

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



NGUYỄN THỊ THU HIÊN

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP THIẾT KẾ VÀ ĐÁNH GIÁ
HIỆU NĂNG MÃ KÊNH CHO HỆ THỐNG THÔNG TIN
HẠP**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

HÀ NỘI – 2019

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



NGUYỄN THỊ THU HIÊN

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP THIẾT KẾ VÀ ĐÁNH GIÁ
HIỆU NĂNG MÃ KÊNH CHO HỆ THỐNG THÔNG TIN
HẠP**

**CHUYÊN NGÀNH: KỸ THUẬT VIỄN THÔNG
MÃ SỐ: 9.52.02.08**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

- 1. PGS.TS. LÊ NHẬT THĂNG**
- 2. PGS.TS. NGUYỄN THÚY ANH**

HÀ NỘI – 2019

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi. Các kết quả được viết chung với các tác giả khác đều được sự đồng ý của đồng tác giả trước khi đưa vào luận án. Các kết quả nêu trong luận án là trung thực và chưa từng được công bố trong các công trình nào khác.

Tác giả luận án

Nguyễn Thị Thu Hiền

LỜI CẢM ƠN

Thực hiện luận án tiến sĩ là một thử thách lớn, đòi hỏi sự kiên trì và tập trung cao độ. Tôi thực sự hạnh phúc với kết quả đạt được trong đề tài nghiên cứu của mình. Những kết quả đạt được không chỉ là nỗ lực cá nhân, mà còn có sự hỗ trợ và giúp đỡ của các thầy hướng dẫn, nhà trường, bộ môn, đồng nghiệp và gia đình. Tôi muốn bày tỏ tình cảm của mình đến với họ.

Trước hết, tôi xin gửi lời cảm ơn sâu sắc tới thầy giáo - PGS.TS. Lê Nhật Thăng và cô giáo - PGS.TS. Nguyễn Thúy Anh đã quan tâm hướng dẫn và giúp đỡ tôi trong suốt quá trình thực hiện và hoàn thành luận án.

Tôi xin trân trọng cảm ơn Khoa Viễn thông 1, Khoa Đào tạo Sau Đại học và Lãnh đạo Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông đã tạo điều kiện thuận lợi cho tôi trong suốt quá trình thực hiện luận án. Tôi xin cảm ơn tập thể Lãnh đạo, giảng viên Khoa Viễn thông 1 – Học Viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông đã cổ vũ động viên tôi trong quá trình nghiên cứu.

Tôi xin bày tỏ lòng biết ơn vô hạn đối với cha mẹ và gia đình đã luôn bên cạnh ủng hộ, giúp đỡ tôi. Cuối cùng, tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành tới tất cả những người bạn của tôi, những người luôn chia sẻ và cổ vũ tôi trong những lúc khó khăn.

Nghiên cứu sinh

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC	iii
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ	vi
DANH MỤC CÁC BẢNG	ix
DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT	x
CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC	xiii
MỞ ĐẦU	2
CHƯƠNG 1	10
TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU	10
1.1. HẠ TẦNG TRÊN KHÔNG TẦM CAO	10
1.1.1. Giới thiệu chung	10
1.1.2. Các vấn đề về mô hình kênh HAP	13
1.2. MÃ HÓA KÊNH	15
1.3. CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ KÊNH CHO HỆ THỐNG HAP	19
1.4. CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN, NHẬN XÉT VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN	21
1.4.1. Các công trình nghiên cứu liên quan và nhận xét	21
1.4.2. Hướng nghiên cứu của luận án	23
1.5. KẾT LUẬN CHƯƠNG 1	24
CHƯƠNG 2	23
DUNG LƯỢNG KÊNH CỦA HỆ THỐNG HAP	23
2.1. MÔ HÌNH KÊNH HAP	23
2.2. DUNG LƯỢNG KÊNH CỦA HỆ THỐNG HAP	31
2.2.1. Dung lượng kênh không nhớ đầu vào rời rạc - đầu ra liên tục	32
2.2.2. Xác suất tới hạn	40

2.2.3. Dung lượng tới hạn	42
2.3. KẾT LUẬN CHƯƠNG 2	45
CHƯƠNG 3	46
THIẾT KẾ MÃ KÊNH TIẾP CẬN DUNG LƯỢNG CHO HỆ THỐNG HAP.....	46
3.1. BIỂU ĐỒ TRUYỀN ĐẠT THÔNG TIN NGOẠI LẠI.....	46
3.2. ĐỀ XUẤT SỬ DỤNG MÃ CHẬP KHÔNG ĐỀU TRONG HỆ THỐNG HAP	49
3.2.1. Đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong	52
3.2.2. Đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài	53
3.3. THIẾT KẾ MÃ KÊNH TIẾP CẬN DUNG LƯỢNG CHO HỆ THỐNG HAP.....	56
3.3.1. Cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD	57
3.3.2. Mã chập không đều.....	58
3.3.3. Thiết kế mã IrCC cho hệ thống HAP	61
3.3.4. Kết quả thiết kế mã IrCC	68
3.4. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA MÃ CHẬP KHÔNG ĐỀU	73
3.4.1. Kết quả 1: Hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC ₁₇ (31,27)-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$	73
3.4.2. Kết quả 2: Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC ₁₇ -URC-QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice.	75
3.4.3. Kết quả 3: Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC ₈ -URC-QPSK qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.	77
3.5. KẾT LUẬN CHƯƠNG 3	84
CHƯƠNG 4	86
XÂY DỰNG MÔ HÌNH GIẢI TÍCH XÁC ĐỊNH ĐƯỜNG BIÊN XÁC SUẤT LỖI CHO HỆ THỐNG HAP	86
4.1. XÂY DỰNG CÔNG THỨC TÍNH XÁC SUẤT LỖI CẶP.....	86

4.2. XÂY DỰNG MÔ HÌNH GIẢI TÍCH XÁC ĐỊNH ĐƯỜNG BIÊN XÁC SUẤT LỖI BIT CỦA CƠ CHẾ MÃ HÓA IrCC-URC-QPSK.....	90
4.2.1. Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit	90
4.2.2. Hàm liệt kê trọng số của mã chập con thành phần	96
4.2.3. Hàm liệt kê trọng số của mã URC	99
4.2.4. Kết quả đạt được	101
4.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4	102
KẾT LUẬN.....	103
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ	106
PHỤ LỤC	108
TÀI LIỆU THAM KHẢO	111

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1. 1. Hệ thống HAP được triển khai ở độ cao 17~22km [4].....	11
Hình 1. 2. Giải pháp sử dụng hệ thống HAP cung cấp dịch vụ băng rộng [11]	12
Hình 1. 3. Bán kính vùng phủ của hệ thống HAP [4].....	15
Hình 1. 4. Độ lợi mã hóa giữa hệ thống có và không có mã kênh [18]	16
Hình 1. 5. Mã liên kết hai tầng nối tiếp: bộ mã hóa (a) và bộ giải mã (b).....	18
Hình 2. 1. Các mô hình thống kê kênh HAP [4].....	26
Hình 2. 2. Mô hình kênh hai tia cho kênh truyền HAP [1].....	27
Hình 2. 3. Mô hình kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái [15].....	30
Hình 2. 4. Mô hình DCMC của hệ thống sử dụng tín hiệu dạng sóng M mức.....	34
Hình 2. 5. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice.....	37
Hình 2.6. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, sử dụng điều chế QPSK, tại các góc ngắng khác nhau.....	38
Hình 2.7. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh.....	37
Hình 2. 8. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch	38
Hình 2. 9. Xác suất tới hạn (P_{out}) của DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^{\circ}$ ($K=10\text{dB}$).....	41
Hình 2. 10. Xác suất tới hạn (P_{out}) của DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^{\circ}$	41
Hình 2. 11. Dung lượng tới hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống, điều chế QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^{\circ}$ ($K=10\text{dB}$), tại các \mathcal{E} khác nhau	43
Hình 2. 12. Dung lượng tới hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống, điều chế 16QAM qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^{\circ}$ ($K=10\text{dB}$) tại các \mathcal{E} khác nhau.....	44
Hình 2. 13. Dung lượng tới hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống HAP, điều chế QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^{\circ}$, tại các \mathcal{E} khác nhau.....	44

Hình 3. 1. Bộ mã hóa (a) và bộ giải mã SISO (b).....	48
Hình 3. 2. Sơ đồ cơ chế mã hóa SCCC trong [12].....	51
Hình 3. 3. Sơ đồ khối đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong.....	53
Hình 3. 4. Đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài.....	53
Hình 3. 5. Biểu đồ EXIT của cơ chế mã hóa kênh trong [12] qua kênh HAP pha-đỉnh Rice ($K=10$ dB), điều chế QPSK, $R_c=0,5$	55
Hình 3. 6. Sơ đồ cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD cho hệ thống HAP	57
Hình 3. 7. Sơ đồ của mã chập con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,8$ được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17)	58
Hình 3. 8. Biểu đồ EXIT của mã chập con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,8$ (a) và $R_k = 0,75$ (b) được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17).....	59
Hình 3. 9. Mã chập không đều 17 thành phần (IrCC ₁₇).....	60
Hình 3. 10. Đường cong EXIT của các mã chập con thành phần xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17) và CC(1,27/31)	61
Hình 3. 11. Đường cong EXIT của IrCC ₃ , IrCC ₈ và IrCC ₁₇	66
Hình 3. 12. Đường cong EXIT của IrCC ₃ và CC(1,15/17).....	67
Hình 3. 13. Đường cong EXIT của IrCC ₈ và IrCC ₁₇	67
Hình 3. 14. Biểu đồ EXIT của cơ chế mã hóa IrCC ₁₇ (31,27)-URC-QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB), $R_c=0,5$	69
Hình 3. 15. Quỹ đạo giải mã của cơ chế IrCC ₁₇ (31,27)-URC-QPSK, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB), $R_c=0,5$	69
Hình 3. 16. Mô hình mô phỏng cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD qua kênh HAP.....	73
Hình 3. 17. Hiệu năng BER của IrCC ₁₇ -URC-QPSK và CC-URC-QPSK, $R_c=0,5$, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice và Rayleigh.....	74

Hình 3. 18. Hiệu năng FER của IrCC ₁₇ (31,27)-URC-QPSK và SCCC [12] tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10dB$).....	76
Hình 3. 19. Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC ₈ -URC-QPSK cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái	77
Hình 4. 1. Chòm sao tín hiệu QPSK.....	87
Hình 4. 2. Chuỗi mã vòng trong $W_j(l, D_1, D_2)$	94
Hình 4. 3. Biểu đồ lưới của CC(1,15/17) với tỷ lệ mã hóa $R_c= 0,5$ (a) và $R_c=0,67$ (b)	96
Hình 4. 4. Biểu đồ trạng thái mở rộng của mã chập CC(1,15/17), $R_c =0,67$	97
Hình 4. 5. Sơ đồ lưới hợp nhất của URC.....	99
Hình 4. 6. Đường biên trên về xác suất lỗi bit của hệ thống HAP sử dụng cơ chế mã hóa IrCC ₈ (17,15)-URC-QPSK, $R_c=0,67$, qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái	101

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1. 1. Đặc tính bán kính vùng phủ của hệ thống HAP [4]	15
Bảng 2.1. Giá trị $SNR_r _R$ của dung lượng DCMC sử dụng phương thức điều chế QPSK, 16QAM qua các kênh HAP	Error! Bookmark not defined.
Bảng 3. 1. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC ₁₇ (31,27) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB).....	70
Bảng 3. 2. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC ₈ (17,15) và IrCC ₈ (31,27) qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.....	71
Bảng 3. 3. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC(17,15) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP, điều chế QPSK, $R_c=0,5$	71
Bảng 3. 4. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrrCC ₁₇ (31,27) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^0$	72
Bảng 3. 5. Liệt kê d_{DCMC} của cơ chế mã hóa IrCC ₈ (17,15)-URC-MOD cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.....	72
Bảng 3. 6. Liệt kê d_{DCMC} của cơ chế mã hóa IrCC ₈ (31,27)-URC-MOD cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.....	72
Bảng 3. 7. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 1	73
Bảng 3. 8. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 2.	76
Bảng 3. 9. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 3	77
Bảng 3. 10. Đánh giá sự trả giá giữa hiệu năng cải thiện và độ phức tạp tính toán.....	80
Bảng 3. 11. Tốc độ bit (Mbps) của hệ thống thông tin HAP [12]	81
Bảng 3. 12. Trễ truyền dẫn (ms) của hệ thống thông tin HAP	82
Bảng 3. 13. Trễ xử lý tại bộ giải mã (ms) và thông lượng (Mbps) của bộ giải mã.	83
Bảng 3. 14. Tổng thời gian trễ (ms) của hệ thống thông tin HAP – sử dụng IrCC ₈ (17,15)	83
Bảng 3. 15. Trễ yêu cầu (ms) của các dịch vụ viễn thông [75]	84

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

TỪ VIẾT TẮT	DIỄN GIẢI	
	TIẾNG ANH	TIẾNG VIỆT
APP	A-Posteriori Probability	Xác suất hậu nghiệm
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gauss trắng cộng
BEP	Bit Error Probability	Xác suất lỗi bit
BER	Bit Error Ratio	Tỷ số lỗi bit
BFWA	Broadband FixedWireless Access	Truy nhập vô tuyến cố định băng thông rộng
BPS	Bit Per Symbol	Bit/ký hiệu
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khóa dịch pha nhị phân
CC	Convolutional Code	Mã chập
CCMC	Continuous-input Continuous-output Memoryless Channel	Kênh không nhớ đầu vào liên tục, đầu ra liên tục
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân bố tích lũy
CPEP	Conditional Pairwise Error Probability	Xác suất lỗi cặp có điều kiện
DCMC	Discrete-input Continuous-output Memoryless Channel	Kênh không nhớ đầu vào rời rạc, đầu ra liên tục
DEMOD	DEMODulation	Giải điều chế
DMC	Discrete Memoryless Channel	Kênh rời rạc không nhớ
DPSK	Differential Phase Shift Key	Khóa dịch pha vi sai
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Key	Khóa dịch pha cầu phương vi sai
EXIT	Extrinsic Information Transfer	Truyền đạt thông tin ngoại lai
FEC	Forward Error Correction	Sửa lỗi hướng đi

FER	Frame Error Ratio	Tỷ số lỗi khung
FSO	Free-Space Optical	Quang vô tuyến
GEO	Geostationary Earth Orbit	Vệ tinh quỹ đạo địa tĩnh
HAP	High Altitude Platform	Hạ tầng trên không tầm cao
HCCC	Hybrid Concatenated Convolutional Code	Mã chập liên kết hỗn hợp
IoT	Internet of Thing	Internet vạn vật
IOWEF	Input Output Weight Enumerator Function	Hàm liệt kê trọng số đầu vào đầu ra
IrCC	Irregular Convolutional Code	Mã chập không đều
ITU	International Telecommunication Union	Liên minh viễn thông quốc tế
LAP	Low-Altitude Platform	Hạ tầng trên không tầm thấp
LDPC	Low-Density Parity-Check	Kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp
LEO	Low Earth Orbit	Vệ tinh tầm thấp
LLR	Log-Likelihood Ratio	Tỷ lệ hợp lệ logarit
LOS	Line Of Sight	Tầm nhìn thẳng
MAP	Maximum A-Posteriori	Hậu nghiệm cực đại
ML	Maximum Likelihood	Hợp lệ cực đại
M-PSK	M-ary Phase-Shift Keying	Khóa dịch pha M mức
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương M mức
NLOS	Non-Line Of Sight	Tầm nhìn gián tiếp
PCCC	Parallel Concatenated Convolutional Code	Mã chập liên kết song song
PEP	Pairwise Error Probability	Xác suất lỗi cặp
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
RAC	Rural Area Coverage	Vùng phủ khu vực nông thôn

SAC	Suburban Area Coverage	Vùng phủ khu vực ngoại thành
SCCC	Serially Concatenated Convolutional Code	Mã chập liên kết nối tiếp
SD	Steepest Descent	Phương pháp giảm bước
SISO	Software Input Software Output	Đầu vào mềm, đầu ra mềm
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha cầu phương
UAC	Urban Area Coverage	Vùng phủ khu vực đô thị
UAV	Unmanned Aerial Vehicles	Thiết bị tàu bay không người lái
UE	User End	Đầu cuối người dùng
URC	Unity Rate Code	Mã tỷ lệ đơn vị
WEP	Word Error Probability	Xác suất lỗi cụm
WRC	World Radiocommunication Conference	Hội nghị truyền thông vô tuyến thế giới

CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa	Đơn vị
$a(t)$	Hệ số pha-đỉnh phức	
$a_s(t)$	Hệ số pha-đỉnh chậm	
$a_f(t)$	Hệ số pha-đỉnh nhanh	
C_{DCMC}	Dung lượng DCMC	bits/symbol (BPS)
d	Khoảng cách giữa HAP và thiết bị thu phát mặt đất	km
d_m	Khối bản tin	bit
\widehat{d}_m	Khối bản tin khôi phục	
d_{LOS}	Khoảng cách LOS	km
d_{NLOS}	Khoảng cách NLOS	km
G_t	độ lợi của ăng-ten phát	dB
G_r	Độ lợi của ăng-ten thu	dB
$I_0(\cdot)$	là hàm Bessel bậc 0 loại 1, $2\sigma^2$ là công suất trung bình của N thành phần đa đường NLOS,	
J	Số vòng lặp giải mã	
K	Hệ số Rice	dB
h	Độ cao của HAP	km
L_0	Suy hao trung bình của đường truyền	dB
M	Mức điều chế	
N	Kích cỡ khung tin	bit
$n(t)$	Tạp âm Gauss trắng cộng	
L_π	Kích thước bộ đan xen	bit
L_{NLOS}	Suy hao đường truyền của NLOS	dB

L_{LOS}	Suy hao đường truyền của LOS	dB
\mathbf{P}	Ma trận xác suất chuyển trạng thái	
P_{LOS}	Xác suất của thành phần LOS	
$p(x_m)$	Xác suất của tín hiệu phát x_m	
p_{ij}	Xác suất kênh chuyển từ trạng thái i sang trạng thái j	
P_t	Công suất phát	W
$P_r(d)$	Công suất thu, là hàm của d	W
$r_m(t)$	Tín hiệu thu	
r	Khoảng cách từ thiết bị thu phát mặt đất đến điểm chiếu của HAP trên mặt phẳng trái đất	km
R	Tốc độ thông tin	bits/symbol (BPS)
R_n	Tốc độ thông tin chuẩn hóa	bits/symbol (BPS)
R_c	Tỷ lệ mã hóa	
R_k	Tỷ lệ mã hóa của mã chập con thành phần k	
R_i	Tỷ lệ mã hóa của mã vòng trong	
R_o	Tỷ lệ mã hóa của mã vòng ngoài	
$x_m(t)$	Tín hiệu phát	
$W_{b,m_1,m_2}^{C_s}$	Số từ mã của mã C_s có trọng số Hamming đầu vào w , trọng số Hamming đầu ra m_1, m_2 .	
λ	Bước sóng	m
α_{att}	Hệ số suy hao của thành phần trực tiếp	dB
α_k	Hệ số trọng số tối ưu của mã chập con thành phần k	
σ^2	Công suất trung bình của N thành phần đa đường NLOS	W

θ	góc nghiêng	Độ
μ	Trung bình của phân bố Lognormal	
σ_z	Độ lệch chuẩn của phân bố Lognormal	
η	Số bit/ký hiệu điều chế	bps
π	Vector xác suất trạng thái	

MỞ ĐẦU

1. Tính cấp thiết của luận án

Trong lĩnh vực thông tin vô tuyến hiện nay, ngoài hai đại diện cơ bản và đã có những ưu thế nhất định là thông tin vô tuyến mặt đất và thông tin vệ tinh, thì trong những năm gần đây một giải pháp thông tin vô tuyến mới đã thu hút sự quan tâm của nhiều nước, nhiều tổ chức trên thế giới trong việc thiết kế, phát triển và triển khai thử nghiệm [12, 39, 41, 42, 40, 43]: giải pháp thông tin sử dụng thiết bị bay. Thiết bị bay này có thể là máy bay không người lái (UAV), máy bay nhỏ hoặc tàu bay. Trong giải pháp thông tin, chúng được sử dụng cho nhiều mục đích ứng dụng khác nhau bao gồm quân sự, theo dõi và giám sát, viễn thông, cung cấp vật tư y tế và các hoạt động cứu hộ. Do vậy, tùy thuộc vào yêu cầu ứng dụng, môi trường và các quy định mà mỗi thiết bị bay thích hợp sẽ được sử dụng. Trong thực tế, để sử dụng đúng thiết bị bay cho từng ứng dụng cụ thể, một số yếu tố như khả năng và độ cao cần phải được tính đến. Nói chung, dựa trên độ cao hoạt động của thiết bị bay mà chúng có thể được phân loại thành hạ tầng trên không tầm cao (HAP) và hạ tầng trên không tầm thấp (LAP). Các HAP thường hoạt động trên không ở độ cao trên 17 km (độ cao của tầng bình lưu) và gần như cố định [79]. Còn các LAP thường hoạt động trên không ở độ cao vài km, di chuyển nhanh và triển khai linh hoạt [3]. So với HAP, việc triển khai LAP được thực hiện nhanh hơn, do đó LAP thích hợp hơn cho các ứng dụng yêu cầu thời gian triển khai nhanh (như trong các tình huống khẩn cấp). Tuy nhiên, HAP lại có tuổi thọ lâu hơn và do đó, thích hợp hơn cho các hoạt động dài hạn (ví dụ: từ vài tháng đến vài năm).

Từ góc độ mạng, khi được triển khai và vận hành đúng cách, HAP sẽ là một giải pháp thông tin vô tuyến hiệu quả và đáng tin cậy cho nhiều ứng dụng thực tế. Cụ thể, HAP có thể được sử dụng để thay thế một trạm gốc ở trên không cung cấp thông tin liên lạc vô tuyến đáng tin cậy, hiệu quả và theo yêu cầu cho các khu vực mong muốn [12, 41, 40, 42, 43, 62]. Mặt khác, HAP có thể hoạt động như thiết bị người dùng ở trên không (UE), được gọi là HAP di động, cùng tồn tại với thiết bị thu phát mặt

đất. Hơn nữa, với độ cao có thể điều chỉnh, HAP cho phép thiết lập hiệu quả các đường truyền tín hiệu trực tiếp (LOS), do đó giảm thiểu suy hao và che khuất tín hiệu. Với những lợi thế như vậy, HAP cho thấy nhiều tiềm năng ứng dụng trong các mạng viễn thông. Ví dụ, với vai trò của trạm gốc trên không, HAP được triển khai để tăng cường khả năng và vùng phủ sóng vô tuyến cho các sự kiện tạm thời, hoặc các điểm nóng tại các sân vận động thể thao, hoặc tại các điểm hoạt động ngoài trời. Hơn nữa, chúng còn được sử dụng trong các tình huống đảm bảo an toàn công cộng nhằm hỗ trợ các hoạt động cứu trợ thiên tai và cho phép thông tin liên lạc khi các mạng thông tin truyền thống trên mặt đất bị hư hỏng [13]. Một ứng dụng quan trọng khác của HAP là trong Internet vạn vật (IoT), khi các thiết bị có công suất phát nhỏ, khó có thể giao tiếp trực tiếp được với nhau ở khoảng cách xa. Trong tình huống như vậy, HAP có thể hỗ trợ việc thu thập dữ liệu IoT từ thiết bị này và phân phối dữ liệu thu thập được đến các thiết bị khác [19, 35]. Đặc biệt, HAP cũng có thể sử dụng cho các hoạt động giám sát, một ứng dụng quan trọng trong IoT. Ngoài ra, ở những khu vực hoặc Quốc gia mà việc xây dựng một hạ tầng thông tin di động hoàn chỉnh tốn kém nhiều chi phí, thì việc sử dụng HAP sẽ đem lại nhiều lợi ích, tạo ra cơ hội sử dụng các ứng dụng thông tin với giá thành hợp lý, thu hẹp khoảng cách thông tin giữa các nước phát triển và các nước đang phát triển, đóng góp vào sự phát triển của cách mạng công nghiệp 4.0.

So với các hệ thống thông tin vệ tinh, tuy hệ thống thông tin HAP (là hệ thống thông tin dựa trên HAP, gọi tắt là hệ thống HAP) có ưu thế về khoảng cách đường truyền ngắn hơn và tín hiệu truyền chỉ chịu ảnh hưởng của tầng đối lưu. Song, hệ thống HAP cũng chịu những ảnh hưởng của môi trường truyền lan vô tuyến làm cho đặc tính của kênh truyền thay đổi theo thời gian ảnh hưởng đến chất lượng tín hiệu thu, đặc biệt là hiện tượng pha-đỉnh đa đường, ngay cả khi hoạt động ở dải băng tần Ka. Để đảm bảo chất lượng cho hệ thống thông tin cũng như giảm thiểu ảnh hưởng của pha-đỉnh đa đường, một trong những giải pháp hiệu quả và bền vững là sử dụng mã kênh trong hệ thống. Chính vì vậy, đối với hệ thống HAP, một số loại mã kênh cũng đã được đề xuất sử dụng là mã chập liên kết song song (PCCC), mã chập liên

kết nối tiếp (SCCC) [12], mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) [80], mã chập liên kết nối tiếp với mã Reed Solomon [1, 15]. Tuy nhiên, trong các nghiên cứu này đều có đặc điểm chung là chỉ tập trung vào việc đánh giá hiệu năng mã kênh qua tham số là Tỷ số lỗi bit (*BER*) hoặc Tỷ số lỗi khung (*FER*) mà không có bàn luận hay đánh giá nào về hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh. Trong khi đó, xu hướng thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh được xem như là một trong những tiêu chí đánh giá hiệu năng mã kênh trong các hệ thống thông tin [22, 46]. Chính vì vậy, đề tài “*Nghiên cứu giải pháp thiết kế và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống thông tin HAP*” là một trong những hướng nghiên cứu có tính thời sự và có ý nghĩa khoa học sâu sắc trong bối cảnh hệ thống HAP đang được xem là giải pháp tiềm năng của mạng thông tin di động thế hệ thứ 5 [9].

Qua khảo sát, NCS nhận thấy hướng nghiên cứu mã kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP của các tác giả trước chủ yếu tập trung vào hai hướng chính:

- (i) **Hướng nghiên cứu thứ nhất:** sử dụng một số mã kênh được khuyến nghị trong các tiêu chuẩn và đánh giá hiệu năng mã kênh qua tham số Tỷ số lỗi bit [16, 17, 15, 59, 63]. Chẳng hạn như:
 - Nghiên cứu [16, 17, 15, 59] sử dụng mã Reed-Solomon ghép nối tiếp với mã chập theo khuyến nghị ITU-R F.1500, IEEE 802.16.
 - Nghiên cứu [80] sử dụng mã BCH và LDPC trong tiêu chuẩn DVB-S2.
- (ii) **Hướng nghiên cứu thứ hai:** đề xuất sử dụng một mã kênh khác trong cơ chế mã hóa: mã chập liên kết nối tiếp (SCCC) và mã chập liên kết song song (PCCC) và đề xuất các mô hình đục lỗ nhằm cải thiện hiệu năng mã kênh về độ lợi mã hóa [12].

