ thống LTE theo hướng sử dụng sơ đồ BICM-ID," *Tạp chí Khoa học và kỹ thuật, Học viện Kỹ thuật Quân sự*, tập số 187, trang 112-122.
- [5]. **Trần Anh Thắng**, Đinh Thế Cường, Phạm Xuân Nghĩa (2017), "Tái sử dụng CP cho hệ thống BICM-ID OFDM," *Tạp chí nghiên cứu khoa học và Công nghệ quân sự*, tập số 52, trang 68-78.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1]. Nguyễn Quốc Bình, *Kỹ thuật truyền dẫn số*, NXB Quân đội nhân dân, 2001.
- [2]. Nguyễn Văn Giáo (2006), "Cải thiện chất lượng giải mã - giải điều chế trong hệ thống điều chế mã có xáo trộn bit (BICM-ID) bằng hệ số chuẩn hóa," *Tạp chí Khoa học và Kỹ thuật*, vol. Số 115, trang 23-32.
- [3]. Nguyễn Văn Giáo (2010), "Nghiên cứu cải thiện chất lượng hệ thống BICM-ID trong thông tin vô tuyến," *Luận án Tiến sỹ kỹ thuật*, Học viện Kỹ thuật quân sự, Hà Nội.
- [4]. Nguyễn Văn Giáo, Nguyễn Quang Tuấn, Đinh Thế Cường, Nguyễn Quốc Bình (4.2009), "Tối ưu vị trí các điểm tín hiệu M-PSK trong hệ thống điều chế mã có xáo trộn bit và giải mã lặp (BICM-ID)," *Tạp chí Công nghệ Thông tin & Truyền thông*, vol. *Chuyên san Các công trình nghiên cứu - triển khai viễn thông và công nghệ thông tin*, Tập V-1, Số 1(21), trang 31-39.
- [5]. Đỗ Công Hùng, Đinh Thế Cường, Nguyễn Quốc Bình (02.2007), "Nâng cao chất lượng hệ thống OFDM bằng BICM-ID," *Tạp chí Bưu chính viễn thông*, vol. *Chuyên san Các công trình nghiên cứu – triển khai viễn thông và công nghệ thông tin*, trang 5-14.
- [6]. Hoàng Trung Kiên, Nguyễn Văn Giáo, Bùi Khắc Thanh, Đinh Thế Cường (10-2010), "Mô hình BICM-ID điều chế đa chiều cho ghi số," *Tạp chí Khoa học và Kỹ thuật*, Học viện Kỹ thuật Quân sự, vol. 137, trang 65-74.
- [7]. Hà Thị Kim Thoa, Đinh Thế Cường (4-2012), "Nghiên cứu cải thiện chất lượng thuật toán giải mã truyền niềm tin cho các mã LDPC bằng cách sử dụng hệ số hiệu chỉnh," *Tạp chí Nghiên cứu Khoa học và Công nghệ Quân sự*, vol. 18, trang 55-61.

- [8]. Hà Thị Kim Thoa, Đinh Thế Cường (6-2012), "Giảm sự ảnh hưởng của việc ước lượng tỷ lệ tín trên tạp tới chất lượng giải mã LDPC của thuật toán tổng-tích bằng việc sử dụng hệ số hiệu chỉnh," *Tạp chí Nghiên cứu Khoa học và Công nghệ Quân sự*, vol. 19, trang 55-61.
- [9]. Hà Thị Kim Thoa, Nguyễn Tùng Hưng (2013), "Phương pháp điều chế mã LDPC dựa trên độ tin cậy của bit mã," *Tạp chí Khoa học và Kỹ thuật, Học viện Kỹ thuật Quân sự*, vol. 158, trang 5-16.

Tiếng Anh

- [10]. 3GPP. (2011). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 V9.4.0 (2011-09))*. Available: www.3gpp.org/dynareport/36212.htm.
- [11]. 3GPP. (2016). *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 13.3.0 Release 13)*. www.3gpp.org/dynareport/36211.htm.
- [12]. S. Ahmadi, R. M. Srinivasan, H. Cho, J. Park, J. Cho, and D. Park (2007), "Channel models for IEEE 802.16 m evaluation methodology document," *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, pp. 03-12.
- [13]. S. A. Al-Semari and T. E. Fuja (1999), "Performance analysis of coherent TCM systems with diversity reception in slow Rayleigh fading," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 48, pp. 198-212.
- [14]. A. Ambroze, G. Wade, and M. Tomlinson (1998), "Iterative MAP decoding for serial concatenated convolutional codes," *IEEE Proceedings Communications*, vol. 145, pp. 53-59.
- [15]. L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv (1974), "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.)," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 20, pp. 284-287.

- [16]. S. A. Barbulescu and S. S. Pietrobon (1999), "TURBO CODES: a tutorial on a new class of powerful error correcting coding schemes," *Journal of Electrical and Electronics Engineering, Australia*, vol. 19(3), pp. 129-152.
- [17]. A. S. Barbulescu and S. S. Pietrobon (1994), "Interleaver design for turbo codes," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 2107-2108.
- [18]. S. Benedetto and G. Montorsi (1996), "Design of parallel concatenated convolutional codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 591-600.
- [19]. S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara (1998), "Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design, and iterative decoding," *IEEE Transactions on information Theory*, vol. 44, pp. 909-926.
- [20]. S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara (1997), "A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes," *IEEE communications letters*, vol. 1, pp. 22-24.
- [21]. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima (1993), "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1," in *Communications, ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference*, pp. 1064-1070.
- [22]. V. K. Bhargava and I. J. Fair (1999), *Mobile Communications Handbook (Forward Error Correction Coding)*, Ed. Suthan S. Suthersan Boca Raton: CRC Press LLC.
- [23]. E. Biglieri, G. Taricco, and E. Viterbo (2000), "Bit-interleaved time-space codes for fading channels," *Conference on Information Sciences and Systems*, WA4/1-6.

- [24]. G. E. Bottomley and L. R. Wilhelmsson (2008), "Recovering signal energy from the cyclic prefix in OFDM," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 3205-3211.
- [25]. G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri (1998), "Bit-interleaved coded modulation," *IEEE transactions on information theory*, vol. 44, pp. 927-946.
- [26]. Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang (2010), *MIMO-OFDM wireless communications with matlab*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.
- [27]. J. Choi, W. Lee, and I. Lee (2005), "Mapping optimization for space-time block coded OFDM systems with iterative decoding," in *Vehicular Technology Conference, VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, pp. 1230-1234.
- [28]. J. M. Cioffi. (2016). *Digital Communication: Signal Processing (Chapter 1)*. <https://web.stanford.edu/group/cioffi/book/>
- [29]. J. M. Cioffi. (2016). *Digital Communication: Signal Processing (Chapter 9)*. <https://web.stanford.edu/group/cioffi/book/>
- [30]. COST 207 (1989), *Digital land mobile radio communications*, COST 207 Management Committee.
- [31]. S. Crozier, J. Lodge, P. Guinand, and A. Hunt (1999), "Performance of turbo-codes with relative prime and golden interleaving strategies," in *IMSC'99 - International Mobile Satellite Conference, 6 th*, Ottawa, Canada, pp. 268-275.
- [32]. S. N. Crozier and P. Guinand (2005), "High - performance low - memory interleaver banks for turbo-codes," <https://www.google.com/patents/US6857087>.
- [33]. D. Divsalar, S. Dolinar, and F. Pollara (2001), "Iterative turbo decoder analysis based on density evolution," *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 19, pp. 891-907.