Xuất phát từ khảo sát và phân tích ở trên, luận án sẽ hướng tới nghiên cứu thiết kế mã kênh là mã chập không đều cho hệ thống HAP qua một số mô hình kênh truyền HAP điển hình theo tiêu chí hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh. Từ đó xây dựng mô

hình giải tích để đánh giá hiệu năng của mã chập không đều. Luận án tập trung vào ba mục tiêu chính sau đây:

- ✚ Thiết lập các đường biên dung lượng kênh: với mục tiêu này luận án cần thiết lập được các đường biên dung lượng kênh cho hệ thống HAP qua các phương thức điều chế tách sóng nhất quán phổ biến như QPSK, 16QAM, 64QAM,...
- ✚ Thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh: để thực hiện mục tiêu này, luận án đề xuất sử dụng và thiết kế mã chập không đều (IrCC) trong cơ chế mã hóa cho hệ thống HAP sử dụng công cụ biểu đồ thông tin ngoại lai (EXIT).
- ✚ Xây dựng mô hình giải tích để đánh giá hiệu năng của mã chập không đều qua đường biên xác suất lỗi: với mục tiêu này, luận án sẽ có được những đánh giá nhanh về hiệu năng của mã chập không đều cho hệ thống HAP.

2. Phạm vi của luận án

Với mục tiêu nghiên cứu giải pháp thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP, luận án đã chọn mã kênh sử dụng trong hệ thống HAP là mã chập không đều với công cụ thiết kế là biểu đồ EXIT. Do đó, để đạt được mục tiêu nghiên cứu, phạm vi luận án tập trung thiết lập đường biên dung lượng kênh, thiết kế mã chập không đều tiếp cận dung lượng kênh và xây dựng mô hình giải tích đánh giá hiệu năng của mã chập không đều cho hệ thống HAP, trong kịch bản mô hình kênh HAP đơn hướng có phía phát là HAP tựa tĩnh và phía thu là thiết bị thu mặt đất cố định, trong đó giả thiết tần số hoạt động của hệ thống HAP ở băng Ka. Qua các kết quả mô phỏng và phân tích cho thấy, với kích cỡ khung tin và số vòng lặp giải mã phù hợp, mã chập không đều thiết kế trong luận án đã cải thiện được một số các tham số hiệu năng về: *BER*, *FER*, tiếp cận dung lượng kênh và độ lợi mã hóa so với mã kênh của các công trình nghiên cứu trước [12]. Để đạt được mục tiêu và đối tượng nghiên cứu đã nêu ở trên, phạm vi nghiên cứu trong luận án tập trung vào các vấn đề sau:

- ✚ Khảo sát các hướng nghiên cứu về mã kênh cho hệ thống HAP, phân tích các tham số đánh giá hiệu năng mã kênh và các tham số ảnh hưởng đến hiệu năng mã kênh. Từ đó sáng tỏ cách thức tiếp cận, giải quyết vấn đề nhìn từ khía cạnh phương pháp luận, xác định công cụ phân tích và mô phỏng sử dụng trong nghiên cứu của luận án.
- ✚ Thiết lập đường biên dung lượng kênh của hệ thống HAP qua mô hình kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và chuyển mạch hai trạng thái khi hệ thống sử dụng các phương thức điều chế tách sóng nhất quán khác nhau: QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM.
- ✚ Phân tích cơ chế mã hóa kênh của các nghiên cứu trước đó, từ đó đề xuất sử dụng và thiết kế mã chập không đều tiếp cận dung lượng kênh sử dụng công cụ bán phân tích: biểu đồ EXIT. Trên cơ sở mã kênh thiết kế được, luận án sẽ đánh giá hiệu năng qua công cụ mô phỏng và mô hình giải tích xây dựng.

3. Phương pháp nghiên cứu

Phương pháp nghiên cứu được sử dụng trong luận án là nghiên cứu lý thuyết dựa trên mô hình giải tích với các công cụ toán học kết hợp với mô phỏng. Cụ thể, phương pháp nghiên cứu lý thuyết được sử dụng cho các nghiên cứu về nguyên lý hoạt động của các phần tử trong hệ thống HAP như mã hóa kênh/giải mã kênh, điều chế/giải điều chế và mô hình kênh HAP. Phương pháp nghiên cứu lý thuyết kết hợp với công cụ phần mềm mô phỏng được sử dụng trong việc thiết lập đường biên dung lượng kênh, thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh và xây dựng mô hình giải tích đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP.

4. Những đóng góp chính của luận án

Trên cơ sở nghiên cứu về: giải pháp thiết kế mã kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống thông tin HAP, luận án đề xuất một số đóng góp khoa học chính như sau:

- + Thiết lập các đường biên dung lượng kênh của hệ thống HAP qua ba mô hình kênh HAP điển hình là kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và chuyển mạch hai trạng thái khi hệ thống sử dụng các phương thức điều chế tách sóng nhất quán khác nhau: QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM. Các kết quả chính được công bố trong các bài báo khoa học “*Channel capacity for High Altitude Platform stations employing coherent detection*” [J1], “*Design of channel coding schemes for High Altitude Platform systems*” [J2], và bài báo hội nghị “*Design of near-capacity channel codes for High Altitude Platform systems over a two-state switched channel model*” [C1].
- + Đề xuất và thiết kế mã chập không đều tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP qua:
 - Hai mã chập mẹ CC(1,15,17) và CC(1,27/31) có độ dài hạn chế tương ứng là 4 và 5.
 - Mô hình kênh HAP: pha-đỉnh Rice, Rayleigh, chuyển mạch hai trạng thái.
 - Phương thức điều chế tách sóng nhất quán: QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM.
 - Tỷ lệ mã hóa khác nhau: 0,5; 0,67; ...

Qua phân tích, đánh giá các mã kênh thiết kế cho thấy, với kích cỡ khung tin và số vòng lặp giải mã phù hợp, mã kênh đề xuất và thiết kế cho hiệu năng *BER*, *FER*, tiếp cận dung lượng và độ lợi mã hóa cải thiện hơn so với mã kênh trong nghiên cứu [12]. Các kết quả chính là nội dung của bài báo khoa học “*Design of a near-capacity channel code for High Altitude Platform systems*” [J2] và bài báo hội nghị “*Design of near-capacity channel codes for High Altitude Platform systems over a two-state switched channel model*” [C1].
- + Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi để đánh giá hiệu năng mã chập không đều sử dụng cho hệ thống HAP. Các kết quả đánh giá dựa trên mô hình giải tích cho thấy, tại vùng SNR đủ lớn, đường biên xác suất lỗi đảm bảo đường biên trên và khá sát với thực tế mô phỏng. Các kết quả chính là

nội dung của bài báo khoa học “*Performance upper bounds of High Altitude Platform systems over a two-state switched channel*” [J3].

5. Bố cục của luận án

Luận án được tổ chức như sau:

Phần mở đầu: Trình bày tính cấp thiết của luận án, mục tiêu và phạm vi của luận án, phương pháp nghiên cứu, những đóng góp chính của luận án. Các kết quả nghiên cứu và đóng góp mới được trình bày trong các chương, mục theo cấu trúc sau:

Chương 1. Tổng quan về vấn đề nghiên cứu.

Chương một trình bày tổng quan về những vấn đề liên quan đến luận án, bao gồm: Kiến thức nền tảng về hạ tầng trên không tầm cao HAP, các vấn đề về mô hình kênh HAP, đánh giá hiệu năng hệ thống HAP, mã hóa kênh, các tham số đánh giá hiệu năng mã kênh, các nghiên cứu liên quan đến luận án. Trong đó, đáng chú ý là nội dung khảo sát về các hướng mã kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP để làm sáng tỏ phạm vi nghiên cứu và cách tiếp cận của luận án. Chương này tạo tiền đề nghiên cứu cho các chương 2, 3 và 4.

Chương 2. Dung lượng kênh của hệ thống HAP.

Nội dung chương hai tập trung nghiên cứu một số mô hình kênh HAP tiêu biểu. Từ đó thiết lập đường các đường biên dung lượng kênh qua các mô hình kênh này cùng các phương thức điều chế tách sóng nhất quán khác nhau. Đặc biệt, các tham số xác suất tới hạn và dung lượng tới hạn cũng được đánh giá đối với hệ thống HAP. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong 02 bài báo khoa học đăng trên tạp chí *Nghiên cứu khoa học và công nghệ Quân sự*: số 46, 12/2016 [J1] và số 52, 12/2017 [J2], và 01 bài báo tại *Hội nghị quốc gia lần thứ 21 về Điện tử, Truyền thông và CNTT (REV-ECIT)*, 2018 [C1].

Chương 3. Thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng cho hệ thống HAP.

Nội dung chương ba đề xuất sử dụng và thiết kế mã chập không đều tiếp cận dung lượng kênh trong hệ thống HAP. Với 28 bộ mã chập không đều thiết kế được

qua các tỷ lệ mã hóa, phương thức điều chế và mô hình kênh HAP khác nhau, các đánh giá về hiệu năng *BER*, *FER*, tiếp cận dung lượng kênh, độ lợi mã hóa, tỷ số lỗi bit cũng được thực hiện. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên tạp chí *Nghiên cứu khoa học và công nghệ Quân sự*, Số 52, 12/2017 [J2] và 01 bài báo tại *Hội nghị quốc gia lần thứ 21 về Điện tử, Truyền thông và CNTT (REV-ECIT)*, 2018 [C1].

Chương 4. Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi cho hệ thống HAP.

Nội dung chương bốn xây dựng công thức tính xác suất lỗi cặp (PEP), xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit để đánh giá hiệu năng của mã kênh đã đề xuất cho hệ thống HAP, thiết kế và xây dựng biểu đồ lưới mở rộng cho các mã chập con đục lỗ thành phần. Các đóng góp của luận án được trình bày trong chương này đã được công bố trong 01 bài báo khoa học đăng trên tạp chí *International Journal of Applied Engineering Research*, ISSN 0973-4562 Volume 13, Number 18 (2018), pp. 13932-13939 [J3].

CHƯƠNG 1

TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

Tóm tắt: *Chương một trình bày tổng quan về những vấn đề nghiên cứu liên quan đến luận án, bao gồm: Giới thiệu chung về hạ tầng truyền thông trên cao, các vấn đề về mô hình kênh HAP, đánh giá hệ thống HAP, mã hóa kênh, các tham số đánh giá hiệu năng mã kênh và các nghiên cứu liên quan đến luận án. Trong đó, đáng chú ý là nội dung khảo sát về mã kênh sử dụng cho hệ thống HAP và các đánh giá hiệu năng mã kênh nhằm làm sáng tỏ phạm vi nghiên cứu và cách tiếp cận của luận án. Chương này tạo tiền đề nghiên cứu cho các chương 2, 3 và 4.*

1.1. HẠ TẦNG TRÊN KHÔNG TẦM CAO

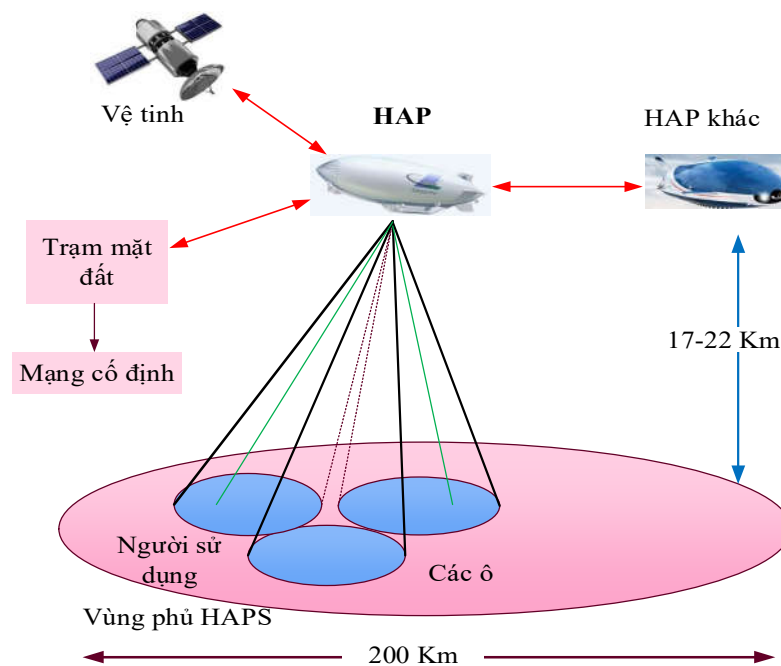
1.1.1. Giới thiệu chung

Ngày nay, trên thế giới nhu cầu về truyền thông băng rộng ở mọi nơi mọi lúc không ngừng gia tăng, điều đó dẫn đến sự phát triển và triển khai nhiều thế hệ mạng viễn thông. Các nhà cung cấp dữ liệu thương mại liên tục nghiên cứu cách thức cung cấp được các dịch vụ truyền tải dữ liệu tốc độ cao tới các khách hàng ở cả khu vực thành phố và nông thôn. Cơ sở hạ tầng hiện tại là sự kết nối của các mạng viễn thông mặt đất (như mạng thông tin vô tuyến mặt đất, mạng thông tin cáp đồng và cáp quang) và mạng vệ tinh. Tuy nhiên, cơ sở hạ tầng viễn thông này có phạm vi thông tin liên lạc không bao trùm hết toàn bộ địa cầu hoặc sẽ khó khăn và rất tốn kém để xây dựng. Vì vậy, trong lĩnh vực này, một hệ thống thông tin đã được phát triển nhằm cung cấp một giải pháp thông tin vô tuyến băng rộng từ các thiết bị bay hoạt động ở tầng bình lưu gọi là hạ tầng trên không tầm cao (HAP). Hệ thống này có tiềm năng để giải quyết một số thách thức về yêu cầu triển khai nhanh, truyền dữ liệu tốc độ cao trong viễn thông quân đội; hoặc thách thức về việc tăng cường khả năng và vùng phủ sóng cho các hoạt động sự kiện tạm thời hoặc các điểm nóng; hoặc thách thức trong việc hỗ trợ các hoạt động cứu trợ thiên tai,... Trên thực tế, do tính chất triển khai dễ dàng,

HAP còn được ứng dụng trong viễn thám, quan sát trái đất, định vị, thông tin hàng hải, an ninh quốc gia, khí tượng thủy văn, đo lường, giám sát, kiểm soát giao thông...

Theo tổ chức vô tuyến thế giới, HAP được định nghĩa như sau: “*HAP là một trạm được đặt trên một vật thể ở độ cao từ 20 km đến 50 km và tại điểm cố định, danh định, xác định tương đối so với trái đất*” [5].

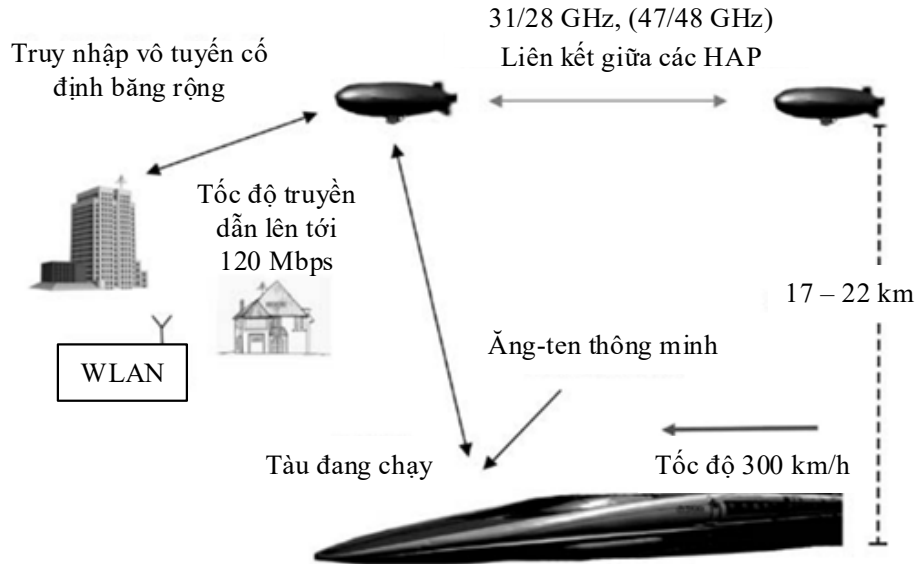
Các dịch vụ viễn thông được cung cấp bởi hệ thống HAP bao gồm các dịch vụ băng rộng, các dịch vụ khẩn cấp và các dịch vụ truyền hình (hình 1.1). HAP có thể cung cấp tốt các dịch vụ có sẵn ở cả hai hệ thống thông tin vô tuyến mặt đất và vệ tinh. Đặc biệt, hệ thống HAP cho phép triển khai nhanh chóng và sử dụng hiệu quả cao phổ tần qua việc tái sử dụng tần số.



Hình 1. 1. Hệ thống HAP được triển khai ở độ cao 17~22km [5]

Hình 1.1 cũng thể hiện các kịch bản kết nối hệ thống HAP với hạ tầng viễn thông hiện có bao gồm hệ thống HAP có các đường truyền lên và xuống từ/tới trạm thu phát mặt đất, thiết bị thu phát mặt đất để cung cấp các dịch vụ viễn thông. Hơn nữa, hệ thống HAP cũng được kết nối với các hệ thống HAP khác trong mạng

có nhiều hệ thống HAP hoặc cung cấp một đường truyền từ hệ thống vệ tinh, hoặc trạm gốc mặt đất qua hệ thống HAP đến thiết bị người dùng/trạm thu phát mặt đất.



Hình 1. 2. Giải pháp sử dụng hệ thống HAP cung cấp dịch vụ băng rộng [11]

Một số dự án nghiên cứu triển khai hệ thống HAP tiêu biểu có thể kể đến như [55]:

- ✚ Dự án Sky Station [41] ở Bắc Mỹ nhằm cung cấp ứng dụng truy nhập vô tuyến băng thông rộng 2 Mbps đường lên và 10 Mbps đường xuống. Tốc độ dữ liệu dự kiến cho các dịch vụ thoại di động là 9,6–16 kbps và 384 kbps cho dữ liệu. Phổ tần là 2 GHz (tương thích với IMT-2000) và 47/48 GHz;
- ✚ Dự án HALO-Proteus [2], được phát triển bởi Tập đoàn Công nghệ Thiên thần Hoa Kỳ, sử dụng HAP hoạt động ở độ cao khoảng 21 km so với mặt đất. Dự án nhằm mục đích cung cấp dịch vụ viễn thông băng rộng. Dung lượng truyền của một trạm HALO, ban đầu là 10 Gbps, sau đó có thể tăng đến 100 Gbps, cung cấp vùng phủ sóng có đường kính 100 km với hơn 100 búp ăng-ten riêng biệt và hoạt động trong dải tần số từ 28–38 GHz. Người dùng được cung cấp dịch vụ truy cập Internet với tốc độ 1-5 Mbps;

- ✚ Dự án CAPANINA [28] của Ủy ban Liên minh châu Âu đã nghiên cứu triển khai hệ thống HAP, sử dụng dải băng tần Ka, nhằm cung cấp ứng dụng truy nhập vô tuyến băng rộng có tốc độ lên đến 120 Mbps trong phạm vi vùng phủ bán kính 60 km. Hơn nữa, giải pháp thông tin qua đường truyền quang vô tuyến tốc độ 1,25 Gbps giữa các HAP cũng đã được thử nghiệm (hình 1.2).

Ngoài các dự án tiêu biểu ở trên, trong những năm gần đây, một số các dự án lớn khác có thể kể đến như dự án cung cấp Internet của Google và Facebook, với mục tiêu tạo ra một mạng kết nối giữa các tàu bay ở tầng bình lưu để cung cấp truy nhập Internet, đặc biệt ở vùng xa xôi, hẻo lánh [65].

Với những lợi ích như tăng cường vùng phủ sóng, truyền tín hiệu trực tiếp (LOS), hỗ trợ Internet vận vật, không yêu cầu cơ sở hạ tầng mặt đất,... thì việc có thể ứng dụng và triển khai hệ thống HAP thành công trong thực tế cũng đặt ra những yêu cầu thách thức quan trọng đối với hệ thống HAP như vị trí thông tin tối ưu, thời gian bay, vấn đề bảo mật, can nhiễu, kết nối với hạ tầng viễn thông hiện có, năng lượng hoạt động,... Trong đó, bất kỳ sự chuyển động và rung động nào của HAP đều có thể ảnh hưởng đến chất lượng đường truyền giữa HAP và thiết bị thu phát mặt đất. Hơn nữa, chất lượng đường truyền HAP còn phụ thuộc vào độ cao hoạt động của HAP, loại HAP sử dụng, vị trí của thiết bị thu phát mặt đất (góc nâng) và môi trường truyền sóng. Do vậy, khi thiết kế các hệ thống thông tin dựa trên HAP, điều cần thiết là phải đánh giá được những tác động của các tham số thiết kế như: tỷ số tín hiệu trên tạp âm, phương thức điều chế, mức điều chế, mã kênh sử dụng, tỷ lệ mã hóa, ... đến chất lượng của hệ thống như tỷ số lỗi bit (*BER*), tỷ số lỗi khung (*FER*), ...

1.1.2. Các vấn đề về mô hình kênh HAP

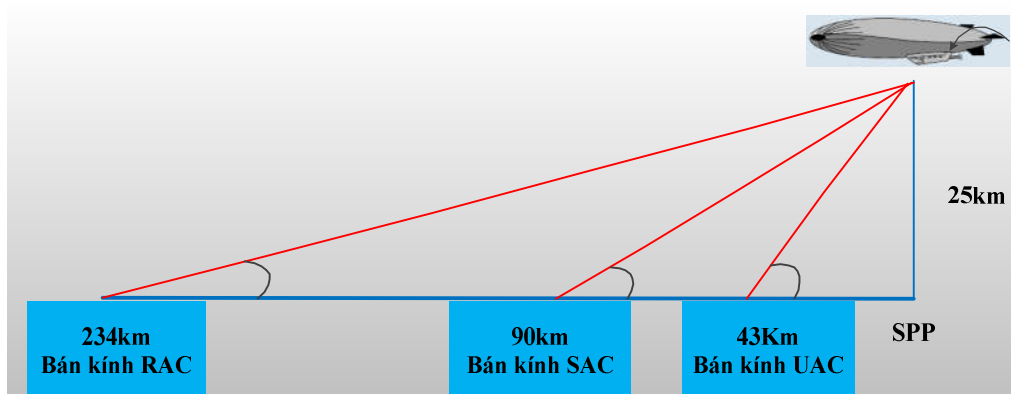
Điều kiện tiên quyết để thiết kế, đánh giá, thử nghiệm và triển khai hệ thống HAP thành công trong thực tế là phải có được những mô hình kênh truyền HAP đặc trưng. Cũng như các hệ thống thông tin vô tuyến mặt đất và vệ tinh, khi xây dựng mô

hình kênh thông tin vô tuyến HAP cũng cần phải xem xét đến các yếu tố ảnh hưởng của môi trường truyền dẫn tín hiệu như suy hao không gian tự do, sự suy giảm và khử cực tầng đối lưu, các hiện tượng pha-đỉnh phạm vi hẹp do các thành phần phản xạ, tán xạ và che khuất. Tuy nhiên, do hệ thống HAP hoạt động ở tầng bình lưu nên những ảnh hưởng của tầng đối lưu đối với truyền lan tín hiệu sẽ là đáng kể ở dải băng tần Ka. Tín hiệu sẽ bị suy giảm do băng ngưng giữa trời (như mưa, tinh thể băng, mây) và khí quyển (oxy, hơi nước) bởi hai cơ chế khác nhau. Một là hiện tượng xoay mặt phẳng phân cực của tín hiệu do sự tán xạ của băng ngưng giữa trời và hơi nước. Hai là, sự biến đổi năng lượng điện thành năng lượng nhiệt do sự cảm ứng của dòng điện trong mưa và tinh thể băng (dẫn điện).

Hơn nữa, những ảnh hưởng của hiện tượng pha-đỉnh phạm vi hẹp, hay còn được gọi là pha-đỉnh đa đường, làm cho biên độ và pha của tín hiệu thu thặng giáng trong khoảng thời gian ngắn. Nhìn chung, hiệu ứng đa đường gây ra do tán xạ từ các chướng ngại vật khác nhau trên đường truyền tín hiệu, đặc biệt khi chúng có bề mặt nhẵn hoặc do phản xạ từ địa hình, tòa nhà, các bộ phận của HAP, ... Các bề mặt nhẵn cùng các bề mặt có độ nhám nhỏ hơn so với bước sóng của tín hiệu sẽ gây ra hiện tượng tán xạ năng lượng. Đặc biệt, trong những khu đô thị dày đặc, có nhiều tòa nhà cao tầng có bề mặt nhẵn như thủy tinh, đá cẩm thạch và các công trình kim loại đủ mịn sẽ gây ra hiệu ứng đa đường, kể cả khi hệ thống HAP hoạt động ở tần số lên đến 40 GHz. Ngoài ra, còn có thể kể đến những ảnh hưởng khác như sự biến đổi ngẫu nhiên của tần số tức thời gây ra bởi hiệu ứng Doppler thay đổi theo thời gian, nhiễu liên ký tự (ISI) và pha-đỉnh che khuất. Mức độ pha-đỉnh che khuất nhẹ, vừa hay nặng phụ thuộc vào môi trường đô thị, nông thôn hay ngoại thành, ... Mức độ pha-đỉnh che khuất nặng có thể che khuất máy thu ở mọi hướng, làm cho công suất tín hiệu thu thấp. Tuy nhiên, trong luận án chỉ tập trung vào ảnh hưởng của pha-đỉnh đa đường.

Do cự ly truyền dẫn tín hiệu giữa hệ thống HAP với thiết bị thu phát mặt đất ngắn hơn nhiều so với truyền thông vệ tinh nên mỗi vị trí của thiết bị thu phát mặt đất (thể hiện qua góc ngẩng: là góc được tạo bởi tia truyền trực tiếp giữa HAP và

thiết bị thu phát mặt đất với tia giữa thiết bị thu phát mặt đất với điểm chiếu của HAP trên mặt đất) cũng có những ảnh hưởng nhất định đến chất lượng kênh truyền. Do đó, sẽ có những vị trí (góc ngẩng) mà quá trình thu/phát tín hiệu được thực hiện trên các tia LOS và/hoặc tia truyền gián tiếp (NLOS), làm cho đặc tính của kênh truyền HAP cũng thay đổi và phụ thuộc vào góc ngẩng [1,63]. Hơn nữa, theo góc ngẩng, ITU-R cũng đã định nghĩa ba vùng phủ đối với hệ thống HAP là: vùng đô thị (UAC), vùng ngoại ô (SAC), và vùng nông thôn (RAC) (hình 1.3 và bảng 1.1, với h là độ cao của HAP so với mặt đất).



Hình 1. 3. Bán kính vùng phủ của hệ thống HAP [5]

Bảng 1. 1. Đặc tính bán kính vùng phủ của hệ thống HAP [5]

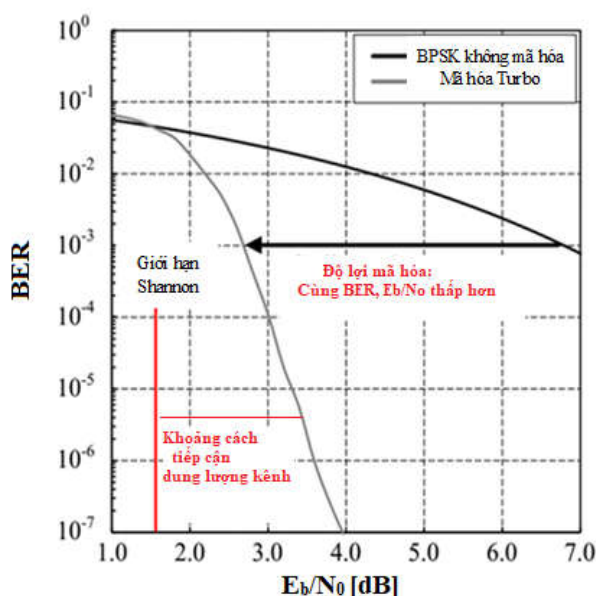
Khu vực	Góc ngẩng	Bán kính vùng phủ (km)	
		$h=21$ km	$h=25$ km
UAC	90-30	0-36	0-43
SAC	30-15	36-76,5	43-90,5
RAC	15-5	76,5-203	90,5-234

1.2. MÃ HÓA KÊNH

Như bàn luận trong phần 1.1.2, một trong những ảnh hưởng chính của sự suy giảm chất lượng tín hiệu thu trong kênh truyền HAP cũng như hiệu năng của hệ thống HAP là hiện tượng pha-đỉnh đa đường. Để giải quyết hiện tượng này, một số giải pháp kỹ thuật có thể kể đến như: điều khiển công suất, phân tập, các phương pháp

điều chế mã hóa thích ứng, ... Trong số đó, giải pháp kỹ thuật truyền thống linh hoạt và bền vững thường được sử dụng là giải pháp sử dụng mã hóa kênh theo cơ chế sửa lỗi hướng đi (FEC).

Hơn nữa, một trong những yêu cầu cơ bản của hệ thống HAP là phải đảm bảo việc truyền tải thông tin tin cậy và hiệu quả qua các kênh có nhiễu. Do vậy, chất lượng của các hệ thống HAP phụ thuộc rất nhiều vào mã kênh và cơ chế mã hóa được sử dụng. Đó là những mã kênh và cơ chế mã hóa không chỉ cần có các đặc tính mạnh về khả năng phát hiện và sửa lỗi, mà chúng còn phải đảm bảo hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh.



Hình 1. 4. Độ lợi mã hóa giữa hệ thống có và không có mã kênh [18]

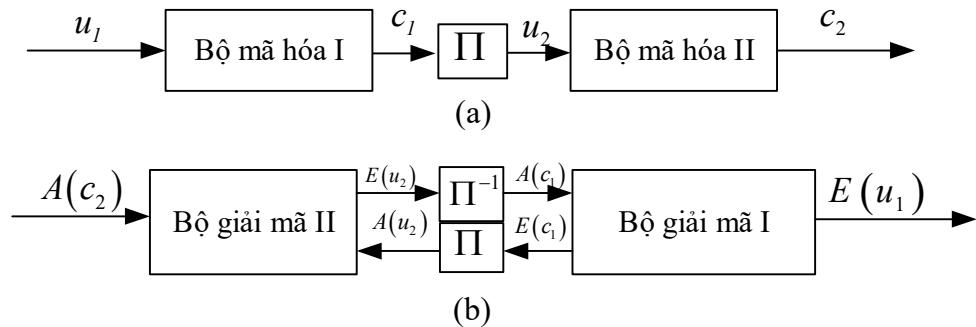
Giới hạn lý thuyết về truyền dẫn thông tin tin cậy và hiệu quả được xác định bởi dung lượng Shannon - thể hiện yêu cầu về năng lượng phát, hoặc tỷ số năng lượng bit trên mật độ tạp âm (E_b/N_0) tối thiểu, để đảm bảo việc truyền thông tin tin cậy. Khi độ tin cậy truyền dẫn thông tin được đo bằng BER, FER hoặc tỷ lệ lỗi gói (PER), thì ở cùng tỷ lệ lỗi, E_b/N_0 yêu cầu của hệ thống có mã kênh sửa lỗi mạnh nhỏ hơn rất nhiều so với hệ thống không có mã kênh sửa lỗi hoặc mã kênh sửa lỗi kém. Nói cách khác, hệ thống có mã kênh sửa lỗi mạnh cho hiệu năng về độ lợi mã hóa cải thiện

đáng kể, thậm chí cả hiệu năng về tiếp cận giới hạn Shannon về dung lượng kênh (hình 1.4), nhưng phải trả giá về tốc độ truyền dẫn liên quan tới độ rộng băng tần điều chế và độ phức tạp hệ thống. Vì vậy, ngoài tiêu chí hiệu năng về độ lợi mã hóa thì tiêu chí hiệu năng về tiếp cận dung lượng kênh cũng được xem là một trong những tiêu chí hướng đến trong việc thiết kế và đánh giá mã kênh sử dụng trong hệ thống thông tin.

Các mã kênh theo cơ chế FEC gồm mã dạng sóng và mã chuỗi có cấu trúc. Mã chuỗi có cấu trúc có thể chia thành ba loại: mã khối, mã chập và mã liên kết. Mã khối được ký hiệu bởi bộ tham số (n,k) , trong đó các khối gồm k bit tin được mã hóa thành các từ mã n bit với số bit kiểm tra là $n-k$, tỷ lệ mã hóa được định nghĩa là k/n . Do việc sắp xếp k bit tin này được thực hiện độc lập với nhau nên mã khối còn được gọi là mã không nhớ. Mã khối thường sử dụng là mã tuyến tính, được nghiên cứu đầu tiên cho nên lý thuyết về nó hoàn thiện hơn so với mã chập và các họ mã sau này. Tuy nhiên, vì mã khối sử dụng giải mã số học, được thực hiện hiệu quả về phần cứng, nhưng hầu hết trong số đó lại thiếu thuật toán giải mã mềm. Do vậy, việc thay đổi độ dài của mã là không thể và quá phức tạp.

Khác với mã khối, mã chập là mã có nhớ, trong đó k bit tin đầu vào cũng được mã hóa thành từ mã n bit đầu ra là một hàm phụ thuộc vào quá khứ. Thuật toán giải mã sử dụng giải mã lưới hoặc giải mã danh sách. Không giống như mã khối, mã chập cho phép thay đổi dễ dàng độ dài mã và có thuật toán giải mã mềm, như thuật toán Viterbi đầu ra mềm (SOVA) [30] và thuật toán xác suất hậu nghiệm (APP) [6]. Ngoài ra, có thể sử dụng kỹ thuật đục lỗ để thay đổi linh hoạt tỷ lệ mã hóa mà không làm tăng thêm độ phức tạp mã hóa và giải mã. Nói chung, hiệu năng của các họ mã trên còn cách khá xa với giới hạn Shannon. Ví dụ, bộ mã chập Qualcomm tỷ lệ mã hóa $\frac{1}{2}$ với độ dài ràng buộc là 7, hiệu năng chỉ đạt 4,3 dB tại $BER=10^{-5}$, trong khi đó giới hạn Shannon theo lý thuyết là 0,2 dB. Những năm 90, các mã liên kết, được xây dựng từ các mã khối và/hoặc mã chập, sử dụng giải mã lặp, cho phép tạo ra các mã có xác suất lỗi giảm theo hàm mũ ở tốc độ nhỏ hơn dung lượng kênh, trong khi độ phức tạp

chi tăng cấp đại số. Mã Turbo [11] và mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) [46] là những mã cho hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh. Từ đó, các mã liên kết khác cũng được đề xuất như mã chập liên kết song song (PCCC) [8], mã chập liên kết nối tiếp (SCCC) [7] cũng cho thấy độ lợi mã hóa tương tự. Những mã này có hai đặc điểm chung là: (1) Sử dụng bộ đan xen (bộ ngẫu nhiên) trong cấu trúc mã; (2) Sử dụng kỹ thuật giải mã lặp đầu vào mềm - đầu ra mềm (SISO) cho hiệu năng BER gần với hiệu năng BER của bộ giải mã tối ưu. Tuy nhiên, SCCC cho hiệu năng BER tốt hơn so với PCCC ở vùng SNR lớn do hiện tượng sàn lỗi thấp hơn, khoảng cách tự do (d_{free}) của SCCC lớn hơn so với PCCC [21].



Hình 1. 5. Mã liên kết hai tầng nối tiếp: bộ mã hóa (a) và bộ giải mã (b)

Hình 1.5 cho thấy cấu trúc tổng quát của bộ giải mã lặp SCCC. Cấu trúc cơ bản của mã chập liên kết nối tiếp (SCCC) được thể hiện ở hình 1.5. Bộ mã hóa SCCC có tỷ lệ mã hóa $R_c = R_o \times R_i$, gồm bộ mã hóa vòng ngoài có tỷ lệ mã hóa R_o (Bộ mã hóa I) và bộ mã hóa vòng trong có tỷ lệ mã hóa R_i (Bộ mã hóa II), được nối với nhau bởi bộ đan xen. Để đạt được độ lợi đan xen, yêu cầu mã vòng trong phải là mã đệ quy [7]. Bộ đan xen sẽ xáo trộn các bit trước khi chuyển chúng đến bộ mã hóa thành phần tiếp theo, điều này đảm bảo rằng ngay cả khi bit nào đó bị lỗi, thì các bộ giải mã thành phần vẫn có thể cung cấp thông tin tin cậy liên quan đến bit này.

Trong đó, các bộ giải mã vòng trong và vòng ngoài là các bộ giải mã SISO, được ghép nối với nhau bởi các bộ giải đan xen (Π^{-1}) và bộ đan xen (Π) và thực hiện nhiều vòng giải mã lặp. Các bộ giải mã thành phần phải có khả năng xử lý thông tin mềm tại cả đầu vào và đầu ra, và chuyển thông tin này cho nhau nhằm cải thiện

hiệu năng BER ở mỗi vòng lặp giải mã. Một số thuật toán xử lý thông tin mềm thường được sử dụng là thuật toán hậu nghiệm cực đại (MAP) [57], log-MAP [59], max-log-MAP [76] và thuật toán Viterbi đầu ra mềm (SOVA) [10].

Để đạt được hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh, các mã chập không đều (IrCC) [72] đã được đề xuất sử dụng trong cấu trúc của SCCC [22, 46]. Việc thiết kế các mã IrCC cần đến sự hỗ trợ của công cụ phân tích biểu đồ truyền đạt thông tin ngoại lai (EXIT) [69]. Ngoài ra, để cải thiện sự hội tụ giải mã của SCCC, mã tỷ lệ đơn vị (URC) đệ quy cũng được đề xuất sử dụng [24].

1.3. CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ KÊNH CHO HỆ THỐNG HAP

Với mục tiêu đánh giá hiệu năng mã kênh sử dụng trong hệ thống HAP dưới ảnh hưởng của các tham số như góc ngảng, điều kiện pha-đỉnh, mã kênh, phương thức điều chế, mức điều chế, tỷ lệ mã hóa ..., luận án sẽ tập trung vào các tham số hiệu năng như BER , FER , độ lợi mã hóa, tiếp cận dung lượng kênh. Giá trị của tất cả các tham số này đều phụ thuộc vào một tham số rất quan trọng là tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) hoặc tỷ số năng lượng bit trên mật độ tạp âm (E_b/N_0). Ngoài ra, khi chưa xem xét đến mã kênh, các tham số về dung lượng kênh, xác suất tới hạn, dung lượng tới hạn cho hệ thống HAP cũng sẽ được xét đến.

- **Tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR)** là tỷ số giữa công suất tín hiệu và công suất tạp âm. Rõ ràng, một hệ thống có SNR lớn sẽ cho chất lượng tốt (BER nhỏ). SNR phụ thuộc vào công suất tín hiệu thu được tại bộ thu, do đó, nó sẽ phụ thuộc vào cự ly truyền dẫn của hệ thống, băng thông truyền dẫn và các tham số đường truyền như suy hao, pha-đỉnh. Trong hệ thống thông tin số, SNR còn được thể hiện qua tỷ số năng lượng ký hiệu trên mật độ tạp âm (E_s/N_0).
- **Tỷ số năng lượng bit trên mật độ tạp âm (E_b/N_0)** được định nghĩa là SNR trên bit và thường được sử dụng khi đánh giá công bằng hiệu năng của các hệ thống thông tin số khi hệ thống sử dụng điều chế mã hóa kênh với số mức và tỷ lệ

mã hóa khác nhau. Cụ thể, trong hệ thống sử dụng điều chế M mức, mã hóa kênh tỷ lệ mã hóa R_c , mối quan hệ giữa SNR và E_b/N_0 được thể hiện như sau:

$$E_b/N_0 [dB] = SNR [dB] - 10 \log_{10} (R_c \log_2 M) \quad (1.1)$$

trong đó, M là số mức điều chế.

- **Tỷ số lỗi bit (BER)** được xác định tại bộ thu, là tỷ số giữa số bit thu bị lỗi trên tổng số bit được phát đi trong một khoảng thời gian xác định. Việc xác định BER của các hệ thống truyền thông số thực tế (hay thực nghiệm) thường được thực hiện nhờ máy đo BER . Trong nghiên cứu, BER thường được xác định theo hai cách (1) dựa trên tính toán lý thuyết thông qua các mô hình giải tích và (2) dựa trên mô phỏng.
- **Tỷ số lỗi khung (FER)** được xác định tại bộ thu, là tỷ số giữa số khung thu bị lỗi trên tổng số khung được phát đi trong một khoảng thời gian xác định. Việc xác định FER của các hệ thống truyền thông số thực tế (hay thực nghiệm) thường được thực hiện nhờ máy đo FER . Trong nghiên cứu, FER thường được xác định theo hai cách (1) dựa trên tính toán lý thuyết thông qua các mô hình giải tích và (2) dựa trên mô phỏng.
- **Độ lợi mã hóa** được định nghĩa là việc sử dụng mã hóa kênh sửa lỗi hoặc giữa các mã kênh khác nhau cho phép giảm tỷ số SNR đi bao nhiêu lần mà vẫn giữ nguyên tỷ số lỗi. Độ lợi mã hóa được biểu diễn ở dB như sau:

$$G_c [dB] = (SNR)_u [dB] - (SNR)_c [dB] \quad (1.2)$$

$$\text{hoặc } G_c [dB] = (SNR)_{c_1} [dB] - (SNR)_{c_2} [dB]$$

trong đó, chỉ số “ u ” và “ c ” tương ứng ký hiệu cho không và có sử dụng mã hóa kênh; chỉ số “ c_1 ” và “ c_2 ” tương ứng ký hiệu cho sử dụng mã kênh c_1 và c_2 .

- **Tiếp cận dung lượng kênh (d_{DCMC})** là tham số xác định khoảng cách giữa mức SNR được yêu cầu tại mức BER xác định với mức SNR của dung lượng kênh đạt đến. Tiếp cận dung lượng kênh được biểu diễn ở dB như sau:

$$d_{DCMC} [dB] = (SNR)_{BER} [dB] - (SNR)_{DCMC} [dB] \quad (1.3)$$

1.4. CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN, NHẬN XÉT VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN

1.4.1. Các công trình nghiên cứu liên quan và nhận xét

1.4.1.1. Về mô hình kênh HAP

Qua khảo sát các nghiên cứu trước, NCS nhận thấy các mô hình kênh HAP được phân thành 3 nhóm mô hình kênh cơ bản là mô hình thống kê [60], mô hình hình học [1] và mô hình K [63]. Với mô hình thống kê, nghiên cứu [60] tập trung vào vấn đề mô hình hóa những ảnh hưởng của pha-đỉnh phạm vi hẹp trong kênh HAP di động mặt đất của hệ thống HAP, hoạt động ở tần số 2 GHz. Các tham số như: hàm phân bố công suất trễ, băng thông nhất quán, thời gian nhất quán được xác định, từ đó đánh giá BER của hệ thống HAP sử dụng điều chế khóa dịch pha cầu phương vi sai (DQPSK). Tuy nhiên, nghiên cứu [60] chỉ tập trung vào trường hợp có đường truyền trực tiếp (LOS) và chưa làm rõ ảnh hưởng của góc ngảng.

Với mô hình hình học, kênh HAP di động mặt đất trong [1] được mô hình hóa dựa trên mô tả hình học và các tham số thống kê, chỉ ra mối liên hệ giữa tham số thống kê (hệ số Rice) với tham số hình học (góc ngảng), từ đó đánh giá BER của hệ thống HAP qua kênh HAP di động mặt đất sử dụng điều chế khóa dịch pha vi sai (DPSK) tại các góc ngảng khác nhau, và đánh giá BER khi hệ thống sử dụng mã chập liên kết nối tiếp với mã Reed Solomon.

Với mô hình K , nghiên cứu [63] đã thực hiện các thí nghiệm về cường độ trường theo các góc ngảng khác nhau trong môi trường tựa đô thị để có được hàm phân bố tích lũy (CDF) của công suất thu, từ đó chỉ ra mối quan hệ giữa hệ số Rice

(K) với góc ngả tại tần số 1,2 GHz và 2,4 GHz. Đồng thời, đánh giá BER theo các góc ngả khác nhau.

Ngoài ra, mô hình kênh HAP chuyển mạch dựa theo khuyến nghị P681-6 của ITU-T cũng được nghiên cứu trong [18]. Trong mô hình kênh này, kênh sẽ ở các trạng thái khác nhau tùy theo sự thay đổi đặc tính của môi trường truyền lan tín hiệu. Sự chuyển đổi trạng thái được điều khiển bởi quá trình bán Markov. Đánh giá BER của hệ thống HAP theo mô hình kênh này cũng được thực hiện qua phương thức điều chế và mã hóa kênh cụ thể.

Trên cơ sở các nghiên cứu khảo sát ở trên, NCS nhận thấy:

- ✚ Mô hình K ở [47] chỉ ra mối quan hệ giữa hệ số Rice (K) với góc ngả được thực hiện qua các thí nghiệm ở tần số hoạt động 1,2 GHz và 2,4 GHz khó có thể sử dụng do tần số hoạt động xem xét đến của HAP trong luận án là ở băng Ka. Tuy nhiên, qua nghiên cứu [47], NCS nhận thấy rằng góc ngả đã có những ảnh hưởng nhất định đến đặc tính của kênh truyền HAP do cự ly truyền dẫn của hệ thống HAP với thiết bị thu phát mặt đất ngắn hơn nhiều so với hệ thống vệ tinh.
- ✚ Với hệ thống HAP hoạt động ở băng Ka, ảnh hưởng của pha-đỉnh phạm vi hẹp đến kênh truyền HAP là đáng kể như bàn luận ở phần 1.1.2 [12]. Chính vì vậy, mô hình kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh phạm vi hẹp như pha-đỉnh Rice, Rayleigh và mô hình kênh chuyển mạch hai trạng thái [15] cùng tham số góc ngả ở mô hình hình học [1] sẽ được đưa vào nghiên cứu trong luận án.

1.4.1.2. Về mã kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP

Nghiên cứu [18] đã đánh giá hiệu năng BER của mã kênh là mã liên kết nối tiếp mã chập với mã Reed Solomon sử dụng cho hệ thống HAP qua mô hình kênh HAP chuyển mạch 3 trạng thái. Song kết quả đạt được không trình bày cụ thể về kích

cỡ khung truyền, các bộ tham số của mã chập, mã RS, số vòng lặp giải mã, nên rất khó để đối sánh.

Nghiên cứu [12] đã đánh giá hiệu năng FER của mã kênh là SCCC và PCCC sử dụng cho hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice và kênh HAP chuyển mạch 2 trạng thái. Các kết quả của nghiên cứu [12] công bố với đầy đủ tham số. Song nghiên cứu này lại không có bàn luận về hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh.

Nghiên cứu [80] đã đánh giá hiệu năng BER của mã LDPC sử dụng trong hệ thống HAP qua kênh pha-đỉnh Rayleigh. Cũng như nghiên cứu [10], [43] cũng không có bàn luận về hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh. Hơn nữa, kết quả BER đạt được chỉ thể hiện ở dải giá trị hẹp ($BER < 10^{-1}$). Vì vậy rất khó để đối sánh.

Nghiên cứu [52] đã đánh giá hiệu năng BER của mã kênh trong các tiêu chuẩn DVB-S2 và WiMAX 802.16e sử dụng cho hệ thống HAP. Song mô hình kênh sử dụng trong đánh giá lại là kênh AWGN.

Nói tóm lại, các công trình nghiên cứu đánh giá hiệu năng mã kênh sử dụng cho hệ thống HAP chủ yếu tập trung vào tham số BER và/hoặc FER theo SNR hoặc E_b/N_0 (tỷ số năng lượng bit với mật độ phổ công suất tạp âm) [1,12,18,52,80], mà không có những đánh giá hiệu năng về độ lợi mã hóa và tiếp cận dung lượng kênh.

1.4.2. Hướng nghiên cứu của luận án

Trên cơ sở phân tích hạn chế của các nghiên cứu liên quan, hướng nghiên cứu được đề xuất trong luận án là (1) xem xét một số mô hình kênh HAP tiêu biểu, từ đó thiết lập các đường biên dung lượng kênh, đánh giá xác suất tới hạn và dung lượng tới hạn của hệ thống HAP theo góc ngẩng; (2) đề xuất sử dụng mã chập không đều, thiết kế mã chập không đều tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP, và đánh giá hiệu năng mã chập không đều qua công cụ phần mềm mô phỏng; và (3) xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit để đánh giá nhanh hiệu năng của mã chập không đều sử dụng trong hệ thống HAP.

Dung lượng kênh HAP đóng vai trò hết sức quan trọng trong nghiên cứu thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh. Bởi vì với mỗi điều kiện trạng thái khác nhau của kênh HAP mà mã kênh tiếp cận dung lượng kênh được thiết kế sẽ có bộ tham số khác nhau. Vì vậy, để có được đánh giá về hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh thích hợp nhất, NCS đã xem xét đến kiểu kênh không nhớ đầu vào rời rạc, đầu ra liên tục (DCMC). Vì vậy, *nội dung nghiên cứu (1)* của luận án sẽ tập trung ***tính toán và thiết lập các đường biên dung lượng kênh DCMC*** qua các kênh HAP chịu ảnh hưởng pha-đỉnh Rice, Rayleigh và chuyển mạch hai trạng thái có xét đến ảnh hưởng của góc ngảng, với các phương thức điều chế tách sóng nhất quán khác nhau. Từ đường biên dung lượng kênh DCMC thiết lập được, NCS sẽ sử dụng làm sở cứ để đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng của việc thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng và đánh giá hiệu năng của mã kênh đề xuất cho hệ thống HAP. Đề xuất mã kênh và thiết kế mã kênh chính là *nội dung nghiên cứu (2)* của luận án. Cụ thể, luận án ***đề xuất sử dụng mã chập không đều (IrCC) ở bộ mã hóa vòng ngoài*** trong cơ chế mã hóa của nghiên cứu [12] và thiết kế IrCC cho ***hai trường hợp mã chập mẹ (1, 15/17) và (1, 27/31) với số mã con mã chập thành phần được sử dụng là 8 và 17.***

Vì cơ chế mã hóa là cơ chế mã hóa giải mã lậ, do đó để có được những đánh giá nhanh về hiệu năng mã kênh sử dụng trong hệ thống mà không mất nhiều thời gian như đánh giá qua mô phỏng, đặc biệt với những đánh giá yêu cầu tỷ số lỗi bit thấp, thì việc ***xây dựng một mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi*** có ý nghĩa nhất định, và đây cũng chính là *nội dung nghiên cứu (3)* được thực hiện trong khuôn khổ của luận án.

1.5. KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Nội dung của chương một đã thể hiện khái quát về hệ thống HAP và vai trò của mã hóa kênh nhằm nổi bật các đặc tính riêng biệt của đối tượng quan tâm nghiên cứu. Những yếu tố cơ bản ảnh hưởng đến chất lượng của hệ thống HAP cho thấy hướng tiếp cận mã hóa kênh là hướng đi triển vọng trong giải pháp thông tin dựa trên

các hệ thống HAP. Mã chập không đều được coi là giải pháp then chốt trong mục tiêu có một hệ thống HAP tin cậy và hiệu quả. Tuy nhiên, qua khảo sát các nghiên cứu trước đó ở mục 1.4, chưa có nghiên cứu nào về mã kênh sử dụng trong hệ thống HAP bàn luận đến tham số hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh. Vì vậy, đây cũng là hướng nghiên cứu mà luận án hướng đến. Do đó, các tham số được sử dụng trong đánh giá hiệu năng mã kênh của luận án cũng đã được đề cập đến. Nhìn chung, những nội dung được trình bày trong chương này sẽ là cơ sở lý thuyết cho các nội dung nghiên cứu ở các chương tiếp theo của luận án.

CHƯƠNG 2

DUNG LƯỢNG KÊNH CỦA HỆ THỐNG HAP

Tóm tắt: Chương này sẽ nghiên cứu một số mô hình kênh HAP tiêu biểu, từ đó thiết lập đường biên dung lượng kênh của hệ thống HAP với các mô hình kênh này qua các phương thức điều chế phổ biến như BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM. Hơn nữa, các tham số hiệu năng về xác suất tới hạn và dung lượng tới hạn cho hệ thống HAP cũng sẽ được định lượng. Các đường biên về dung lượng kênh có được là tiền đề cho việc đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh thiết kế tiếp cận dung lượng kênh ở chương 3. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong [J1], [J2], [C1].

2.1. MÔ HÌNH KÊNH HAP

Kênh truyền HAP (hay còn gọi là kênh HAP) xem xét trong luận án được giả thiết là kênh truyền giữa HAP tựa tĩnh với thiết bị thu phát mặt đất cố định. Mô hình hóa kênh truyền HAP là phương pháp thiết lập mô hình kênh thể hiện mối quan hệ toán học giữa các thuộc tính của tín hiệu thu tại thiết bị thu phát mặt đất với các tham số của kênh truyền dẫn, do vậy mô hình kênh truyền là điều kiện tiên quyết cần có để có thể thiết kế, đo thử và triển khai hệ thống HAP. Nhìn chung, đối với hệ thống HAP, do có những nét tương đồng với hệ thống vệ tinh, nên mô hình kênh HAP, về cơ bản vẫn dựa trên các mô hình kênh của hệ thống vệ tinh di động mặt đất (LMS). Tuy nhiên, một số điều chỉnh là cần thiết để phù hợp với môi trường truyền thông HAP.