- [34]. Cong Hung Do, Xuan Nam Tran, and The Cuong Dinh (11.2006), "Adaptive Mapping for BICM-ID OFDM Systems," *The 10 Biennial REV Conference on Radio & Electronics (REV2006)*, Hanoi, Vietnam.
- [35]. M. Doelz, E. Heald, and D. Martin (1957), "Binary data transmission techniques for linear systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, pp. 656-661.
- [36]. T. M. Duman and M. Salehi (1999), "The union bound for turbo-coded modulation systems over fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 1495-1502.
- [37]. G. Femenias and I. Furió (2000), "A new, simple, and exact union bound for reference-based predetection and postdetection diversity TCM-MPSK systems in Rayleigh fading," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 49, pp. 540-549.
- [38]. D. L. Goeckel (1999), "Coded modulation with non-standard signal sets for wireless OFDM systems," in *Communications, ICC'99. 1999 IEEE International Conference on*, , pp. 791-795.
- [39]. J. Hagenauer (1997), "The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art," in *Proc. International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, pp. 1-11.
- [40]. J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke (1996), "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 42, pp. 429-445.
- [41]. C. Heegard and S. B. Wicker, "Turbo coding," Springer, 1999, pp. 1-10.
- [42]. B. M. Hochwald and S. Ten Brink (2003), "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE transactions on communications*, vol. 51, pp. 389-399.

- [43]. J. Hokfelt, O. Edfors, and T. Maseng (1999), "Interleaver design for turbo codes based on the performance of iterative decoding," in *Communications, ICC'99. 1999 IEEE International Conference on*, pp. 93-97.
- [44]. K. Hueske and J. Götze (2009), "Improving OFDM data estimation by overlapping based cyclic prefix reuse," in *14th International OFDM Workshop (InOWo)*.
- [45]. IEEE - Mentor. *IEEE-P802.11: Wireless LANs TGn Channel Models (doc:IEEE 802.11-03/940r4)*. <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/03/11-03-0940-04-000n-tgn-channel-models.doc>
- [46]. IEEE – Standard (2012), "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11™-2012," ed. New York, USA: IEEE Computer Society.
- [47]. IEEE – Standard (2012), "IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16™-2012," ed. New York, USA: LAN/MAN Standards Committee.
- [48]. Tan Jun and Stuber Gordon L (2002), "Analysis and design of interleaver mappings for iteratively decoded BICM," in *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, pp. 1403-1407.
- [49]. N. F. Kiyani and J. H. Weber (2007), "OFDM with BICM-ID and rotated MPSK constellations and signal space diversity," in *Communications and Vehicular Technology in the Benelux, 2007 14th IEEE Symposium on*, pp. 1-4.
- [50]. S. Le Goff, A. Glavieux, and C. Berrou (1994), "Turbo-codes and high spectral efficiency modulation," in *Communications, 1994. ICC'94, SUPERCOMM/ICC'94, Conference Record, 'Serving Humanity Through Communications.'* *IEEE International Conference on*, pp. 645-649.

- [51]. X. Li, A. Chindapol, and J. A. Ritcey (2002), "Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8 PSK signaling," *IEEE Transactions on communications*, vol. 50, pp. 1250-1257.
- [52]. X. Li and J. A. Ritcey (1999), "Trellis-coded modulation with bit interleaving and iterative decoding," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 715-724.
- [53]. X. Li and J. A. Ritcey (1997), "Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding," *IEEE Communications Letters*, vol. 1, pp. 169-171.
- [54]. S. Lin and D. J. Costello (2004), *Error control coding vol. 2*, Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- [55]. J. L. Massey (1974), "Coding and modulation in digital communications," in *International Zurich Seminar on Digital Communications*, 3 rd, Zurich, Switzerland,.
- [56]. R. H. Morelos-Zaragoza (2006), *The art of error correcting coding*, John Wiley & Sons.
- [57]. K. R. Narayanan and G. L. Stuber (1999), "A serial concatenation approach to iterative demodulation and decoding," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 956-961.
- [58]. R. V. Nee and P. Ramjee (2004), *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, Boston.
- [59]. Quang Tuan Nguyen, Quoc Trinh Do, Xuan Nam Tran, and The Cuong Dinh (2011), "Bit-Interleaved Coded Modulation Systems with Iterative Decoding and Partial Reusing QAM Signal Points," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 1, No 3, pp 145-151.
- [60]. T. Palenik and P. Farkas (2011), "Exploiting cyclic prefix redundancy in OFDM to improve performance of Tanner: graph based decoding," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 69, pp. 143-152.