Quá trình thu phát tín hiệu giữa HAP với thiết bị thu phát mặt đất có thể chia thành hai trường hợp chính: (1) trường hợp không bị che khuất, đó là khi thiết bị thu phát mặt đất có tia LOS tới HAP mà không bị che chắn; (2) trường hợp bị che khuất, đó là khi thiết bị thu phát mặt đất có tia LOS tới HAP bị che khuất bởi địa hình, cây cối, các cấu trúc nhân tạo,... Mức độ che khuất phụ thuộc vào vị trí của thiết bị thu phát mặt đất (góc ngẩng). Nhìn chung, ở khu vực nông thôn (ngoại thành) có mật độ cây

thưa thớt, thành phần LOS sẽ chịu ảnh hưởng che khuất nhẹ, còn ở những khu vực có mật độ cây che phủ dày đặc thì ảnh hưởng che khuất sẽ nặng.

Tín hiệu thu ở thiết bị thu phát mặt đất không bị che khuất thường bao gồm ba thành phần tín hiệu là: thành phần trực tiếp (LOS), thành phần phản xạ và thành phần tán xạ (đa đường). Trong đó, thành phần trực tiếp không bị che khuất bị ảnh hưởng chủ yếu bởi các hiệu ứng khí quyển như xoay vòng Faraday, nhấp nháy và hấp thụ. Những hiệu ứng này có thể bỏ qua với những điều kiện ràng buộc nhất định như sử dụng phân cực tròn để tránh xoay vòng Faraday, ... Thành phần phản xạ là sóng phản xạ mặt đất đồng pha từ bên trong miền Fresnel đầu tiên của thiết bị thu phát mặt đất và có thể gây pha-đỉnh sâu nếu biên độ của nó tương đương với thành phần trực tiếp. Với mô hình ăng-ten thu thích hợp, thành phần này sẽ bị suy giảm đáng kể. Vì vậy, thành phần này có thể bỏ qua. Thành phần tán xạ là sóng đa đường không đồng pha do phản xạ và tán xạ từ bên ngoài miền Fresnel đầu tiên thiết bị thu phát mặt đất. Khi đó, tín hiệu thu không bị che khuất ($R_{\text{unshadowed}}$) tại thiết bị thu phát mặt đất chính là tổng của các thành phần tín hiệu trực tiếp LOS (R_{LOS}) và thành phần tín hiệu đa đường (R_{diffuse}):

$$R_{\text{unshadowed}} = R_{\text{LOS}} + R_{\text{diffuse}} \quad (2.1)$$

Tín hiệu thu bị che khuất thu được tại thiết bị thu phát mặt đất gồm có hai thành phần tín hiệu là: thành phần trực tiếp bị che khuất và thành phần tán xạ. Thành phần trực tiếp bị che khuất là do khi tín hiệu LOS từ HAP đi qua các tán cây, bị suy hao và tán xạ bởi lá, cành và thân cây. Sự suy hao của thành phần trực tiếp phụ thuộc vào độ dài đường đi qua các tán cây và có thể ước tính được qua mô hình suy giảm hàm mũ mở rộng mà CCIR khuyến nghị [14]. Sự tán xạ của tán cây tạo ra một trường tán xạ thuận ngẫu nhiên, gây can nhiễu thành phần trực tiếp làm cho thành phần này bị pha-đỉnh và mất đồng pha. Khi đó, thành phần tín hiệu trực tiếp bị che khuất ($R_{\text{shadowed LOS}}$) có thể được mô hình hóa là tổng của thành phần LOS bị suy hao ($\alpha_{\text{att}} R_{\text{LOS}}$

, α_{att} là hệ số suy hao của thành phần trực tiếp) và thành phần trường tán xạ thuận ngẫu nhiên ($R_{scattered}$):

$$R_{shadowed\ LOS} = \alpha_{att} R_{LOS} + R_{scattered} \quad (2.2)$$

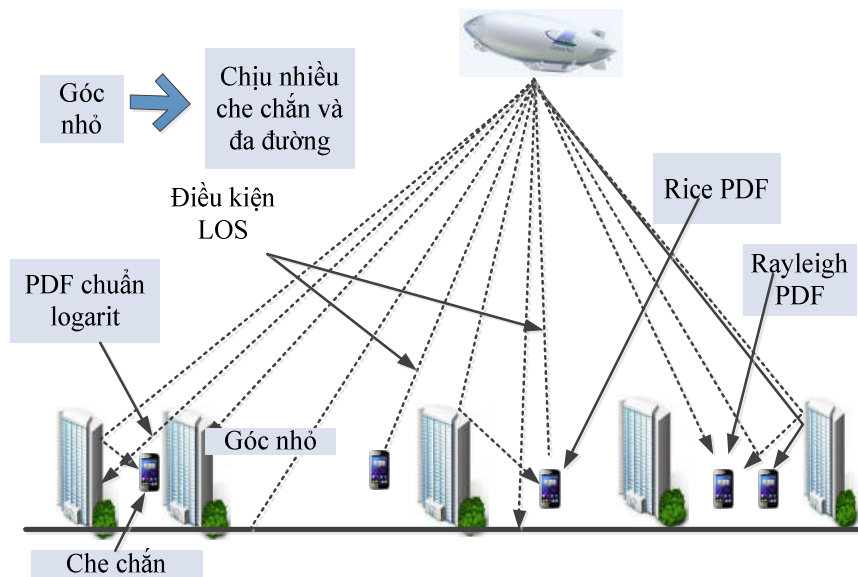
Như vậy, tín hiệu thu bị che khuất ($R_{shadowed}$) ở thiết bị thu phát mặt đất sẽ là tổng của thành phần tín hiệu trực tiếp bị che khuất ($R_{shadowed\ LOS}$) và thành phần tín hiệu đa đường ($R_{diffuse}$):

$$R_{shadowed} = R_{shadowed\ LOS} + R_{diffuse} \quad (2.3)$$

Thông thường, các mô hình kênh thống kê đối với kênh HAP có thể phân chia thành hai loại chính là: các mô hình kênh thống kê đơn và các mô hình kênh thống kê hỗn hợp. Trong mô hình kênh thống kê đơn, kênh được đặc tính hóa bởi phân bố thống kê đơn, còn mô hình kênh thống kê hỗn hợp đề cập đến việc kết hợp (tổng có trọng số) của một số phân bố thống kê. Các mô hình kênh thống kê đơn có ý nghĩa đối với các điều kiện dừng, nghĩa là các tính chất thống kê của kênh không thay đổi trong một khoảng thời gian xác định, ở phạm vi hẹp. Ngược lại, mô hình kênh thống kê hỗn hợp được ứng dụng đối với các kênh không dừng, nghĩa là các tính chất thống kê của kênh thay đổi đáng kể trong khoảng thời gian quan sát, ở phạm vi rộng.

Ngoài ra, các phương pháp tiếp cận trong mô hình kênh HAP còn được phân loại theo mối quan hệ giữa băng thông truyền dẫn và băng thông kênh truyền là băng hẹp và băng rộng. Trong đó, các mô hình kênh HAP băng hẹp đề cập đến hiện tượng pha-đỉnh phẳng, còn các mô hình kênh HAP băng rộng quan tâm đến hiện tượng kênh có tính chất chọn lọc tần số. Trong khi các mô hình kênh băng hẹp có thể có các mô hình kênh thực nghiệm, mô hình kênh phân tích và mô hình kênh thống kê, thì các mô hình kênh băng rộng sẽ bao gồm các mô hình kênh phân tích và mô hình kênh thống kê băng hẹp. Trong luận án tập trung chủ yếu vào mô hình kênh HAP băng hẹp.

Rõ ràng là, hệ thống thông tin HAP có cự ly truyền dẫn thông tin ngắn hơn nhiều so với hệ thống thông tin vệ tinh, do đó xác suất tồn tại đường tín hiệu LOS là rất lớn và phạm vi vị trí của thiết bị thu phát mặt đất có ảnh hưởng nhất định đến góc ngãng. Ngoài ra, ở những khu vực đô thị có nhiều nhà cao tầng, cây xanh, ... thì sự thăng giáng ngẫu nhiên của đường bao tín hiệu trong kênh HAP băng hẹp có thể ở trong hai kiểu pha-đỉnh cơ bản là: pha-đỉnh đa đường và pha-đỉnh che khuất (hình 2.1). Trong đó, pha-đỉnh che khuất là pha-đỉnh che khuất đường tín hiệu trực tiếp (LOS) hoặc pha-đỉnh che khuất kép (multiplicative shadow fading), gây những biến động ngẫu nhiên về công suất tổng của các thành phần đa đường. Lý tưởng nhất là trường hợp kênh truyền HAP chỉ có thành phần LOS giữa HAP và thiết bị thu phát mặt đất, không bị che khuất và không có thành phần tán xạ.



Hình 2. 1. Các kiểu pha-đỉnh cơ bản trong hệ thống thông tin HAP [5]

Khi kênh truyền HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh đa đường gây ra bởi các thành phần tán xạ qua các đường tín hiệu gián tiếp (NLOS) cùng với thành phần LOS không bị che khuất, thì đường bao tín hiệu là biến ngẫu nhiên theo phân bố Rice. Đây cũng là một trong những kiểu kênh pha-đỉnh đa đường đặc trưng của hệ thống thông tin HAP ở khu vực đô thị và cũng đã được nhiều công trình nghiên cứu bàn luận đến

như [67], [17], [12], [37]. Khi đó, hàm mật độ xác suất (PDF) của đường bao tín hiệu được biểu diễn là:

$$p_{Rice}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{av}{\sigma^2}\right), a \geq 0 \quad (2.4)$$

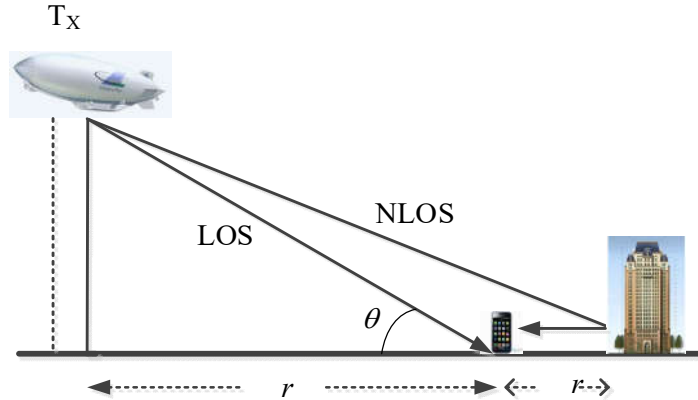
trong đó, $I_0(\cdot)$ là hàm Bessel bậc 0 loại 1, $2\sigma^2$ là công suất trung bình của các thành phần đa đường NLOS, v là biên độ của thành phần LOS.

Đại lượng $K = v^2/2\sigma^2$ (dB) là đặc trưng của phân bố Rice và gọi là hệ số Rice.

Do vậy, nếu biểu diễn theo K và chuẩn hóa $E[a^2] = v^2 + 2\sigma^2 = 1$, (2.4) sẽ trở thành:

$$p_K(a) = 2a[K+1]e^{-[K+(1+K)a^2]} I_0\left(2a\sqrt{K(1+K)}\right), a \geq 0 \quad (2.5)$$

Sự phụ thuộc của hệ số Rice K vào góc ngẩng cũng đã được bàn luận đến trong các nghiên cứu [1,63] theo phương pháp mô hình kênh thực nghiệm [63] và mô hình kênh hình học [1]. Các kết quả đều cho thấy, khi góc ngẩng tăng cho hệ số K tăng, nghĩa là chất lượng kênh tốt hơn.



Hình 2. 2. Mô hình kênh hai tia cho kênh truyền HAP [1]

Khảo sát sự phụ thuộc của hệ số Rice K vào góc ngẩng qua phương pháp mô hình kênh hình học cụ thể như sau : giả thiết xét mô hình kênh hình học hai tia tiêu biểu được thể hiện ở hình 2.2 [1], thì:

- Khoảng cách LOS:

$$d_{LOS} = \sqrt{r^2 + h^2} = h/\sin \theta \quad (2.6)$$

trong đó, r là khoảng cách từ vị trí thiết bị thu phát mặt đất đến điểm chiếu của HAP trên mặt đất (km), h là độ cao của HAP so với mặt đất (km), θ là góc ngẩng (độ).

- Khoảng cách NLOS:

$$d_{NLOS} = \sqrt{(r + \Delta r)^2 + h^2} + \Delta r \quad (2.7)$$

trong đó, Δr là khoảng cách từ vị trí phản xạ của tia NLOS đến vị trí thiết bị thu phát mặt đất (km).

Do đó, hệ số Rice K có thể biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} K(\theta) &= 10 \log \left(\frac{d_{LOS}}{d_{NLOS}} \right)^2 [dB] \\ &= 20 \log \left(\frac{(h/\sin \theta)}{\sqrt{(r + \Delta r)^2 + h^2} + |\Delta r|} \right) [dB] \end{aligned} \quad (2.8)$$

Từ (2.8) và hình 2.2, cho thấy K là hàm phụ thuộc vào góc ngẩng θ và khoảng cách Δr (hình 2.3). Vì vậy, (2.5) có thể được viết lại là:

$$p_{K(\theta)}(a) = 2a [K(\theta) + 1] e^{-[K(\theta) + (1 + K(\theta))a^2]} I_0 \left(2a \sqrt{K(\theta)(1 + K(\theta))} \right) \quad (2.9)$$

Từ (2.9), nhận thấy:

- Khi $\theta \rightarrow 90^\circ \Rightarrow K(\theta) \rightarrow \infty$, (2.9) trở thành PDF của phân bố Gauss.
- Khi $\theta \in [12^\circ, 90^\circ] \Rightarrow$ (2.9) là PDF của phân bố Rice.
- Khi $\theta < 12^\circ \Rightarrow K(\theta) \leq 0$, (2.9) trở thành PDF của phân bố Rayleigh.

Ở khu vực ngoại ô, các tín hiệu phản xạ mạnh hơn tín hiệu LOS, thậm chí không có tín hiệu LOS [78], [12] cho nên đường bao tín hiệu sẽ là biến ngẫu nhiên theo phân bố Rayleigh có PDF biểu diễn như sau:

$$p_{Rayleigh}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), \quad a > 0 \quad (2.10)$$

trong đó, $2\sigma^2$ là công suất trung bình của N thành phần đa đường NLOS.

Trong thực tế, do ảnh hưởng của các tòa nhà cao tầng, cây cối, đồi, núi,... làm cho thành phần LOS có thể bị che khuất. Khi đó kênh pha-đỉnh che khuất LOS (hay còn gọi là kênh Rice che khuất), là mô hình kênh Rice có thành phần LOS ngẫu nhiên, với biên độ được giả thiết là biến ngẫu nhiên theo phân bố chuẩn logarit [44]:

$$p_{Lognormal}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z z} \exp\left\{-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma_z^2}\right\}, \quad z > 0 \quad (2.11)$$

trong đó, z là biên độ, μ là trung bình của $\ln z$, và σ_z là độ lệch chuẩn của $\ln z$. Trong [25], đối với HAP ở độ cao của HAP so với mặt đất $h=22$ km, suy hao đường truyền trung bình $L_0 = 129,1$ dB, thì $\mu = \ln L_0$, σ_z có giá trị từ 1,5 – 7 dB tùy theo mức độ che khuất, σ_z càng lớn thì mức độ che khuất càng nặng. Do vậy, hàm mật độ xác suất của Rice che khuất được biểu diễn là:

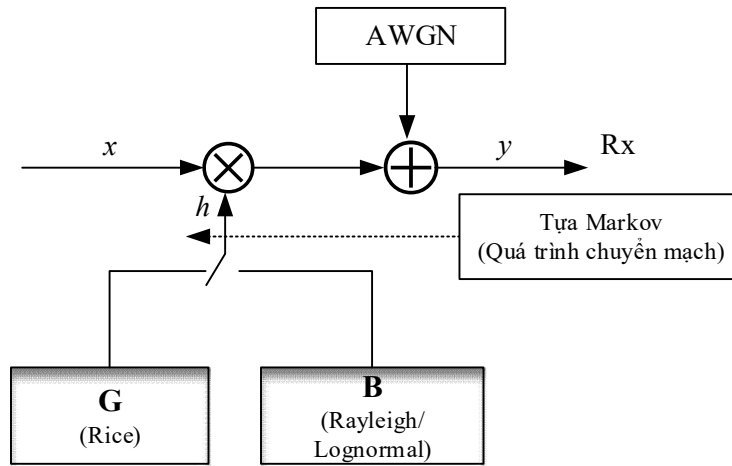
$$\begin{aligned} p_{Rice_Log}(a) &= \int_0^{\infty} p_{Rice}(a|z) p_{Lognormal}(z) dz \\ &= \frac{a}{\sqrt{2\pi}\sigma^2\sigma_z} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left\{-\left[\frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma_z^2} + \frac{(a^2 + z^2)}{2\sigma^2}\right]\right\} I_0\left(\frac{az}{\sigma^2}\right) dz \end{aligned} \quad (2.12)$$

Tương tự, khi thành phần NLOS bị che khuất, thì hàm mật độ xác suất của Rayleigh che khuất được xác định bởi:

$$\begin{aligned} p_{Ray_Log}(a) &= \int_0^{\infty} p_{Rayleigh}(a|z) p_{Lognormal}(z) dz \\ &= \frac{a}{\sqrt{2\pi}\sigma^2\sigma_z} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left\{-\left[\frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma_z^2} + \frac{a^2}{2\sigma^2}\right]\right\} dz \end{aligned} \quad (2.13)$$

với các tham số σ, σ_z, μ xác định mức độ che khuất.

Ngoài ra để mô tả đặc tính động của kênh, các mô hình kênh chuyển mạch trạng thái cũng đã được bàn luận trong nghiên cứu [18], [12]. Ở mô hình kênh này, các trạng thái của kênh, cùng xác suất chuyển dịch trạng thái cần phải được xác định. Vì quá trình chuyển dịch trạng thái độc lập (không nhớ), nên mô hình chuỗi Markov rời rạc đã được ứng dụng. Hình 2.3 thể hiện mô hình kênh chuyển mạch hai trạng thái trong nghiên cứu [18]. Trong đó, trạng thái kênh tốt là trạng thái khi kênh chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh phân bố Rice. Còn trạng thái kênh xấu là trạng thái kênh chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh phân bố Rayleigh/Lognormal.



Hình 2. 3. Mô hình kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái [18]

Gọi $\pi = (\pi_1 \ \pi_2 \ \dots \ \pi_N)$ là vector xác suất trạng thái, trong đó các phần tử π_i của vector π biểu thị phần trăm thời gian kênh ở trạng thái i với $\sum_i \pi_i = 1$; và \mathbf{P} là ma trận xác suất chuyển dịch giữa các trạng thái với các phần tử p_{ij} của ma trận \mathbf{P} biểu thị xác suất kênh chuyển từ trạng thái i sang trạng thái j , $0 \leq p_{ij} \leq 1$, với mọi i, j và $\sum_{i=1} p_{ij} = 1$, với $j=1, \dots, N$. Khi đó, ma trận xác suất chuyển trạng thái và vector xác suất trạng thái dùng cho mô hình kênh ở hình 2.3 được xác định là [45]:

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} P_{GG} & P_{GB} \\ P_{BG} & P_{BB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,99735 & 2,65e-3 \\ 3,45e-3 & 0,99654 \end{pmatrix} \text{ và } \pi = (0,565 \ 0,434) \quad (2.14)$$

cho khu vực đô thị, góc nâng $\theta = 21^\circ$, số bit truyền $n=2000$ bit, $K=10$ dB; $\mu = -12,3$ dB, $\sigma_z = 5$ dB [45]. Điều đó có nghĩa là: trong khoảng đơn vị thời gian quan sát, thời gian kênh ở trạng thái tốt (G) chiếm khoảng 56,5% và thời gian kênh ở trạng thái xấu (B) chiếm khoảng 43,4%.

2.2. DUNG LƯỢNG KÊNH CỦA HỆ THỐNG HAP

Trong thông tin vô tuyến, lý thuyết thông tin đã được ứng dụng phổ biến để nghiên cứu các hiện tượng pha-đỉnh [35]. Những phân tích lý thuyết thông tin đối với các mô hình kênh pha-đỉnh phức cũng đã thu hút sự quan tâm của nhiều nhà nghiên cứu. Bởi việc sử dụng lý thuyết thông tin để khảo sát các kênh pha-đỉnh không chỉ cho biết những thông tin về kênh, mà còn cung cấp các tham số chất lượng để thiết kế và đánh giá hệ thống thông tin vô tuyến [35,36,40].

Nền tảng của lý thuyết thông tin cho thông tin vô tuyến được thiết lập bởi Shannon, người đã đưa ra những giới hạn cơ bản về truyền dẫn thông tin tin cậy [62]. Lý thuyết Shannon đã đưa ra khái niệm về dung lượng kênh, C , một tham số hiệu năng *thiết lập giới hạn trên về lượng thông tin lớn nhất có thể truyền dẫn tin cậy qua kênh với xác suất lỗi rất nhỏ*. Tham số dung lượng kênh cho phép xác định tốc độ truyền tối đa của kênh mà độ tin cậy (ở xác suất lỗi bit nhỏ tùy ý) được đảm bảo.

Trong nhiều thập kỷ qua, những nỗ lực của các nhà nghiên cứu về mã hóa kênh chủ yếu tập trung vào việc tìm ra các mã kênh tốt theo hướng tiếp cận càng gần với dung lượng Shannon càng tốt, điển hình trong số đó có thể kể đến như mã turbo [11] và mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) [46].

Vì môi trường thông tin vô tuyến phức tạp, đặc tính của kênh vô tuyến bị thay đổi liên tục theo thời gian, gây ảnh hưởng đến chất lượng tín hiệu thu. Với đặc tính động của kênh như vậy làm cho dung lượng kênh cũng thay đổi theo thời gian [56], như những quá trình ngẫu nhiên. Do đó, ngoài việc xác định đặc trưng của kênh truyền, thì tính chất thống kê của dung lượng kênh cũng có ý nghĩa quan trọng.

Một số đại lượng thống kê cơ bản thường được sử dụng để mô tả tính ngẫu nhiên của dung lượng kênh như dung lượng dừng (ergodic capacity), dung lượng tới hạn (outage capacity), hàm mật độ xác suất (PDF) và hàm phân bố tích lũy (CDF) của dung lượng kênh. Trong những đại lượng thống kê này, dung lượng dừng và dung lượng tới hạn thường được sử dụng nhiều hơn vì ý nghĩa của chúng xuất phát từ quan điểm phân tích hiệu năng. Nếu dung lượng dừng cung cấp thông tin liên quan đến tốc độ dữ liệu trung bình được cung cấp bởi kênh truyền, thì dung lượng tới hạn sẽ định lượng dung lượng (hoặc tốc độ dữ liệu) được đảm bảo ở mức độ tin cậy cho trước.

Nghiên cứu về dung lượng kênh của hệ thống HAP khi sử dụng các cơ chế điều chế tách sóng nhất quán sẽ giúp đánh giá cân đối giữa dung lượng kênh với độ phức tạp yêu cầu của bộ thu. Hơn nữa, việc nghiên cứu về dung lượng kênh cũng là bước đầu tiên quan trọng trong việc thiết kế và đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh tiếp cận dung lượng kênh cho các hệ thống HAP sử dụng các tập tín hiệu M mức để điều chế tín hiệu.

Xét đường truyền đơn hướng giữa HAP với thiết bị thu phát mặt đất (kênh HAP) có tín hiệu phát và thu tương ứng là $x(t)$, $y(t)$. Tín hiệu thu được biểu diễn:

$$y(t) = a(t)x(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.15)$$

trong đó, $a(t) = a_s(t)a_f(t)$ là hệ số pha-đỉnh có giá trị phức gồm 2 thành phần là $a_s(t)$ - hệ số pha-đỉnh khối (pha-đỉnh chậm), không thay đổi trong một khung truyền dẫn và $a_f(t)$ - hệ số pha-đỉnh nhanh (pha-đỉnh phạm vi hẹp), có đường bao a và pha ϕ không thay đổi trong khoảng $0 \leq t \leq T$; T là độ dài ký hiệu; $n(t)$ là tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) có phương sai $N_0/2$.

2.2.1. Dung lượng kênh không nhớ đầu vào rời rạc - đầu ra liên tục

Khi nghiên cứu về mã kênh trong hệ thống thông tin số, ta có thể kết hợp một số khối chức năng (như điều chế và giải điều chế) thành một khối gọi là mô hình kênh

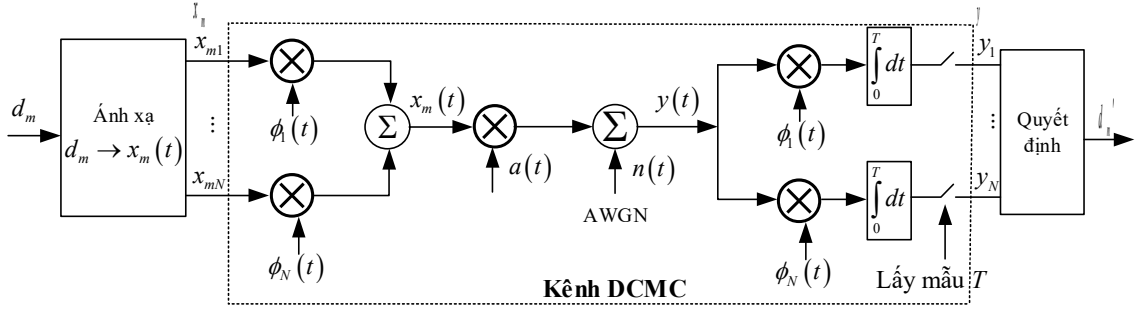
kết hợp gồm các đầu vào, đầu ra liên tục hoặc rời rạc theo thời gian, cùng xác suất chuyển dịch liên quan giữa đầu vào và đầu ra. Nếu các xác suất chuyển dịch này thay đổi, tương quan với nhau theo thời gian thì kênh sẽ là kênh có nhớ và ngược lại. Đối với kênh AWGN, dung lượng của kênh, C_{AWGN} , đã được Shannon định lượng vào năm 1948 [62]. Kể từ đó, nhiều nỗ lực nghiên cứu đã tập trung vào việc thiết kế bộ mã kênh cho tỷ lệ lỗi thấp ở tốc độ thông tin gần với $C^* = C_{AWGN}/T$, trong đó T là độ dài ký hiệu. Tuy nhiên, cần lưu ý rằng dung lượng kênh của Shannon chỉ được xác định cho kênh không nhớ đầu vào liên tục – đầu ra liên tục (CCMC) [34], trong đó đầu vào của kênh là tín hiệu phân bố Gauss rời rạc theo thời gian, có biên độ liên tục và dung lượng chỉ bị hạn chế bởi hoặc năng lượng tín hiệu hoặc băng thông. Ngược lại, trong trường hợp tín hiệu khóa dịch pha (PSK) [34] và tín hiệu điều chế biên độ cầu phương (QAM) [32] có biên độ rời rạc, chúng ta sẽ có kênh không nhớ đầu vào rời rạc – đầu ra liên tục (DCMC) [34]. Chính vì vậy, dung lượng DCMC sẽ thích hợp hơn trong việc nghiên cứu và thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh.

Cụ thể, xét kênh đầu vào rời rạc–đầu ra liên tục (DCMC) được thể hiện ở hình 2.4, là kênh được xác định từ sau bộ ánh xạ ở phía phát đến trước bộ quyết định ở phía thu. Giả thiết đầu vào của kênh, x_m , được mô tả bởi các vector thực N chiều, chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh đa đường và AWGN. Khi đó, x_m có giá trị rời rạc và y có giá trị liên tục:

$$x_m = (x_{m1}, x_{m1}, \dots, x_{mN}), \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

$$y_n \in [-\infty, +\infty], \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

Khối bản tin d_m được ánh xạ thành tín hiệu phát $x_m(t) = \sum_{j=1}^N x_{mj} \phi_j(t)$, $m = 1, 2, \dots, M$, với $\phi_j(t)$ là các hàm cơ sở. Tín hiệu thu, $r_m(t)$, là tín hiệu phát $x_m(t)$ chịu ảnh hưởng của kênh có hệ số pha-đỉnh $a(t)$ và tạp âm Gauss trắng cộng $n(t)$. Tín hiệu thu được tách sóng nhất quán và được xử lý để khôi phục lại bản tin đã phát d_m' .



Hình 2. 4. Mô hình DCMC của hệ thống sử dụng tín hiệu dạng sóng M mức

Tại đầu ra của các bộ tích phân $y_j = \int_0^T y(t) \phi_j(t) dt$, $j = 1, 2, \dots, N$, là các biến

ngẫu nhiên tạo thành các thành phần của vector ngẫu nhiên $y = (y_{i1}, y_{i2}, \dots, y_{iN})$. Từ (2.17) ta có:

$$y = ax_m + n \quad (2.16)$$

trong đó, $n = (n_{i1}, n_{i2}, \dots, n_{iN})$ là vector ngẫu nhiên có các thành phần:

$$n_j = \int_0^T n(t) \phi_j(t) dt, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (2.17)$$

là các biến ngẫu nhiên Gauss độc lập trung bình không, phương sai $N_0/2$.

Giả thiết $n(t)$ độc lập thống kê với x_m , vector y là vector ngẫu nhiên có các thành phần $\{y_j\}$ là các biến ngẫu nhiên Gauss độc lập thống kê, có trung bình:

$E[y_j] = ax_{mj}$ và phương sai $N_0/2$. Khi đó xác suất có điều kiện của tín hiệu thu y ,

đường bao pha-đỉnh a và vector phát x_m được biểu diễn là:

$$\begin{aligned} p(y|a, x_m) &= \prod_{j=1}^N p(y_j|a, x_{mj}) \\ &= \prod_{j=1}^N \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{(y_j - ax_{mj})^2}{N_0}\right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Khi đó dung lượng DCMC được tìm từ dung lượng kênh không nhớ rời rạc (DMC) [74] là:

$$C_{DCMC} = \max_{p(x_1) \dots p(x_M)} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(y|a, x_m) p(x_m) \log_2 \left[\frac{p(y|a, x_m)}{\sum_{i=1}^M p(y|a, x_i) p(x_m)} \right] dy \quad [\text{BPS}] \quad (2.19)$$

trong đó, $p(x_m)$ là xác suất xuất hiện tín hiệu phát x_m , (2.19) đạt cực đại khi các tín hiệu phát có xác suất bằng nhau, tức là: $p(x_m) = 1/M$. Vì vậy, ta có:

$$\begin{aligned} \log_2 \left[\frac{p(y|a, x_m)}{\sum_{i=1}^M p(y|a, x_i) p(x_m)} \right] &= -\log_2 \left[\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{p(y|a, x_i)}{p(y|a, x_m)} \right] \\ &= \log_2(M) - \log_2 \sum_{i=1}^M \exp(\psi_{m,i}) \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\text{với: } \psi_{m,i} = \sum_{j=1}^N \frac{-(y_j - ax_{ij})^2 + (y_j - ax_{mj})^2}{N_0} = \sum_{j=1}^N \frac{-(a(x_{mj} - x_{ij}) - n_j)^2 + n_j^2}{N_0}$$

Thay (2.20) và $p(x_m) = 1/M$ vào (2.19), ta được công thức tính dung lượng DCMC như sau:

$$\begin{aligned} C_{DCMC} &= \frac{\log_2(M)}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(y|a, x_m) dy - \\ &\quad \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} p(y|a, x_m) \log_2 \sum_{i=1}^M \exp(\psi_{m,i}) dy \\ &= \log_2(M) - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E \left[\log_2 \sum_{i=1}^M \exp(\psi_{m,i}) \right] \quad [\text{BPS}] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Từ (2.21) nhận thấy, (2.21) là một trường hợp riêng của [53]. Sử dụng mô phỏng Monte Carlo để tính trung bình các kỳ vọng và tính dung lượng DCMC cho hệ thống HAP qua các cơ chế điều chế và mô hình kênh HAP cụ thể.

Với phương thức điều chế biên độ cầu phương M mức (M-QAM), tín hiệu điều chế M -QAM được biểu diễn như sau:

$$x_m(t) = x_{m1}\sqrt{\frac{2}{T}}\cos\omega_0t + x_{m2}\sqrt{\frac{2}{T}}\sin\omega_0t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.22)$$

Các vector tín hiệu x_m và các hàm cơ sở $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ được xác định bởi:

$$x_m = (x_{m1}, x_{m2}), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.23)$$

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}}\cos\omega_0t, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.24)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}}\sin\omega_0t, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Với phương thức điều chế khóa dịch pha M mức (M-PSK), tín hiệu điều chế M-PSK được biểu diễn như sau:

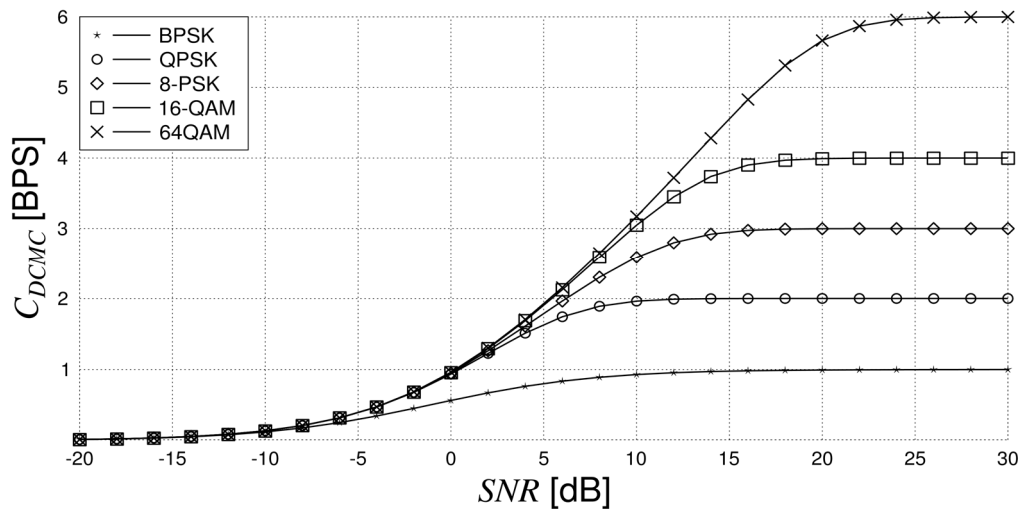
$$x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}}\cos\left(\omega_0t - \frac{2\pi m}{M}\right), \quad 0 \leq t \leq T, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.25)$$

Tập tín hiệu PSK là tập năng lượng như nhau và các điểm tín hiệu đều nằm trên vòng tròn đơn vị có bán kính $\sqrt{E_s}$. Hàm trực giao của điều chế M-PSK giống như hàm trực giao của điều chế M-QAM. Vector tín hiệu được mô tả bởi các hệ số:

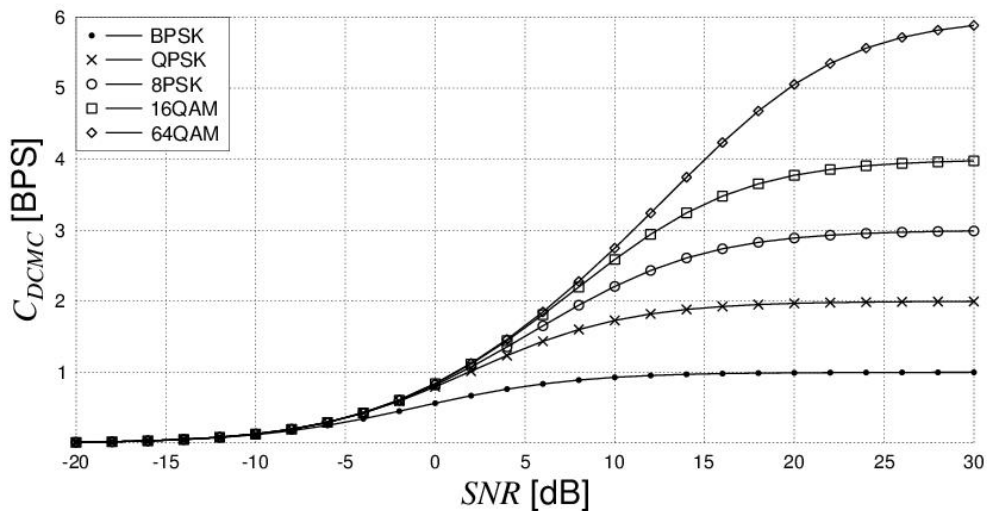
$$x_{m1} = \sqrt{E_s}\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right), \quad (2.26)$$

$$x_{m2} = \sqrt{E_s}\sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

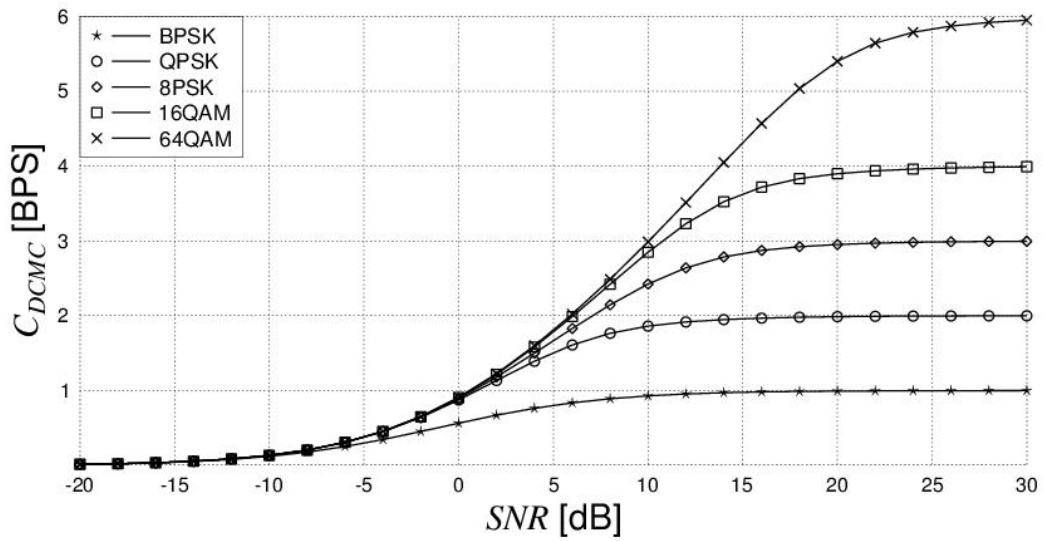
Gọi tỷ số công suất tín hiệu thu và công suất tạp âm tại ăng-ten thu là $SNR_r = E[|a|^2 SNR]$ và gọi $SNR_r|_R$ là SNR tương ứng tại tốc độ thông tin R . Khi đó, $SNR_r|_R$ được định nghĩa là giá trị SNR tại dung lượng $C_{DCMC}^\eta = R$ (với $\eta = \log_2 M$) trên đường cong dung lượng C_{DCMC}^η theo SNR được biểu diễn bởi (2.21) và được thể hiện trong các hình 2.5, 2.6, 2.7 và 2.8.



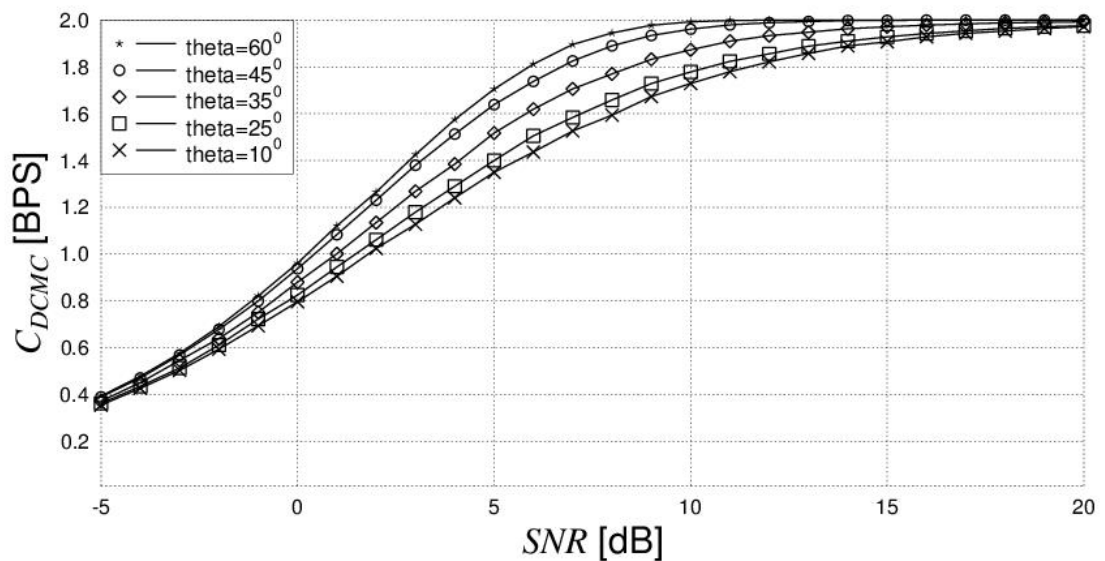
Hình 2.5. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB)



Hình 2.6. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^\circ$



Hình 2. 7. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái



Hình 2.8. Dung lượng DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, sử dụng điều chế QPSK, tại các góc ngắng khác nhau

Cụ thể, hình 2.5, 2.6 và 2.7 lần lượt thể hiện các đường cong dung lượng DCMC qua mô hình kênh HAP pha-đỉnh Rice không bị che khuất có góc ngắng $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB), pha-đỉnh Rayleigh có góc ngắng $\theta = 10^\circ$ và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái ($\theta = 21^\circ$) khi sử dụng các cơ chế điều chế BPSK, QPSK, 8PSK,

16QAM và 64QAM. Tại $SNR=20$ dB, cơ chế điều chế BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM và 64QAM, cho dung lượng tương ứng là 1; 2; 2,9; 3,8 và 5 [BPS] (hình 2.5). Nghĩa là, với cùng mức SNR , khi mức điều chế tăng, dung lượng DCMC đạt được cũng tăng, tuy nhiên xác suất lỗi bit cũng sẽ tăng theo. Hơn nữa, ở cùng mức dung lượng DCMC, các mức điều chế khác nhau yêu cầu SNR khác nhau.

Ngoài ra, hình 2.8 thể hiện ảnh hưởng của góc ngẩng đến dung lượng kênh pha-đỉnh Rice sử dụng điều chế QPSK. Rõ ràng, khi góc ngẩng tăng, nghĩa là chất lượng kênh tốt hơn, thì dung lượng DCMC cũng tăng.

Bảng 2.1. Giá trị $SNR_r|_{R_n}$ của dung lượng DCMC sử dụng phương thức điều chế QPSK, 16QAM qua các kênh HAP

Tốc độ thông tin chuẩn hóa	$SNR_r _{R_n}$ (dB)					
	Kênh HAP pha-đỉnh Rice		Kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh		Kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái	
$R_n = R/\eta$	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM
0,1	-8,21	-4,86	-7,98	-4,47	-8,10	-4,69
0,2	-4,92	-1,09	-4,48	-0,47	-4,72	-0,82
0,3	-2,7	1,50	-2,09	2,38	-2,43	1,88
0,4	-0,97	3,60	-0,19	4,65	-0,63	4,05
0,5	0,467	5,45	1,54	6,68	0,93	5,98
0,6	1,85	7,24	3,27	8,64	2,46	7,84
0,7	3,25	8,94	5,14	10,7	4,07	9,69
0,8	4,74	10,70	7,37	13,1	5,88	11,73
0,9	6,68	12,92	10,75	16,58	8,44	14,50
0,99	11,06	14,21	20,96	26,90	15,35	19,70

Để so sánh giữa các phương thức điều chế khác nhau, tham số tốc độ thông tin chuẩn hóa $R_n = R/\eta$ được định nghĩa. Khi đó, $SNR_r|_{R_n}$ chính là SNR_r tại tốc độ thông tin chuẩn hóa R_n . Chi tiết về $SNR_r|_{R_n}$ cho hệ thống HAP qua các mô hình kênh pha-đỉnh Rice ($K=10$ dB), Rayleigh và kênh chuyển mạch hai trạng thái khi sử dụng phương thức điều chế QPSK và 16QAM được liệt kê ở Bảng 2.1.

Từ các đường biên dung lượng DCMC thiết lập được, để xác định được khả năng hệ thống HAP xảy ra tình trạng không thể đáp ứng được yêu cầu cũng như muốn xác định được tốc độ thông tin lớn nhất mà hệ thống HAP có thể đảm bảo khi xác suất xảy ra tình trạng không thể đáp ứng được nhỏ hơn một số tùy ý, thì các tham số hiệu năng về xác suất tới hạn, dung lượng tới hạn cần được xem xét đến. Chi tiết về việc định lượng các tham số này sẽ được bàn luận ở các phần tiếp theo.

2.2.2. Xác suất tới hạn

Xác suất tới hạn là xác suất mà hệ thống HAP không thể đáp ứng được một yêu cầu nào đó. Nói cách khác, xác suất tới hạn $P_{out}(\theta)$ chính là xác suất xảy ra sự kiện $|a(\theta)|^2 SNR < SNR_r|_R(\theta)$. Nghĩa là:

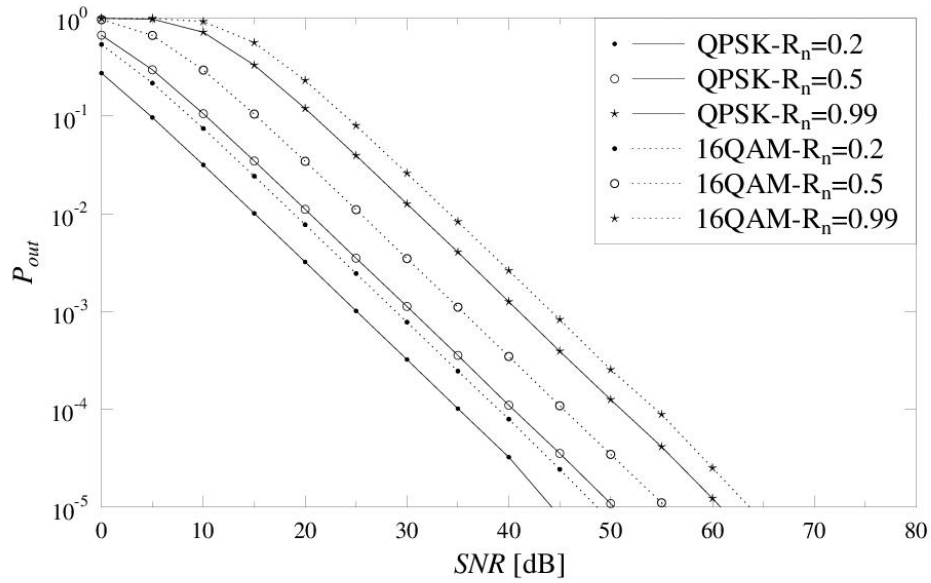
$$\begin{aligned} P_{out}^{DCMC}(R, \eta, \theta) &= \Pr \left\{ E \left[|a(\theta)|^2 SNR \right] < SNR_r|_R(\theta) \right\}, \\ &= \Pr \left\{ E \left[|a(\theta)|^2 \right] < \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\}, \\ &= \Pr \left\{ |a_s(\theta)|^2 E \left[|a_f(\varepsilon)|^2 \right] < \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\}, \end{aligned} \quad (2.27)$$

Khi tín hiệu thu chỉ chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh nhanh thì xác suất tới hạn sẽ là:

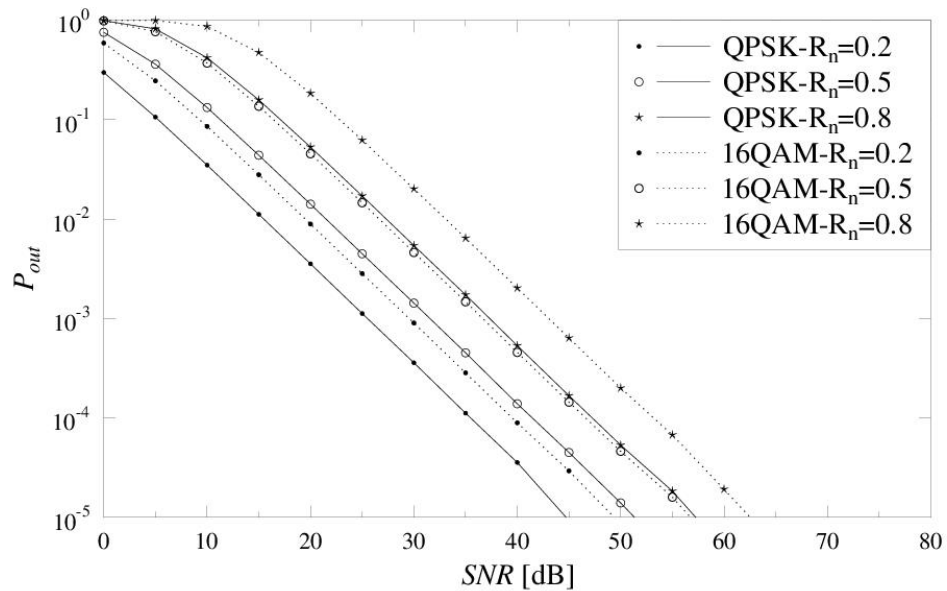
$$P_{out}^{DCMC,f}(R, \eta, \theta) = \Pr \left\{ E \left[|a_f(\theta)|^2 \right] < \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\} \quad (2.28)$$

Khi tín hiệu thu chỉ chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh chậm, xác suất tới hạn sẽ là:

$$P_{out}^{DCMC,s}(R, \eta, \theta) = \Pr \left\{ |a_s(\theta)|^2 < \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\} \quad (2.29)$$



Hình 2. 9. Xác suất tới hạn (P_{out}) của DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10\text{dB}$)



Hình 2. 10. Xác suất tới hạn (P_{out}) của DCMC của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^0$

Thay $SNR_r|_R(\theta)$ có được từ (2.21) vào (2.29), xác suất tới hạn P_{out} sẽ được xác định tại các tốc độ thông tin chuẩn hóa R_n khác nhau. Kết quả được thể hiện ở hình 2.9 và 2.10, biểu diễn mối quan hệ giữa xác suất tới hạn theo R_n khi sử dụng các cơ chế điều chế QPSK và 16QAM để truyền dẫn. Đây là những cơ chế đã được sử dụng phổ biến trong các hệ thống thông tin vệ tinh, truyền hình số vệ tinh, tiêu chuẩn IEEE 802.16 phiên bản SC được tham chiếu bởi [12]. Hình 2.9 và 2.10 cho thấy, tại cùng mức SNR và R_n , thì mức điều chế thấp hơn cho P_{out} thấp hơn. Hơn nữa, với cùng mức điều chế và P_{out} , nhưng khi R_n tăng thì SNR yêu cầu cũng sẽ tăng.