- [61]. RECOMMENDATION ITU-R M.1225 (1997), "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," International Telecommunication Union.
- [62]. P. Robertson and T. Worz (1998), "Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 16, pp. 206-218.
- [63]. William E. Ryan (2003), "Concatenated convolutional codes and iterative decoding," in *Encyclopedia of Telecommunications*, John Wiley & Sons.
- [64]. F. Schreckenbach, N. Gortz, J. Hagenauer, and G. Bauch (2003), "Optimization of symbol mappings for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, pp. 593-595.
- [65]. S. Stefania, T. Issam, and B. Matthew (2009), *LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice*, John Wiley and Sons, Ltd.
- [66]. O. Y. Takeshita and D. J. Costello (1998, August), "New classes of algebraic interleavers for turbo-codes," in *Information Theory, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on*, p. 419, IEEE.
- [67]. E. Tell and D. Liu (2004), "A hardware architecture for a multi mode block interleaver," in *International Conference on Circuits and Systems for Communications (ICCSC), Moscow, Russia*.
- [68]. N. H. Tran, H. H. Nguyen, and T. Le-Ngoc (2006), "Optimum Subcarrier Grouping and Rotation Matrix for Coded OFDM with Modulation Diversity," in *Information Theory, 2006 IEEE International Symposium on*, pp. 1384-1388.
- [69]. N. H. Tran, H. H. Nguyen, and T. Le-Ngoc (2007), "Bit-interleaved coded OFDM with signal space diversity: Subcarrier grouping and rotation matrix design," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 1137-1149.

- [70]. N. H. Tran, H. H. Nguyen, and T. Le-Ngoc (2007), "Multidimensional subcarrier mapping for bit-interleaved coded ofdm with iterative decoding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 5772-5781.
- [71]. M. Tüchler, S. Ten Brink, and J. Hagenauer (2002), "Measures for tracing convergence of iterative decoding algorithms," in *Proc. 4th IEEE/ITG Conf. on Source and Channel Coding*, pp 53-60.
- [72]. G. Ungerboeck (1982), "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE transactions on Information Theory*, vol. 28, pp. 55-67.
- [73]. A. J. Viterbi and J. K. Omura (2013), *Principles of digital communication and coding*, Courier Corporation.
- [74]. J. Vogt and A. Finger (2000), "Improving the max-log-MAP turbo decoder," *Electronics letters*, vol. 36, pp. 1937-1939.
- [75]. S. Weinstein and P. Ebert (1971), "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE transactions on Communication Technology*, vol. 19, pp. 628-634.
- [76]. L. Xu, J. Yang, D. D. Huang, and A. Cantoni (2017), "Exploiting Cyclic Prefix for Turbo-OFDM Receiver Design," *IEEE Access*, IEEE.
- [77]. J. Yang, Q. Guo, D. Huang, and S. Nordholm (2013), "Exploiting cyclic prefix in Turbo FDE systems using factor graph," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2013 IEEE, pp. 2536-2541.
- [78]. J. Yang, Q. Guo, D. D. Huang, and S. Nordholm (2013), "A factor graph approach to exploiting cyclic prefix for equalization in OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, pp. 4972-4983.
- [79]. E. Zevahi (1992), "8-PSK trellis codes for a Rayleigh fading channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, pp. 873-883.

- [80]. Z. Zhang, B. Wu, Y. Zhu, and Y. Zhou (2009), "Design and implementation of a multi-mode interleaver/deinterleaver for MIMO OFDM systems," in *ASIC, 2009. ASICON'09. IEEE 8th International Conference on*, pp. 513-516.
- [81]. Z. Zhang, B. Wu, Y. Zhou, and X. Zhang (2012), "Low-Complexity Hardware Interleaver/Deinterleaver for IEEE 802.11a/g/n WLAN," *VLSI Design*.
- [82]. X. Zou, X. Qian, W. Liu, and Y. Song, "Chaotic block interleaver design for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding," in *Image Analysis and Signal Processing (IASP), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-4.