2.2.3. Dung lượng tới hạn

Dung lượng tới hạn được xem xét khi sử dụng HAP cho các ứng dụng, dịch vụ có ràng buộc về trễ như thoại và video streaming. Dung lượng tới hạn $C(\varepsilon, \theta)$ [34] được định nghĩa là tốc độ thông tin R lớn nhất có thể mà vẫn đảm bảo xác suất tới hạn nhỏ hơn ε . Nghĩa là:

$$C_{out}(\varepsilon, \theta) = \max \left\{ R : P_{out}(R, \eta, \theta) < \varepsilon \right\} \quad (2.30)$$

Gọi $F(SNR_r|_R)$ là hàm phân phối tích lũy bù (CCDF) của đường bao pha-đỉnh $|a(\theta)|^2$ và được xác định như sau:

$$F(SNR_r|_R(\theta)) = \Pr \left\{ |a_s(\theta)|^2 > \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\} = 1 - \Pr \left\{ |a_s(\theta)|^2 \leq \frac{SNR_r|_R(\theta)}{SNR} \right\} \quad (2.31)$$

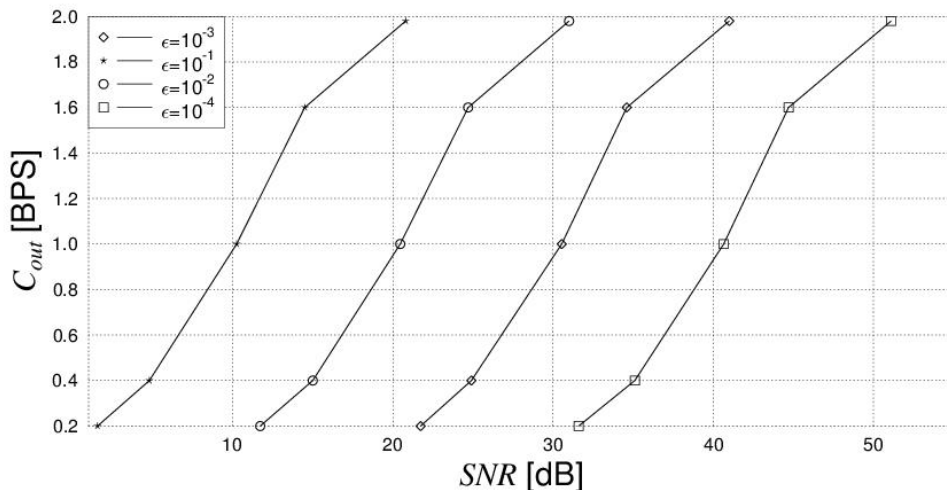
Khi đó, dung lượng tới hạn của DCMC được biểu diễn như sau:

$$SNR(\varepsilon, \eta, \theta) = F^{-1}(1 - \varepsilon) \quad (2.32)$$

Để so sánh dung lượng tới hạn của các cơ chế điều chế khác nhau, $F(SNR_r(\theta)|_R)$ theo tốc độ thông tin chuẩn hóa sẽ là:

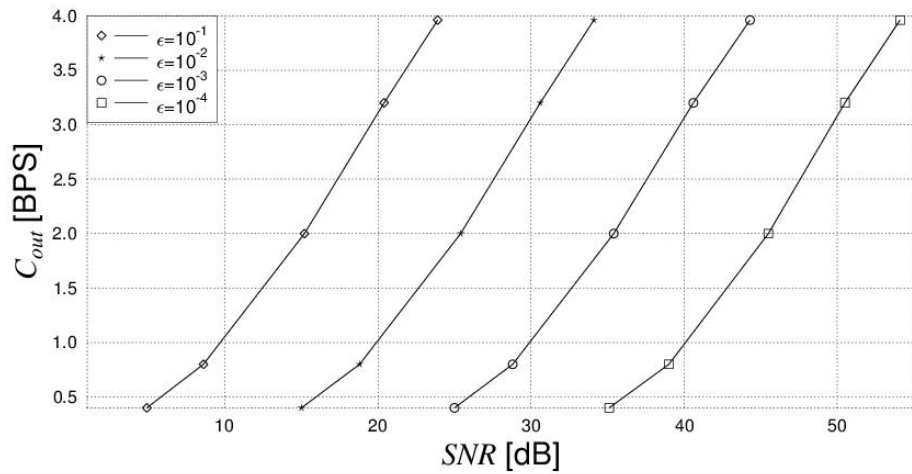
$$F(SNR_r(\theta)|_{R_n}) = \Pr \left\{ |h_s|^2 > \frac{SNR_r(\theta)|_{R_n}}{SNR} \right\} \quad (2.1)$$

Như vậy, tại tốc độ thông tin R và cơ chế điều chế xác định, ta có $R_n = R/\eta$, và $SNR_r(\theta)|_{R_n}$ (như liệt kê ở Bảng 2.1). Sử dụng các kết quả của $SNR_r(\theta)|_{R_n}$ để xác định $F(SNR_r(\theta)|_R)$ ở (2.33). Với $F(SNR_r(\theta)|_R)$ có được, các giá trị SNR yêu cầu nhỏ nhất tại xác suất tới hạn ε cho trước hoàn toàn được xác định. Kết quả là các dung lượng tới hạn DCMC $C(\varepsilon)$ của hệ thống HAP qua kênh HAP pha-đỉnh Rice sử dụng điều chế QPSK, 16QAM tại góc ngẩng $\theta = 45^\circ$ được thể hiện tương ứng ở các hình 2.11, 2.12 và qua kênh pha-đỉnh Rayleigh sử dụng điều chế QPSK, tại góc ngẩng $\theta = 10^\circ$ được thể hiện ở hình 2.13.

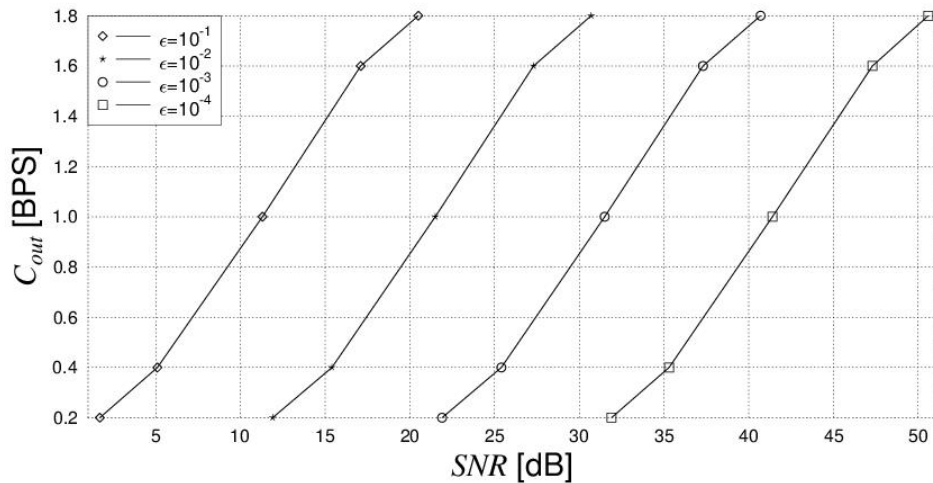


Hình 2. 11. Dung lượng tới hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống, điều chế QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10\text{dB}$), tại các ε khác nhau

Cụ thể, hình 2.11 thể hiện dung lượng tới hạn DCMC (C_{out}) tại các ε khác nhau trong hệ thống HAP sử dụng điều chế QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10\text{dB}$). Với $\varepsilon = 10^{-3}$ và tại $C_{out}=1,0$ (BPS), ta được $SNR=30,54$ dB nghĩa là: nếu giá trị SNR_r nhỏ hơn hoặc bằng $30,54$ dB, thì dung lượng tới hạn lớn nhất đạt được là $C_{out}=1,0$ [BPS], với xác suất tới hạn $\varepsilon = 10^{-3}$ được đảm bảo. Hay nói cách khác, ở phía thu có $SNR_r \leq 30,54\text{dB}$ và tốc độ thông tin là $R=1,0$ [BPS], thì hiệu năng của hệ thống HAP có thể đạt được tại xác suất tới hạn $\varepsilon = 10^{-3}$.



Hình 2. 12. Dung lượng tối hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống, điều chế 16QAM qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB) tại các ϵ khác nhau



Hình 2. 13. Dung lượng tối hạn DCMC (C_{out}) của hệ thống HAP, điều chế QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^0$, tại các ϵ khác nhau

Hình 2.12 thể hiện dung lượng tối hạn DCMC của hệ thống HAP sử dụng điều chế 16QAM qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, có góc ngẩng $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB), với $\epsilon = 10^{-3}$ và tại $C_{out} = 1,0$ [BPS], thì $SNR = 30$ dB: nhỏ hơn so với trường hợp sử dụng điều chế QPSK. Tương tự, từ hình 2.13, nhận thấy khi kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rayleigh, có góc ngẩng $\theta = 10^0$ thì $SNR = 32,1$ dB với cùng phương thức điều chế QPSK và $\epsilon = 10^{-3}$.

2.3. KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Chương hai đã nghiên cứu ba mô hình kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice, Rayleigh và kênh chuyển mạch hai trạng thái. Do cự ly truyền dẫn ngắn hơn nhiều so với hệ thống thông tin vệ tinh, nên các hệ thống thông tin HAP cho thấy xác suất tồn tại đường tín hiệu LOS là rất lớn, chính vì vậy mô hình kênh HAP pha-đỉnh Rice được xem là một trong những mô hình kênh đặc trưng cho hệ thống HAP, tiếp đến là các mô hình kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh và kênh chuyển mạch trạng thái. Hơn nữa, các khảo sát cho thấy các mô hình kênh này đều phụ thuộc vào góc ngẩng. Vì vậy, góc ngẩng đã được đưa vào trong các nghiên cứu tính toán và thiết lập đường biên dung lượng DCMC cho hệ thống HAP qua ba mô hình kênh.

Kết quả đạt được là các đường biên dung lượng DCMC cho hệ thống HAP sử dụng các phương thức điều chế BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM qua các kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái. Nhìn chung, các kết quả đều cho thấy: (1) dung lượng DCMC của kênh HAP pha-đỉnh Rice đạt được lớn hơn so với kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái; (2) với các giá trị góc ngẩng khác nhau, dung lượng DCMC của kênh HAP pha-đỉnh Rice đạt được cũng khác nhau; (3) trong cùng một kiểu kênh và cùng giá trị SNR , dung lượng DCMC tăng khi tăng mức điều chế. Tuy nhiên, khi tăng mức điều chế, thì các điểm tín hiệu càng gần nhau hơn, làm cho xác suất lỗi bit tăng. Ngoài ra, các tham số hiệu năng về xác suất tới hạn DCMC, dung lượng tới hạn DCMC của hệ thống HAP cũng được đánh giá cụ thể. Đây chính là nguồn thông tin tham khảo để đánh giá khả năng cung cấp các dịch vụ viễn thông của HAP, đặc biệt là các dịch vụ có yêu cầu ràng buộc về trễ như dịch vụ thoại, video streaming, ... Đồng thời, các kết quả đường biên dung lượng DCMC cho hệ thống HAP sẽ được sử dụng làm sở cứ để đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh đề xuất và thiết kế cho hệ thống HAP trong chương tiếp theo.

CHƯƠNG 3

THIẾT KẾ MÃ KÊNH TIẾP CẬN DUNG LƯỢNG CHO HỆ THỐNG HAP

Tóm tắt: Trên cơ sở các đường biên về dung lượng kênh thiết lập được ở chương 2, chương này sẽ đề xuất và thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP. Trong cơ chế mã hóa kênh xem xét, mã chập không đều (IrCC) [72] được đề xuất sử dụng ở bộ mã hóa vòng ngoài. Để thiết kế IrCC, luận án đã sử dụng công cụ biểu đồ truyền đạt thông tin ngoại lai (EXIT), một công cụ bán phân tích mạnh và được ứng dụng phổ biến [22, 25, 56]. Trên cơ sở các kết quả thiết kế IrCC đạt được, một số mô phỏng Monte-Carlo được thực hiện để đánh giá hiệu năng của IrCC. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong [J2], [C1].

3.1. BIỂU ĐỒ TRUYỀN ĐẠT THÔNG TIN NGOẠI LAI

Biểu đồ truyền đạt thông tin ngoại lai (EXIT) được đề xuất bởi Stephan ten Brink [7], là một công cụ bán phân tích mô tả sự tiến triển của quá trình trao đổi thông tin (thông tin tương hỗ) giữa các bộ giải mã thành phần trong bộ giải mã kênh giải mã lặp của hệ thống thông tin. Biểu đồ EXIT cung cấp hình ảnh trực quan đơn giản và hiệu quả toàn bộ quá trình giải mã. Sử dụng công cụ này, hành vi của từng bộ giải mã thành phần chỉ cần mô phỏng một lần, thay vì của toàn bộ bộ giải mã cho mỗi lần lặp. Cùng với việc giảm các tính toán cần thiết khi khảo sát một mã kênh cụ thể, biểu đồ EXIT cho thấy rõ vai trò của từng mã thành phần trong hiệu năng tổng thể, điều này làm cho biểu đồ EXIT trở thành công cụ đặc lực trong thiết kế mã kênh.

Theo lý thuyết thông tin, thông tin tương hỗ giữa biến ngẫu nhiên rời rạc X , $X \in \{-1, +1\}$ và biến ngẫu nhiên liên tục Y , thể hiện lượng thông tin thu được về X thông qua giá trị của Y , và được xác định là:

$$I(X;Y) = \sum_{x \in X} \int p(x,y) \log_2 \frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} dy, \quad (3.1)$$

trong đó $p(x, y)$ là phân bố xác suất liên hợp của X và Y và $p(x)$ và $p(y)$ tương ứng là các phân bố xác suất của X và Y . Sử dụng quy tắc Bayes, ta có:

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \int p(y|x) p(x) \log_2 \frac{p(y|x) p(x)}{p(x) \sum_{x' \in X} p(y|x') p(x')} dy \quad (3.2)$$

Do đó:

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \int p(y|x) p(x) \log_2 \frac{p(y|x) p(x)}{p(x) \sum_{x' \in X} p(y|x') p(x')} dy \quad (3.3)$$

Nếu mô hình hóa y là biến ngẫu nhiên Gauss trung bình không, phương sai $\sigma^2 = 2\mu$:

$$y_i = \mu x_i + z_i, \quad (3.4)$$

thì PDF có điều kiện của y là:

$$p(y, x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2} \left(y - \frac{\sigma^2}{2} x\right)^2\right). \quad (3.5)$$

Thay vào (3.3), ta được:

$$I(X; Y) = J(\sigma) = 1 - \int \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2} \left(y - \frac{\sigma^2}{2}\right)^2\right) \log_2(1 + e^{-y}) dy. \quad (3.6)$$

trong đó, hàm $J(\sigma)$ đơn điệu tăng và tồn tại hàm ngược. Hơn nữa, hàm $J(\sigma)$ được đặc tính hóa bởi $\lim_{\sigma \rightarrow 0} J(\sigma) = 0$, $\lim_{\sigma \rightarrow \infty} J(\sigma) = 1$, $\sigma > 0$. Biểu diễn gần đúng (3.6) ta có [70]:

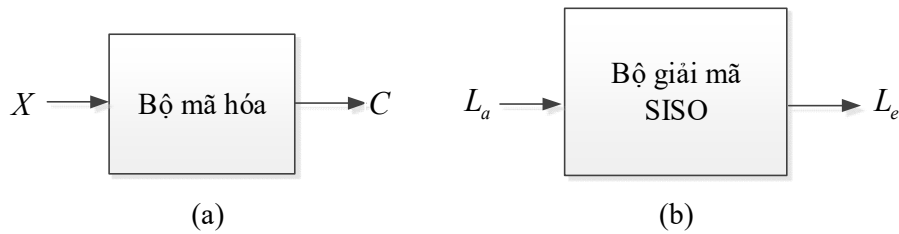
$$J(\sigma) \approx \begin{cases} a_{J,1}\sigma^3 + b_{J,1}\sigma^2 + c_{J,1}\sigma, & 0 \leq \sigma \leq 1,6363, \\ 1 - \exp(a_{J,2}\sigma^3 + b_{J,2}\sigma^2 + c_{J,2}\sigma + d_{J,2}), & 1,6363 < \sigma < 10, \\ 1, & \sigma \geq 10, \end{cases} \quad (3.7)$$

trong đó

$$a_{J,1} = -0,0421061; b_{J,1} = 0,209252; c_{J,1} = -0,00640081;$$

$$a_{J,2} = 0,00181491; b_{J,2} = -0,142675; c_{J,2} = -0,0822054; d_{J,2} = 0,0549608.$$

Xét bộ mã hóa và giải mã đầu vào mềm - đầu ra mềm (SISO) được thể hiện ở hình 3.1. Trong đó, X biểu diễn chuỗi bit thông tin, là đầu vào của bộ mã hóa, có giá trị $\{\pm 1\}$; C biểu diễn chuỗi bit mã hóa, là đầu ra của bộ mã hóa, có giá trị $\{\pm 1\}$; L_a và L_e tương ứng là chuỗi đầu vào/đầu ra tỷ lệ hợp lệ logarit (LLR) tiền nghiệm/hậu nghiệm của bộ giải mã SISO.



Hình 3. 1. Bộ mã hóa (a) và bộ giải mã SISO (b)

Khi đó, thông tin tương hỗ giữa X và L_a được biểu diễn là:

$$I_A = I(X; L_a), 0 \leq I_A \leq 1, \quad (3.8)$$

Giả thiết các bit thông tin X có $p(x = +1) = p(x = -1) = 1/2$ và L_a được mô hình hóa bởi biến ngẫu nhiên Gauss trung bình không, phương sai σ_A^2 , theo (3.6) ta có:

$$I_A = J(\sigma_A) = 1 - \int \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \exp\left(\frac{-1}{2\sigma_A^2} \left(l_a - \frac{\sigma_A^2}{2}\right)^2\right) \log_2(1 + e^{-l_a}) dl_a. \quad (3.9)$$

Bằng cách tạo L_a theo cách này, L_a được giả thiết là độc lập. Tuy nhiên, với từ mã đủ dài, bộ đan xen đủ ngẫu nhiên, thì giả thiết này đưa ra những dự đoán biểu đồ EXIT rất tốt. Mỗi khi có L_a ở đầu vào, bộ giải mã SISO thực hiện thuật toán giải mã và cho ra L_e ở đầu ra. Thông tin tương hỗ giữa X và L_e , $I(X; L_e)$ được xác định

qua việc ước lượng pdf $p(L_e|x)$ từ lược đồ các giá trị L_e . Số lượng giá trị L_e phải đủ lớn và có thể được tạo ra qua việc chọn véc tơ bản tin dài hoặc chạy bộ giải mã nhiều lần qua nhiều véc tơ bản tin (vẫn cần phải dài). Với pdf $p(L_e|x)$ xác định được, áp dụng (3.3), thông tin tương hỗ $I(X; L_e)$ được xác định như sau:

$$I_E = I(X; L_e) = \frac{1}{2} \int \sum_{l_e \in L_e} p(l_e|x) \log_2 \frac{2p(l_e|x)}{p(l_e|x=+1) + p(l_e|x=-1)} dl_e. \quad (3.10)$$

Định lý 3.1 trong nghiên cứu [29] biểu diễn công thức được sử dụng để đánh giá tích phân trong (3.10) bằng số.

Định lý 3.1: [29] Xét nguồn nhị phân rời rạc X , với các ký hiệu có xác suất bằng nhau, $P(X = +1) = P(X = -1) = 0,5$, tạo ra bản tin có độ dài N . Thông tin tương hỗ giữa X và L_a hoặc giữa X và L_e có thể được biểu diễn như sau:

$$I(X; L) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[1 + \log_2 (1 + e^{-x_n L_n}) \right] \quad (3.11)$$

trong đó, L chỉ L_a hoặc L_e , x_n là mẫu thứ n của nguồn và L_n là mẫu thứ n của L .

Khi đó, đường biểu diễn quan hệ giữa I_E và I_A được gọi là đường cong truyền đạt thông tin ngoại lai (EXIT) của mã thành phần.

3.2. ĐỀ XUẤT SỬ DỤNG MÃ CHẬP KHÔNG ĐỀU TRONG HỆ THỐNG HAP

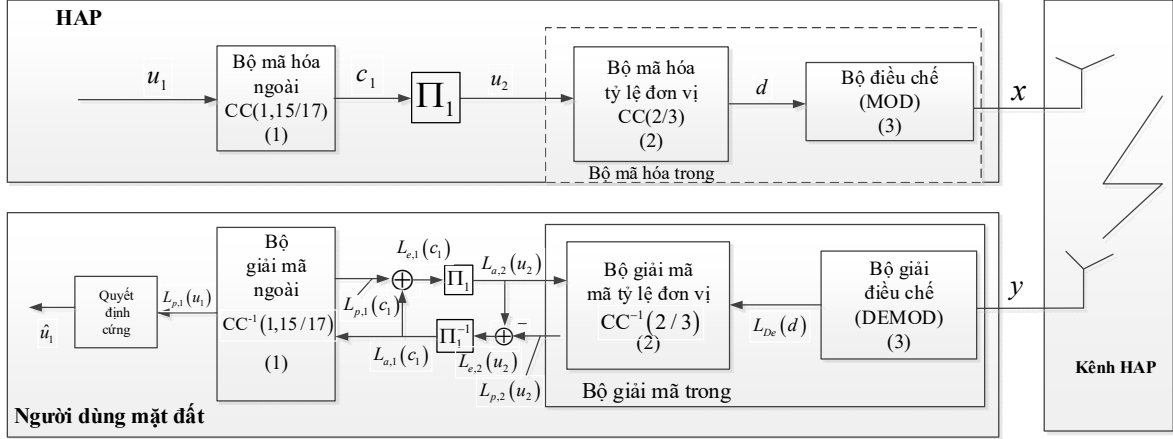
Như đã giới thiệu ở phần mở đầu, công trình nghiên cứu [12] là cơ sở để NCS đề xuất và thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP. Nghiên cứu [12] là công trình nghiên cứu trong dự án CAPANINA của Ủy ban Liên minh Châu Âu với mục đích nghiên cứu ứng dụng HAP để cung cấp các dịch vụ băng rộng đến các tàu cao tốc trong vùng phủ sóng bán kính 60 km, hoạt động ở dải tần số băng Ka. Tải trọng viễn thông của hệ thống HAP trong dự án CAPANINA dựa trên lớp vật lý của tiêu chuẩn IEEE802.16 phiên bản đơn sóng mang (SC), vì vậy nghiên cứu [12] đã có một số đề xuất về mã hóa kênh như sau: (1) sử dụng mã chập (1,15/17) thay thế

mã RS ở bộ mã hóa vòng ngoài; (2) sử dụng mã chập vi sai (2/3) có tỷ lệ mã hóa bằng 1, cho phép cải thiện đáng kể tính hội tụ giải mã, cho hiệu năng cải thiện trong các hệ thống cân bằng lặp [39]. Nhìn chung, các mã chập thành phần này đã thỏa mãn được các yêu cầu thiết kế của mã chập ghép nối nối tiếp (SCCC) [7]. Tuy nhiên, nghiên cứu [12] lại không có bàn luận về hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của các mã kênh đã đề xuất. Ngoài ra, [12] không có các kết quả đánh giá về *BER* và *FER* ở kích cỡ khung lớn. Do vậy, rất khó để đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh.

Để khảo sát được hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của cơ chế mã hóa kênh trong [12], luận án sẽ sử dụng công cụ biểu đồ EXIT, là biểu đồ thể hiện mối quan hệ về đường cong EXIT của các mã thành phần trong cơ chế mã hóa SCCC. Cụ thể, biểu đồ EXIT này sẽ biểu diễn các đường cong EXIT của bộ giải mã vòng trong và bộ giải mã vòng ngoài. Trong đó, bộ giải mã vòng trong bao gồm bộ giải mã mã chập vòng trong và bộ giải điều chế. Khi các đường cong EXIT tạo thành một đường hàm EXIT đủ mở tại giá trị *SNR* xác định, thì có nghĩa là tại giá trị *SNR* này, với số vòng lặp giải mã và kích cỡ khung tin đủ lớn, *BER* rất thấp hoàn toàn có thể đạt được. Đồng thời, giá trị *SNR* này cũng sẽ là cơ sở để xác định hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh sử dụng. Ngoài ra, số vòng lặp giải mã bám sát theo các đường cong EXIT trong đường hàm EXIT (quỹ đạo giải mã) cũng sẽ được xác định qua việc chạy mô phỏng tiến trình giải mã tại các bộ giải mã. Chi tiết về quá trình thiết lập biểu đồ EXIT của SCCC trong [12] sẽ được trình bày cụ thể dưới đây.

Xét mã SCCC trong [12] có sơ đồ mã hóa được thể hiện ở hình 3.2. Trong đó, $L(.)$ biểu thị tỷ lệ hợp lệ logarit (LLR) của bit liên quan, với chỉ số 1 thể hiện cho bộ mã hóa vòng ngoài, còn chỉ số 2 thể hiện cho bộ mã hóa vòng trong. Các chỉ số a , p , e , De tương ứng biểu thị thông tin tiền nghiệm, hậu nghiệm, ngoại lai và giải điều chế. Đối với phía phát (trạm HAP), khung tin gồm N bit u_1 được mã hóa bởi bộ mã hóa vòng ngoài là bộ mã hóa mã chập CC(1,15/17) có tỷ lệ mã hóa R_c , sẽ tạo ra khung các bit mã hóa c_1 đầu ra có độ dài N/R_c bit. Sau đó khung được đan xen ngẫu nhiên bởi bộ đan xen ngẫu nhiên Π_1 trước khi đưa đến bộ mã hóa vòng trong là bộ mã hóa

tỷ lệ đơn vị $CC(2/3)$ có bit đầu vào u_2 và bit mã hóa đầu ra d . Khung tại đầu ra của $CC(2/3)$ được điều chế bởi bộ điều chế (MOD) cho ra tín hiệu phát x .



Hình 3. 2. Sơ đồ cơ chế mã hóa SCCC trong [12]

Ở phía thu, tín hiệu thu được từ kênh HAP y lần lượt được đưa đến bộ giải mã vòng trong gồm có bộ giải điều chế (DEMOD) và bộ giải mã tỷ lệ đơn vị $CC^{-1}(2/3)$. Sau đó, thông tin hậu nghiệm tại đầu ra của bộ giải mã vòng trong được sử dụng để xác định thông tin ngoại lai, giải đan xen ngẫu nhiên và đưa đến bộ giải mã vòng ngoài: bộ giải mã mã chập $CC^{-1}(1,15/17)$. Tại các bộ giải mã vòng trong và giải mã vòng ngoài sẽ thực hiện thuật toán giải mã hậu nghiệm cực đại ở miền logarit (MAX-Log-MAP) [59] để tạo ra thông tin LLR ngoại lai trao đổi lặp với nhau tạo thành các vòng lặp giải mã (J vòng lặp).

Cụ thể, bộ giải mã vòng trong sẽ tính toán $L_{e,2}(u_2)$ dựa trên tín hiệu thu y và thông tin tiên nghiệm $L_{a,2}(u_2)$ từ bộ giải mã vòng ngoài. Tại vòng lặp $l, l=1,2,\dots, J$, ta có:

$$L_{e,2}^{(l)}(u_2) := P(U_2 = 0 | y, L_{a,2}^{(l-1)}(u_2)) \quad (3.12)$$

Lưu ý ở vòng lặp đầu tiên, do chưa có thông tin tiên nghiệm, nên $L_{a,2}^{(1)}(u_2) = 1/2$

. Giải đan xen ngẫu nhiên $L_{e,2}^{(l)}(u_2)$ cho thông tin tiên nghiệm:

$$L_{a,1}^{(l)}(c_1) = \Pi^{-1} \left(L_{e,2}^{(l)}(u_2) \right), \quad (3.13)$$

đưa đến đầu vào bộ giải mã vòng ngoài. Bộ giải mã vòng ngoài tính toán thông tin ngoại lai $L_{e,1}(c_1)$ dựa trên thông tin tiên nghiệm $L_{a,1}(c_1)$ đến từ bộ giải mã vòng trong. Tại vòng lặp l , ta có:

$$L_{e,1}^{(l)}(c_1) := P \left(C_1 = 0 \mid L_{a,1}^{(l)}(c_1) \right) \quad (3.14)$$

Đan xen ngẫu nhiên $L_{e,1}^{(l)}(c_1)$ cho thông tin tiên nghiệm:

$$L_{a,2}^{(l+1)}(u_2) = \Pi \left(L_{e,1}^{(l)}(c_1) \right), \quad (3.15)$$

đưa đến đầu vào bộ giải mã vòng trong. Sau J vòng lặp, bộ giải mã vòng ngoài tính toán ước lượng \hat{u}_1 của chuỗi thông tin:

$$\hat{u}_1 = \begin{cases} 0 & , P \left(U_1 = 0 \mid L_{a,1}^{(J)}(c_1) \right) \geq 1/2 \\ 1 & , \text{khác} \end{cases} \quad (3.16)$$

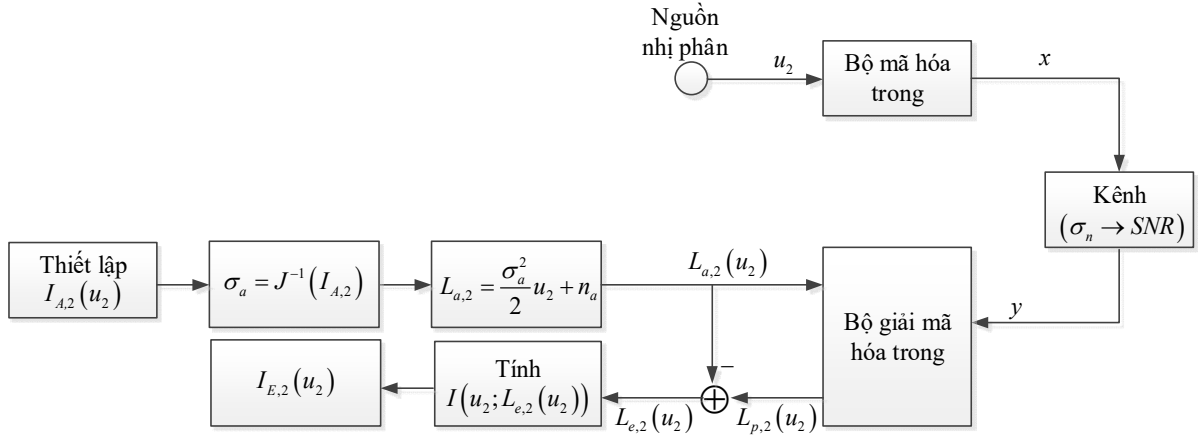
Cụ thể về mô hình đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong và bộ giải mã vòng ngoài sẽ được trình bày trong các phần tiếp theo.

3.2.1. Đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong

Sơ đồ khối đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong được thể hiện ở hình 3.3. Trong đó, bộ mã hóa vòng trong mã hóa và điều chế các bit đầu vào u_2 thành các tín hiệu phát x , các đầu vào của bộ giải mã vòng trong là các đầu ra y của kênh truyền HAP và thông tin tiên nghiệm $L_{a,2}(u_2)$. Bộ giải mã vòng trong thực hiện giải mã và cho ra thông tin hậu nghiệm $L_{p,2}(u_2)$. Thông tin ngoại lai $L_{e,2}(u_2) = L_{p,2}(u_2) - L_{a,2}(u_2)$ được sử dụng để tính $I_{E,2}(u_2)$ theo (3.11).

Do vậy, đường cong EXIT của bộ giải mã trong sẽ biểu diễn quan hệ giữa $I_{E,2}(u_2)$ và $I_{A,2}(u_2)$ (hay $I_{E,2}(u_2)$ là hàm của $I_{A,2}(u_2)$) tại giá trị SNR xác định:

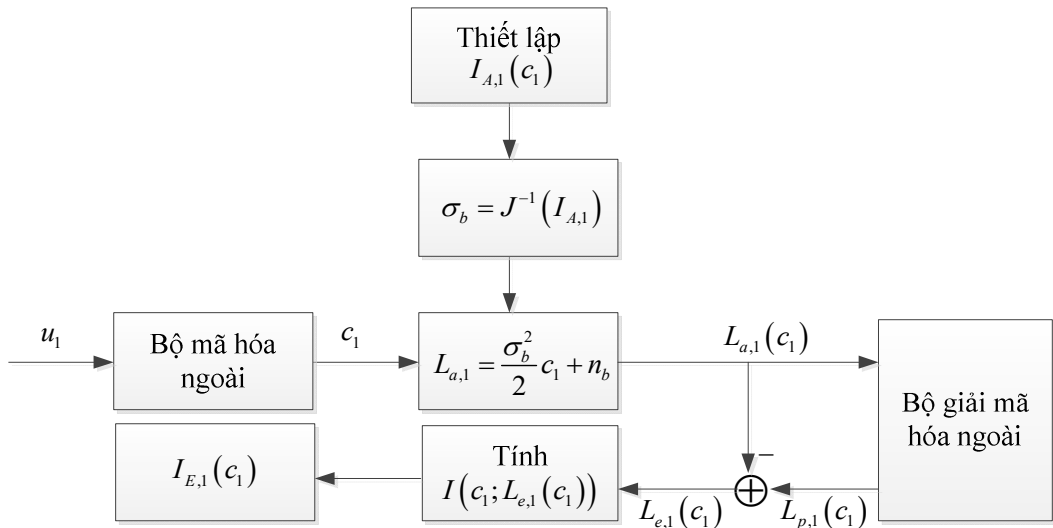
$$I_{E,2}(u_2) = T_2 [I_{A,2}(u_2), SNR] \quad (3.17)$$



Hình 3. 3. Sơ đồ khối đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong

3.2.2. Đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài

Tương tự, đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài được thể hiện ở hình 3.4. Trong đó, bộ mã hóa vòng ngoài mã hóa các bit đầu vào u_1 thành các bit mã hóa c_1 , đầu vào của bộ giải mã vòng ngoài là thông tin tiên nghiệm $L_{a,1}(c_1)$. Bộ giải mã vòng ngoài thực hiện giải mã và cho ra thông tin hậu nghiệm $L_{p,1}(c_1)$. Thông tin ngoại lai $L_{e,1}(c_1) = L_{p,1}(c_1) - L_{a,1}(c_1)$ được sử dụng để tính $I_{E,1}(c_1)$ theo (3.11).



Hình 3. 4. Đánh giá đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài

Như vậy, đường cong EXIT của bộ giải mã vòng ngoài thể hiện quan hệ giữa $I_{E,1}(c_1)$ và $I_{A,1}(c_1)$:

$$I_{E,1}(c_1) = T_1[I_{A,1}(c_1)] \quad (3.18)$$

Tóm lại, thuật toán hóa các bước thiết lập đường cong EXIT được thể hiện ở phụ lục A với các bước thiết lập đường cong EXIT của các mã thành phần như sau:

1. Tạo ra vector $\mathbf{u}_i, i = 1, 2$ toàn 0 hoặc toàn 1.
2. Mã hóa vector $\mathbf{u}_i, i = 1, 2$ tạo ra vector \mathbf{x} và \mathbf{c}_1 .
3. Tại SNR xác định, tính LLR thu:

$$L_{De-CSI} = \log \frac{\sum_{x \in \{0\}} P(y|x, a)}{\sum_{x \in \{1\}} P(y|x, a)}, \quad (3.19)$$

trong đó, $P(y|x, a)$ là hàm mật độ xác suất có điều kiện của tín hiệu thu y theo tín hiệu phát x và hệ số pha-đỉnh a .

4. Tại mỗi giá trị $\sigma_k, k = a, b$:
 - (a) Tại I_A xác định, tạo vector thông tin ngoại lai $\mathbf{L}_{a,i}$:

$$L_{a,i} = \frac{\sigma_k^2}{2} j + n_k, i = 1, 2; k = a, b; j = u_1, c_1; \quad (3.20)$$

trong đó, n_k là biến ngẫu nhiên Gauss trung bình không, phương sai $\sigma_k^2 = 2\mu_k$.

- (b) Thực thi thuật toán giải mã tại các bộ giải mã vòng trong (ngoài) với đầu vào như hình 3.3 và 3.4. Sau đó, tính $\mathbf{L}_{e,i}$:

$$\mathbf{L}_{e,i} = \mathbf{L}_{p,i} - \mathbf{L}_{a,i}, i = 1, 2. \quad (3.21)$$

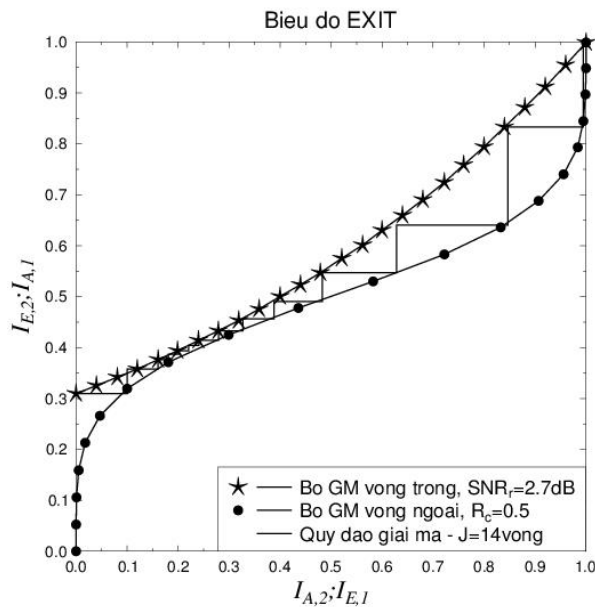
- (c) Ước lượng các phân bố xác suất $p(L_{e,i} | j = -1)$ và $p(L_{e,i} | j = +1)$ sử dụng lược đồ của $\mathbf{L}_{e,i}$.

(d) Tính thông tin tương hỗ giữa \mathbf{u}_i và $\mathbf{L}_{e,i}$ theo (3.11)

(e) Biểu diễn $I_{E,i}$ theo $I_{A,i}$.

5. Xác định số vòng lặp giải mã:

Để xác định được số vòng lặp giải mã hội tụ, đầu tiên thiết lập $I_{A_2}^{(1)} = 0$, đưa vào bộ giải mã vòng trong, kết quả cho $I_{E_2}^{(1)}$. Với $I_{E_2}^{(1)}$, ta được $I_{A_1}^{(1)} = I_{E_2}^{(1)}$, đưa vào bộ giải mã vòng ngoài, kết quả cho $I_{E_1}^{(1)}$. Đến vòng lặp 2, ta có $I_{A_2}^{(2)} = I_{E_1}^{(1)}$, đưa vào bộ giải mã vòng trong, kết quả cho $I_{E_2}^{(2)}$. Với $I_{E_2}^{(2)}$, ta được $I_{A_1}^{(2)} = I_{E_2}^{(2)}$, đưa vào bộ giải mã vòng ngoài, kết quả cho $I_{E_1}^{(2)}$. Cứ như vậy cho đến khi $I_{E_1}^{(i)} = 1$ tại vòng lặp thứ i , thì cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD đạt được tính hội tụ giải mã. Do đó, với số vòng lặp giải mã xác định (14 vòng lặp – hình 3.5) ở kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=100000$ bit), BER thấp nhất của cơ chế mã hóa có thể đạt được tại $\text{SNR}=2,7$ dB.



Hình 3. 5. Biểu đồ EXIT của cơ chế mã hóa kênh trong [12] qua kênh HAP pha-đỉnh Rice ($K=10$ dB), điều chế QPSK, $R_c=0,5$

Kết quả về các đường cong EXIT của bộ giải mã vòng trong và bộ giải mã vòng ngoài của cơ chế mã hóa SCCC của [12], tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$, sử dụng điều

chế QPSK, qua kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice ($K=10$ dB), được thể hiện hình 3.5.

Từ hình 3.5 nhận thấy, với kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=100000$ bit), cùng số vòng lặp giải mã $J=14$ vòng, BER thấp nhất có thể đạt được tại $SNR=2,7$ dB, cách đường biên dung lượng DCMC ($C_{DCMC}=0,48$ dB) khoảng $d_{DCMC_Rice}=2,22$ dB. Tương tự, đối với trường hợp kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh và chuyển mạch hai trạng thái, khoảng cách tiếp cận dung lượng tương ứng được xác định là $d_{DCMC_Rayleigh}=3,5$ dB - $1,8$ dB = $2,7$ dB và $d_{DCMC_SW}=3,2$ dB - $1,0$ dB = $2,2$ dB. Đây là một khoảng cách khá lớn, trong khi mã Turbo cho hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh – giới hạn dung lượng Shannon là $0,7$ dB [11]. Vì vậy, để nâng cao hiệu năng tiếp cận gần dung lượng kênh của mã kênh sử dụng cho hệ thống HAP, luận án đề xuất sử dụng mã chập không đều (IrCC) [72] ở bộ mã hóa vòng ngoài của cơ chế mã hóa SCCC và thực hiện thiết kế IrCC cho hệ thống HAP.

3.3. THIẾT KẾ MÃ KÊNH TIẾP CẬN DUNG LƯỢNG CHO HỆ THỐNG HAP

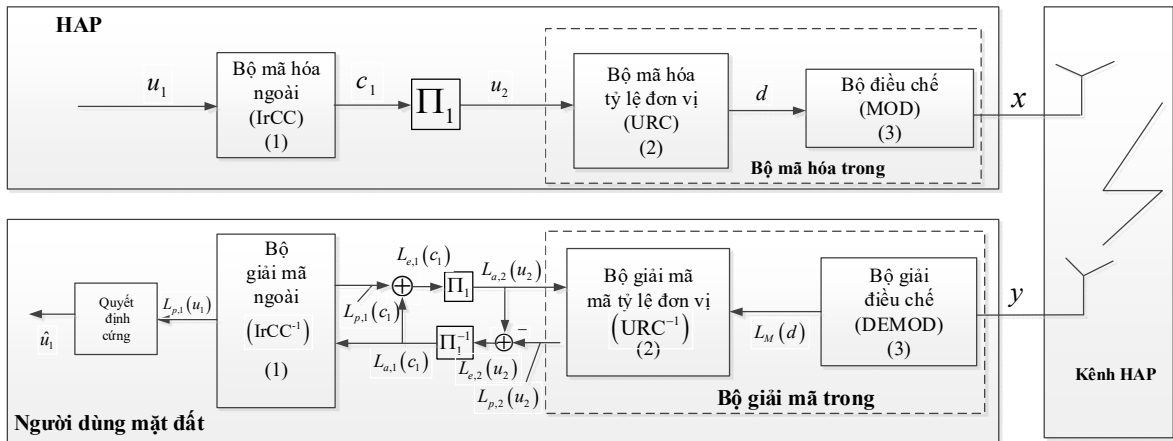
Phần này thực hiện thiết kế mã chập không đều (IrCC) cho hệ thống HAP qua các kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice, Rayleigh và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái sử dụng mã chập mẹ là $CC(1,15/17)$ và $CC(1,27/31)$. Sở dĩ hai mã chập này được chọn trong nghiên cứu thiết kế IrCC là vì:

(1) Mã chập mẹ $CC(1,15/17)$ là mã chập được sử dụng trong bộ mã hóa vòng ngoài của [12]. Vì vậy, để có cơ sở so sánh và đánh giá đề xuất sử dụng IrCC, mã chập mẹ $CC(1,15/17)$ đã được chọn để nghiên cứu. Đây cũng là một trong những mã chập tốt được đưa ra trong [15],[58],[77].

(2) Để nâng cao hơn hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của IrCC, mã chập $CC(1,27/31)$ có độ dài hạn chế là 5 lớn hơn độ dài hạn chế $CC(1,15/17)$ (là 4) cũng đã được chọn làm mã chập mẹ trong nghiên cứu thiết kế IrCC. Đây cũng là một trong những mã chập tốt [77], [43].

3.3.1. Cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD

Xét cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD được thể hiện ở hình 3.6. Trong đó, bộ mã hóa vòng ngoài sử dụng IrCC, còn bộ mã hóa vòng trong gồm bộ mã hóa tỷ lệ đơn vị (URC) và bộ điều chế (MOD). Hai bộ mã hóa này được nối với nhau bởi bộ đan xen (Π). Bộ URC là bộ mã hóa đệ qui có tỷ lệ mã hóa bằng 1. Ý tưởng sử dụng URC để đạt được độ lợi mã hóa mà không làm tăng thêm các bit dư ở bộ mã hóa vòng trong đã được đề xuất trong các nghiên cứu [23] của Divsalar and Pollara. URC được sử dụng làm bộ tiền mã hóa (precoder) để tạo ra đáp ứng xung vô hạn (IIR) nhằm đạt đến điểm hội tụ (1,1) của biểu đồ EXIT và do đó đạt được BER rất thấp. Cụ thể, URC là bộ mã hóa vi sai, không có khả năng sửa lỗi. Tuy nhiên, do cấu trúc đệ qui của nó, nó sẽ tạo ra sự phụ thuộc giữa tất cả các bit trong một chuỗi mã. Sự phụ thuộc này sẽ làm tăng độ lợi qua các lần lặp giải mã [61]. Với bộ mã hóa vòng trong đệ qui, hiệu năng $BER=0$ có thể đạt được khi độ dài bộ đan xen dần đến vô cùng (độ lợi đan xen) [7].



Hình 3. 6. Sơ đồ cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD cho hệ thống HAP

Ở phía thu, tín hiệu thu được từ kênh HAP lần lượt được đưa đến bộ giải mã vòng trong (gồm giải điều chế (DEMOD), bộ giải mã tỷ lệ đơn vị (URC^{-1})) và bộ giải mã vòng ngoài (bộ giải mã mã chập không đều ($IrCC^{-1}$)). Các bộ URC^{-1} và $IrCC^{-1}$ là các bộ giải mã SISO thực hiện thuật toán giải mã hậu nghiệm cực đại ở miền logarit

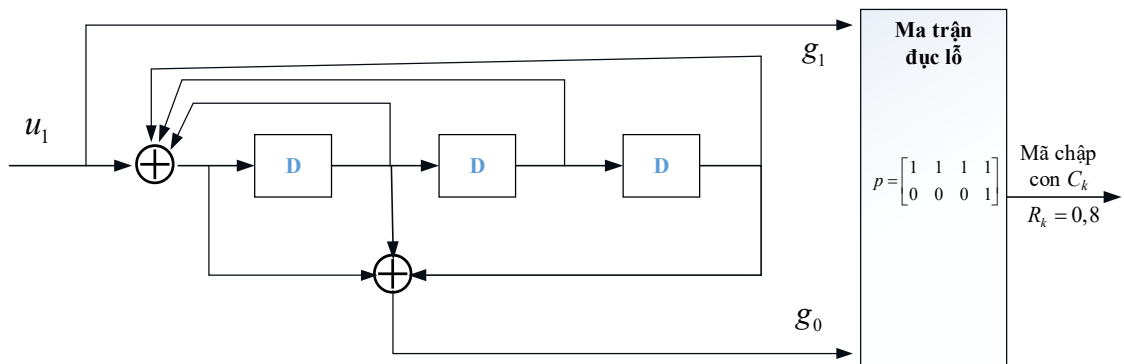
(MAX-Log-MAP) [59] để tạo ra thông tin ngoại lai (tỷ lệ hợp lệ logarit – LLR [31]) trao đổi lẫn với nhau qua các vòng lặp giải mã (J vòng lặp).

3.3.2. Mã chập không đều

Mã chập không đều (IrCC) [72] được định nghĩa là một họ mã gồm nhiều mã chập con thành phần C_k ($1 \leq k \leq P-1$), có tỷ lệ mã hóa $R_k : 0 \leq R_k \leq 1$. Các mã chập con thành phần C_k sẽ được xây dựng từ một mã chập mẹ có tỷ lệ mã hóa R_q . Khi đó, quá trình mã hóa và giải mã IrCC sẽ là quá trình mã hóa và giải mã ở các mã chập con thành phần và sẽ được thực hiện trên lưới của mã chập mẹ. Do vậy, việc sử dụng IrCC sẽ không làm tăng thêm độ phức tạp mã hóa và giải mã.

Cụ thể, các mã chập con thành phần C_k sẽ được xây dựng như sau:

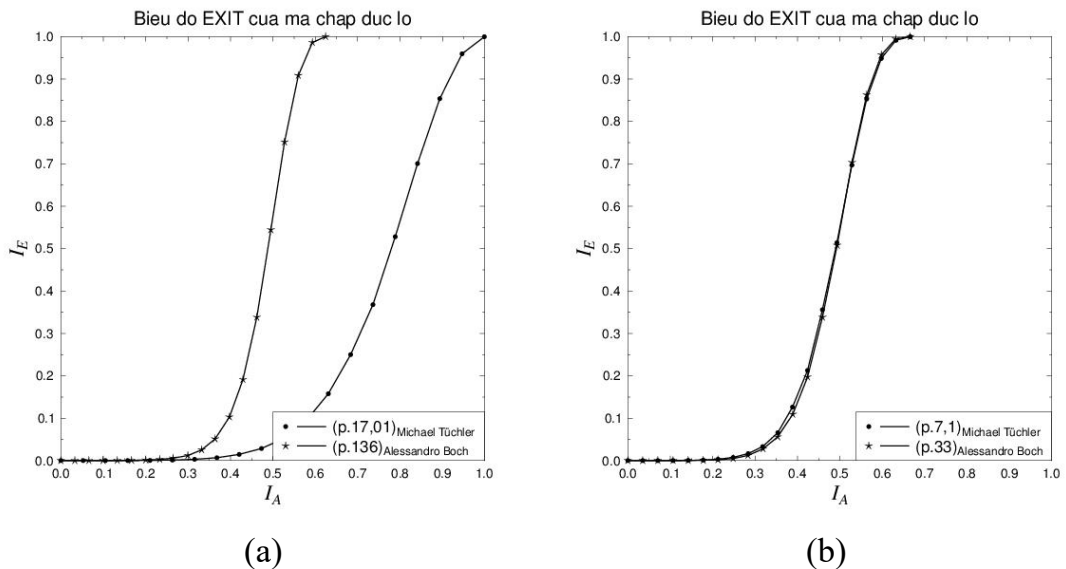
- Nếu C_k có $R_k > R_q$ thì C_k sẽ được xây dựng nhờ sử dụng kỹ thuật đục lỗ (Hình 3.7);



Hình 3. 7. Sơ đồ của mã chập con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,8$ được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17)

1. Nếu C_k có $R_k < R_q$ thì C_k sẽ được tạo ra bằng cách bổ sung đa thức sinh và sử dụng kỹ thuật đục lỗ để đạt được tỷ lệ mã hóa yêu cầu. Chẳng hạn, để có được C_k có tỷ lệ mã hóa $R_k=0,1$, các đa thức sinh $g_2 = 1 + D^2 + D^3$ và $g_3 = 1 + D^3$ được bổ sung thêm ngoài hai đa thức sinh $g_0 = 1 + D + D^3$ và $g_1 = 1 + D + D^2 + D^3$ của mã chập mẹ (1,15/17). Tương tự, để có được C_k có tỷ lệ mã hóa $R_k=0,1$, các đa thức

sinh $g_2 = 1 + D + D^2 + D^4$ và $g_3 = 1 + D + D^3 + D^4$ được bổ sung thêm ngoài hai đa thức sinh $g_0 = 1 + D + D^4$ và $g_1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$ của mã chập mẹ (1,27/31). Tuy nhiên, cần đảm bảo tối đa khoảng cách tự do của mã chập khi sử dụng kỹ thuật đục lỗ. NCS đã khảo sát và kiểm chứng mức độ hội tụ về điểm (1,1) bằng công cụ biểu đồ EXIT các ma trận đục lỗ trong nghiên cứu [72] của Michael Tüchler và nghiên cứu [12] của Alessandro Boch. Một trong số các kết quả đó được thể hiện ở hình 3.8.

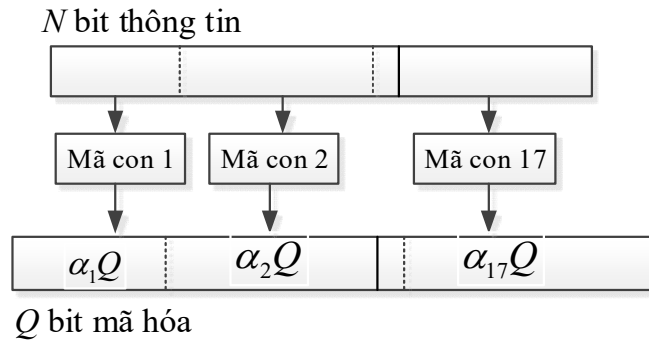


Hình 3. 8. Biểu đồ EXIT của mã chập con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,8$ (a) và $R_k = 0,75$ (b) được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17)

Cụ thể, hình 3.8a minh họa kết quả kiểm chứng qua biểu đồ EXIT của mã con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,8$ được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17) sử dụng 2 mô hình đục lỗ của Michael Tüchler là $p=(17,01)$ [71] và Alessandro Boch là $p=136$ [12]. Với kết quả đạt được cho thấy mô hình đục lỗ của Michael Tüchler tốt hơn so với mô hình đục lỗ của Alessandro Boch. Tương tự, hình 3.8b minh họa biểu đồ EXIT của mã con thành phần C_k , tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,75$ được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17) sử dụng 2 mô hình đục lỗ của Michael Tüchler là $p=(7,1)$ [71] và Alessandro Boch là $p=33$ [12]. Kết quả cho thấy không có sự khác biệt nhiều ở 2

mô hình đục lỗ này. Chính vì vậy, trong quá trình xây dựng các mã chập con thành phần C_k , NCS đã lựa chọn các mô hình đục lỗ của [71]. Đây cũng chính là các mô hình đục lỗ được đề cập đến trong [72].

Xét IrCC là họ mã gồm các mã chập con thành phần C_k , có tỷ lệ mã R_k , với giả thiết khoảng cách tỷ lệ mã hóa của các C_k là 0,05 thì các R_k có thể có 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; ...; 0,9, khi đó IrCC sẽ có tất cả là 17 mã chập con thành phần (IrCC₁₇). Điều đó có nghĩa là, khi khung tin có độ dài N bit đưa vào bộ mã hóa IrCC, có tỷ lệ mã hóa $R_c=N/Q$ thì sẽ có $\alpha_1Q, \alpha_2Q, \dots, \alpha_{17}Q$ bit mã hóa tương ứng được đưa ra bởi các mã chập con thành phần 1, 2, ..., 17 (hình 3.9), trong đó $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{17}$ là các hệ số trọng lượng cần được xác định, với $\sum_k \alpha_k = 1, 0 \leq \alpha_k \leq 1$. Tương tự, khi khoảng cách giữa tỷ lệ mã hóa của các C_k là 0,1 và tỷ lệ mã hóa nhỏ nhất là 0,2 thì các R_k có thể có là 0,2; 0,3; ...; 0,9, do đó IrCC sẽ có tất cả 8 mã chập con thành phần (IrCC₈).



Hình 3. 9. Mã chập không đều 17 thành phần (IrCC₁₇)

Bộ tham số biểu diễn cho các C_k có khuôn dạng như sau: $\{R_k, [w_0, w_1, \dots], l_k, [p_0, p_1, \dots]\}$, trong đó, R_k là tỷ lệ mã hóa của mã chập con k ; $w_j, j = 0, 1, 2, 3$ thể hiện tần suất xuất hiện của đa thức sinh g_j trong ma trận sinh, l_k là chu kỳ đục lỗ của C_k và $p_j, j = 0, 1, 2, 3$ là mô hình đục lỗ của g_j (dạng bát phân). Do đó, IrCC₁₇ gồm 17 mã chập con thành phần C_k như sau [72]:

$$\{0,1;(1;4;4;1);1;(1;1;1;1)\}, \{0,15;(1;3;2;1);3;(7;7;7;3)\},$$

$$\{0,2;(1;2;1;1);1;(1;1;1;1)\}, \{0,25;(1;1;1;1);1;(1;1;1;1)\}, \{0,3;(1;1;1;1);3;(7;7;7;1)\},$$

$$\begin{aligned} & \{0,35;(1;1);7;(177;177;077)\}, \{0,4;(1;1);2;(3;3;1)\}, \{0,45;(1;1);9;(777;777;021)\}, \\ & \{0,5;(1;1);1;(1;1)\}, \{0,55;(1;1);11;(3777;2737)\}, \{0,6;(1;1);3;(7;3)\}, \\ & \{0,65;(1;1);13;(17777;05253)\}, \{0,7;(1;1);7;(177;025)\}, \{0,75;(1;1);3;(7;1)\}, \\ & \{0,8;(1;1);4;(17;1)\}, \{0,85;(1;1);17;(377;777;010;101)\}, \{0,9;(1;1);9;(777;1)\}. \end{aligned}$$

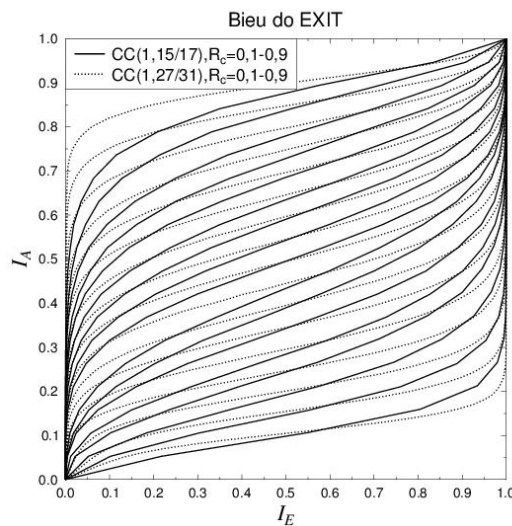
3.3.3. Thiết kế mã IrCC cho hệ thống HAP

Quá trình thiết kế mã IrCC cho hệ thống HAP được thực hiện theo thủ tục như sau:

- ✚ **Bước 1:** Áp dụng sơ đồ hình 3.4 và thực hiện thuật toán ở phụ lục A để thiết lập 17/8 đường cong EXIT tương ứng của IrCC₁₇/IrCC₈: $I_{ECC} = T(I_{ACC})$, từ các mã chấp mẹ:

- CC(1,27/31);

- CC(1,15/17).



Hình 3. 10. Đường cong EXIT của các mã chấp con thành phần xây dựng từ mã chấp mẹ CC(1,15/17) và CC(1,27/31)

Kết quả 17 đường cong EXIT của các C_k với tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; \dots; 0,9$ từ mã chấp mẹ CC(1,27/31) và CC(1,15/17) được thể hiện ở hình

3.10. Kết quả đạt được cho thấy: khi mã chập có độ dài hạn chế lớn hơn (CC(1,27/31)) thì tốc độ giải mã hội tụ về điểm (1,1) cũng nhanh hơn, đồng thời với cùng mã chập thì mã chập nào có tỷ lệ mã hóa thấp hơn cho tốc độ hội tụ nhanh hơn. Điều này hoàn toàn phù hợp với đánh giá: mã chập có độ dài hạn chế (cùng tỷ lệ mã hóa) hoặc tỷ lệ mã hóa (cùng độ dài hạn chế) lớn hơn cho hiệu năng BER cải thiện hơn.

➤ Bước 2: Thiết kế mã IrCC tiếp cận dung lượng kênh

Bài toán thiết kế mã IrCC tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP sẽ là bài toán xác định các hệ số trọng lượng $\alpha_k, k = 1, \dots, 8/17$ tương ứng của các C_k thỏa mãn điều kiện (3.22) sao cho diện tích đường hàm EXIT giữa đường cong EXIT của bộ giải mã vòng trong (URC-MOD) và đường cong EXIT của IrCC là nhỏ nhất. Trong đó, đường cong EXIT của IrCC được xác định bởi [72]:

$$T_{1,IR} = \sum_{k=1}^P \alpha_k T_{1,k}, \quad \text{với } P=8 \text{ hoặc } 17 \quad (3.22)$$

với $T_{1,k}$ là đường cong EXIT của mã chập con thành phần thứ k .

- *Bước 2.1:* Thiết lập hàm truyền đạt của bộ giải mã vòng trong tại giá trị SNR xác định (là giá trị SNR lớn hơn hoặc bằng SNR của dung lượng kênh đạt được theo phương thức điều chế và tỷ lệ mã hóa cho trước): $T_2(SNR)$ hay $I_{E_{URC-MOD}}(u_2) = T_2[I_{A_{URC-MOD}}(u_2), SNR]$ (theo sơ đồ hình 3.3 và thuật toán ở phụ lục A).
- *Bước 2.2:* Xác định hàm truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài $T_{1,IR}$ hay $I_{E_{IrCC}}(c_1) = T_{1,IR}[I_{A_{IrCC}}(c_1)]$ sao cho $T_{1,IR}$ cần lớn hơn $T_2^{-1}(SNR)$ để đảm bảo tính hội tụ của thuật toán giải mã (đường hàm EXIT cần đủ mở). Do vậy, việc xác định hàm truyền đạt của bộ giải mã vòng ngoài được thực hiện qua việc tối thiểu hóa bình phương hàm $e = T_{1,IR} - T_2^{-1}$, $e \geq 0$ với $\forall I_{A,2}$, cùng các điều kiện ràng buộc (3.22) như sau:

$$J(\alpha_1, \dots, \alpha_p) = \int_0^1 e^2(i) di = \int_0^1 \left(\sum_{k=1}^P \alpha_k T_{1,k} - T_2^{-1} \right)^2 di, \quad e(i) > 0, \forall i \in [0,1] \quad (3.23)$$

Do đó, bài toán tối thiểu hóa $J(\alpha_1, \dots, \alpha_p)$ sẽ là bài toán tìm các hệ số trọng số $\alpha_k, k = 1, \dots, 8/17$ sao cho $J(\alpha_1, \dots, \alpha_p)$ nhỏ nhất, thỏa mãn các điều kiện ràng buộc $e \geq 0$ và (3.22) được thực hiện như sau:

Giả thiết P hàm truyền đạt của mã chập con thành phần $T_{1,k}$ và T_2^{-1} được xác định bởi L điểm ($L > P$): i_1, \dots, i_L . Biểu diễn dưới dạng ma trận ta có:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} T_{1,1}(i_1) & T_{1,2}(i_1) & \dots & T_{1,P}(i_1) \\ T_{1,1}(i_2) & T_{1,2}(i_2) & \dots & T_{1,P}(i_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ T_{1,1}(i_L) & T_{1,2}(i_L) & \dots & T_{1,P}(i_L) \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} T_2^{-1}(i_1) \\ T_2^{-1}(i_2) \\ \vdots \\ T_2^{-1}(i_{L-1}) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Với $\text{rank}(\mathbf{A}) = P$ và $P \geq 2$. Các ràng buộc (3.22) về các hệ số trọng lượng $\alpha = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_p]^T$ được viết lại là:

$$\mathbf{C}\alpha = \mathbf{d}, \quad \alpha_k \in [0,1], \quad \forall k, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ R_1 & R_2 & \dots & R_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 1 \\ R_c \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Khi đó, các ràng buộc đối với $\mathbf{e} = \mathbf{A}\alpha - \mathbf{b}$ là:

$$e_j \geq 0, \quad j = 1, \dots, L, \quad \mathbf{e} = [e_1 \quad e_2 \quad \dots \quad e_L]^T. \quad (3.27)$$

Gọi C là tập tất cả α thỏa mãn ràng buộc $\mathbf{C}\alpha = \mathbf{d}$, A là tập tất cả α thỏa mãn ràng buộc $\alpha_i \in [0,1]$ với $\forall i$ và \mathbf{e} là tập tất cả α thỏa mãn ràng buộc $e_j \geq 0, \forall j$

. Bài toán tối ưu lúc này sẽ là: tìm \mathbf{a}_{opt} tối thiểu hóa hàm giá $J(\mathbf{a}) = \|\mathbf{e}\|_2 = \mathbf{e}^T \mathbf{e}$ theo các ràng buộc ở trên, đó là \mathbf{a}_{opt} thuộc C, A và . Nếu 3 tập này không giao nhau, nghĩa là không có lời giải \mathbf{a}_{opt} , vì vậy, quá trình giải mã lặp của cơ chế mã hóa không hội tụ. Gọi \mathbf{a}_0 là lời giải tối ưu không ràng buộc, tối thiểu hóa $J(\mathbf{a})$ thì $\mathbf{a}_0 = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}$ và \mathbf{a}_C là lời giải tối ưu thỏa mãn ràng buộc $\mathbf{a} \in C$ thì:

$$\mathbf{a}_C = \mathbf{a}_0 - (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{C}^T \left(\mathbf{C} (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{C}^T \right)^{-1} (\mathbf{C} \mathbf{a}_0 - \mathbf{d}), \quad (3.28)$$

trong đó, giả thiết $\text{rank}(\mathbf{C}) = 2$. Khi $\mathbf{a}_C \in A$ và $\mathbf{a}_C \in C$, lời giải $\mathbf{a}_{opt} = \mathbf{a}_C$.

Việc tìm \mathbf{a}_0 được thực hiện sử dụng phương pháp giảm bước (SD) [27] với gradient $\nabla_{\alpha_0} = \partial J(\mathbf{a}) / \partial \mathbf{a} = 2\mathbf{e}$. Phương pháp này sử dụng nguyên tắc: Hàm số sẽ giảm nhanh nhất theo hướng ngược của gradient. Do vậy, nếu đi theo hướng ngược đạo hàm thì sẽ đạt đến được điểm cực tiểu của hàm số.

Để tìm \mathbf{a}_0 , đầu tiên ta sẽ đặt \mathbf{a}_0 tại một điểm bất kỳ (giá trị khởi tạo). Sau đó, giải thuật SD được thực hiện bằng cách cập nhật tích lũy các \mathbf{a}_0 ngược với hướng của gradient $\nabla_{\alpha_0} J(\alpha)$ tại điểm hiện tại cho tới khi nó hội tụ về điểm nhỏ nhất. Tại mỗi bước cập nhật, \mathbf{a}_0 sẽ được dịch bằng một lượng $\rho \nabla_{\alpha_0} J(\alpha)$ với $\rho > 0$ là bước nhảy:

$$\mathbf{a}_0^{(k+1)} = \mathbf{a}_0^{(k)} - \rho \nabla_{\alpha_0} J(\mathbf{a}_0^{(k)}), \quad (3.29)$$

trong đó, $\mathbf{a}_0^{(k)}$ kí hiệu cho \mathbf{a}_0 tại bước cập nhật thứ k khi thực hiện giải thuật SD.

Tuy nhiên, nhận thấy nếu hàm $J(\boldsymbol{\alpha})$ không lồi thì điểm cực tiểu dễ bị rơi vào điểm cực tiểu cục bộ thay vì tiến được tới điểm cực tiểu toàn cục. Để cải thiện điều này, phương pháp gradient chiếu đã được đề xuất sử dụng [72]. Khi đó, một ma trận chiếu \mathbf{T} kích cỡ $L \times (L-2)$ được biểu diễn là:

$$\mathbf{T} = \mathbf{I} - \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{C}^T)^{-1} \mathbf{C} \quad (3.30)$$

cùng vector $\boldsymbol{\beta}$ có kích cỡ $L-2$: $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{L-2}]^T$, $\beta_i \in \mathbb{R}$. Với $\boldsymbol{\alpha}$ bất kỳ, thì $\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{T}\boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\alpha}_c$ thuộc tập C , vì $\mathbf{C}(\mathbf{T}\boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\alpha}_c) = \mathbf{0}\boldsymbol{\beta} + \mathbf{d} = \mathbf{d}$. Do đó, gradient của $J(\boldsymbol{\alpha})$ theo $\boldsymbol{\beta}$ sẽ là:

$$\partial J(\mathbf{T}\boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\alpha}_c) / \partial \boldsymbol{\beta} = 2\mathbf{T}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{T} \boldsymbol{\beta} - 2\mathbf{T}^T \mathbf{A}^T (\mathbf{b} - \mathbf{A} \boldsymbol{\alpha}_c). \quad (3.31)$$

Do các tập C , A , là các tập lồi nên phép chiếu mỗi $\boldsymbol{\alpha}$ trung gian (tìm theo phương pháp SD) lên 3 tập này sẽ có được $\boldsymbol{\alpha}_{opt}$. Thuật toán tối ưu hóa [72] tìm $\boldsymbol{\alpha}_{opt}$ được tóm tắt ở phụ lục B.

Sử dụng thuật toán ở phụ lục B [72], bộ 8 hoặc 17 giá trị (tương ứng với IrCC₈ hoặc IrCC₁₇) của các hệ số trọng số tối ưu hóa $\alpha_k, k = 1, \dots, 8/17$ được xác định.

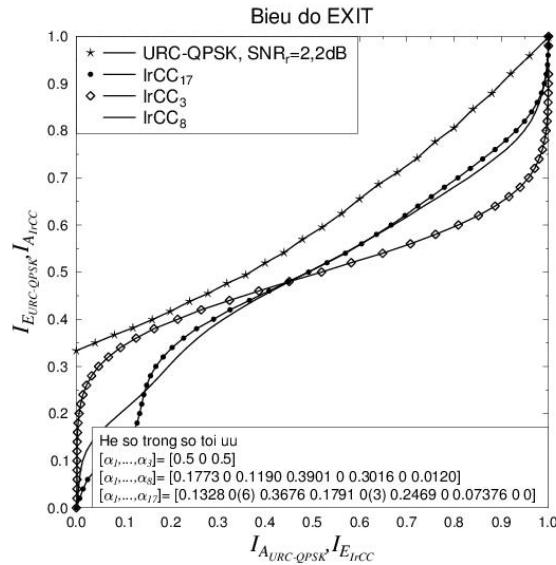
Bước 3: Xác định số vòng lặp giải mã của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD

Thay bộ giá trị tham số $\alpha_k, k = 1, \dots, 8/17$ tìm được ở bước 2 để thực hiện tính toán các $I_{A_{URC-QPSK}}, I_{E_{URC-QPSK}}, I_{A_{IrCC}}, I_{E_{IrCC}}$ trên cơ sở thực hiện các thuật toán giải mã SISO độc lập tại các bộ giải mã vòng trong và vòng ngoài. Từ đó, số vòng lặp giải mã của cơ chế mã hóa được hoàn toàn xác định.

Để thấy rõ ý nghĩa của số lượng các mã chập con thành phần được sử dụng, luận án đã thực hiện khảo sát số lượng mã chập con thành phần được sử dụng qua biểu đồ EXIT của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD, tỷ lệ mã hóa $R_c = 0,5$, sử dụng

điều chế QPSK qua kênh HAP đường xuống chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice (hệ số Rice $K=10$ dB) cho 3 trường hợp IrCC có:

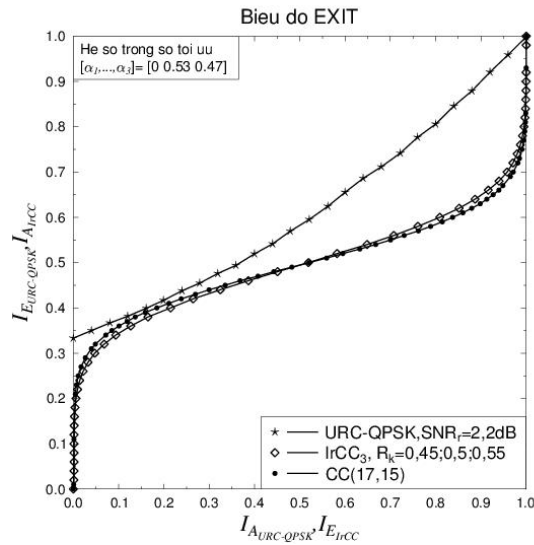
- 3 mã chập con (IrCC₃);
- 8 mã chập con (IrCC₈);
- 17 mã chập con (IrCC₁₇).



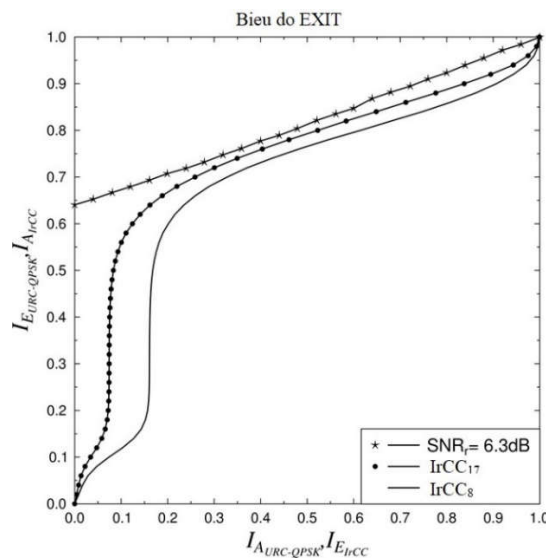
Hình 3. 11. Đường cong EXIT của IrCC₃, IrCC₈ và IrCC₁₇

Hình 3.11 thể hiện các đường cong EXIT của ba trường hợp sử dụng 3 (IrCC₃), 8 (IrCC₈) và 17 (IrCC₁₇) mã chập con thành phần tại $SNR=2,2$ dB. Kết quả đạt được ở hình 3.11 cho thấy IrCC₁₇ giải mã hội tụ về điểm (1,1) là nhanh nhất, sau đó là IrCC₈ và IrCC₃ nên IrCC₁₇ sẽ cho hiệu năng về độ lợi mã hóa và tiếp cận dung lượng kênh tốt nhất.

Hình 3.12 biểu diễn các đường cong EXIT của CC(1,15/17) và IrCC₃ tại $SNR=2,2$ dB. Kết quả cho thấy đường cong EXIT của CC(1,15/17) gần như bám sát đường cong EXIT của IrCC₃, hay nói cách khác IrCC₃ có mức hội tụ nhanh hơn không đáng kể so với với CC(1,15/17). Điều đó có nghĩa là hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của IrCC₃ cải thiện không đáng kể so với CC(1,15/17).



Hình 3. 12. Đường cong EXIT của IrCC₃ và CC(1,15/17)



Hình 3. 13. Đường cong EXIT của IrCC₈ và IrCC₁₇

Kết quả ở hình 3.13 đưa ra so sánh cho hai trường hợp sử dụng 8 (IrCC₈) và 17 (IrCC₁₇) mã chập con thành phần. Rõ ràng, tại SNR=6,3 dB, đường cong EXIT của IrCC₁₇ tiếp cận với đường cong EXIT của bộ mã vòng trong gần hơn so với IrCC₈. Điều đó cho thấy IrCC₁₇ cho hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh tốt hơn so với IrCC₈. Tuy nhiên, đường hàm EXIT của IrCC₁₇ lại mở hẹp hơn so với đường hàm EXIT của IrCC₈, do đó để giải mã hội tụ đến điểm (1,1), thì số lượng vòng lặp giải mã của IrCC₁₇ yêu cầu cũng nhiều hơn so với IrCC₈.

Từ các kết quả khảo sát đạt được ở trên cho thấy khi IrCC sử dụng càng nhiều mã con chop thành phần thì hiệu năng về độ lợi mã hóa và tiếp cận dung lượng kênh càng được cải thiện. Tuy nhiên, số lượng vòng lặp giải mã cũng sẽ tăng theo, làm tăng thêm trễ giải mã tại các bộ giải mã. Ngoài ra, nếu sử dụng ít số lượng mã chop con thành phần (chẳng hạn như 3) thì việc sử dụng IrCC cho hiệu năng cải thiện không đáng kể, chính vì vậy trong bước thiết kế IrCC tiếp theo luận án sẽ tập trung vào thiết kế IrCC₈ và IrCC₁₇.

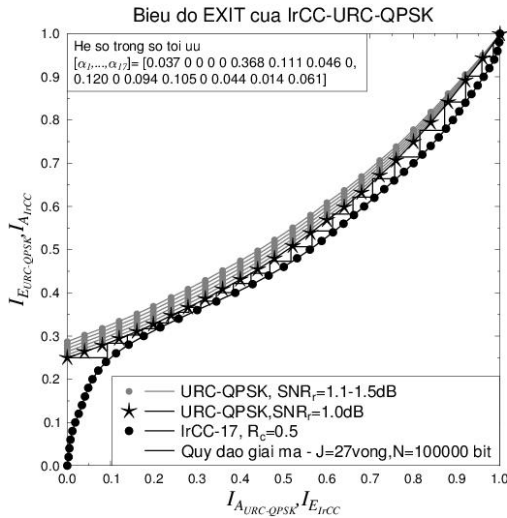
3.3.4. Kết quả thiết kế mã IrCC

Trên cơ sở xây dựng các đặc tính truyền đạt của bộ giải mã vòng trong và bộ giải mã vòng ngoài, đồng thời sử dụng thuật toán [72] ở phụ lục B, các kết quả thiết kế mã IrCC₈ hoặc IrCC₁₇ từ hai mã chop mẹ CC(1,15/17) và CC(1,27/31) (ký hiệu là IrCC_j(31,27) và IrCC_j(17,15) (với $j = 8$ hoặc 17)) được liệt kê ở các bảng 3.1, 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 và 3.6.

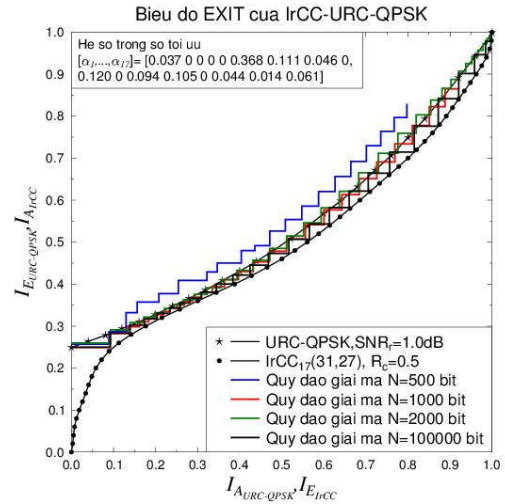
Cụ thể, hình 3.14 là một ví dụ minh họa về kết quả thiết kế mã IrCC₁₇ qua biểu đồ EXIT từ mã chop mẹ CC(1,27/31) của cơ chế mã hóa IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK với tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, giải mã hội tụ tại $SNR= 1,0$ dB, với bộ 17 giá trị tham số: $\alpha_1, \dots, \alpha_{17} = [0,037 \ 0(4) \ 0,368 \ 0,110 \ 0,046 \ 0 \ 0,120 \ 0 \ 0,093 \ 0,105 \ 0 \ 0,043 \ 0,013 \ 0,061]$, cùng số vòng lặp giải mã hội tụ là $J=27$ vòng. Đồng thời, biểu đồ EXIT ở hình 3.14 còn cho phép xác định hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã IrCC vừa thiết kế được ở trên. Khi đó, hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) được xác định bởi:

$$d_{DCMC} = SNR_{EXIT} - SNR_{C_{DCMC}} = 0,52 \text{ dB}, \quad (3.1)$$

trong đó, SNR_{EXIT} là giá trị SNR xác định được từ biểu đồ EXIT đảm bảo đường hàm EXIT đủ mở và $SNR_{C_{DCMC}}$ là giá trị SNR xác định được từ dung lượng DCMC qua phương thức điều chế và tỷ lệ mã hóa.



Hình 3. 14. Biểu đồ EXIT của cơ chế mã hóa IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB), $R_c=0,5$



Hình 3. 15. Quỹ đạo giải mã của cơ chế IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB), $R_c=0,5$

Hơn nữa, tại giá trị $SNR=1,0$ dB xác định được từ thiết kế IrCC₁₇(31,27) còn cho thấy hiệu năng BER/FER thấp nhất có thể đạt được tại giá trị SNR này (quá trình giải mã hội tụ) khi đảm bảo được số vòng lặp giải mã ($J=27$ vòng) và kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=10000$ bit). Điều này được thể hiện ở quỹ đạo giải mã bám sát hai đường cong EXIT ($N=10000$ bit) và hội tụ về điểm (1,1) sau 27 vòng lặp.

Ngoài ra, để đảm bảo tính chất dự đoán chính xác của công cụ biểu đồ EXIT, yêu cầu đặt ra là chuỗi tỷ lệ hợp lệ logarit tiền nghiệm khi đưa vào bộ giải mã SISO cần thỏa mãn tính chất độc lập thống kê. Điều này chỉ có thể đạt được khi kích cỡ khung tin đủ lớn, bộ đan xen đủ ngẫu nhiên. Ngoài ra, với kích cỡ khung tin đủ lớn, giá trị kỳ vọng trong biểu thức tính thông tin tương hỗ (công thức 3.9, 3.10) sẽ được đưa về tính theo trung bình của tập (công thức 3.11) [71]. Hình 3.15 là minh chứng thể hiện tính chất hội tụ của tiến trình giải mã qua các quỹ đạo giải mã chạy mô phỏng thực tế tại các bộ giải mã cho các trường hợp kích cỡ khung tin khác nhau. Rõ ràng rằng, khi kích cỡ khung tin càng thấp (chẳng hạn $N=500/1000$ bit), quỹ đạo giải mã càng xa đường hàm EXIT, không bám sát theo các đường cong EXIT, và thậm chí

không hội tụ được về điểm (1,1). Khi kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=100000$ bit), tính chất bám sát đường hàm EXIT và hội tụ về điểm (1,1) mới được đảm bảo. Với kích cỡ khung tin $N=2000$ bit, quỹ đạo giải mã tuy không bám sát đường hàm, nhưng cũng đã hội tụ được về điểm (1,1).

Các kết quả thiết kế mã IrCC₁₇(31,27), IrCC₁₇(17,15), IrCC₈(31,27), IrCC₈(17,15) (bộ 28 kết quả) với tỷ lệ mã hóa, phương thức điều chế khác nhau, cùng hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) của hệ thống HAP qua các kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và kênh chuyên mạch hai trạng thái được liệt kê chi tiết ở bảng 3.1, 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 và 3.6.

Bảng 3. 1. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC₁₇(31,27) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^0$ ($K=10$ dB)

Cơ chế mã hóa	R_c	Các hệ số $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{17}]$ của mã IrCC ₁₇ (31,27)	d_{DCMC}
IrCC-URC-BPSK	1/2	[0,044 0(5) 0,264 0,324 0,097 0,025 0 0 0,146 0,054 0,026 0 0,021]	0,7 dB
IrCC-URC-QPSK	2/3	[0,085 0(8) 0,195 0,091 0,216 0,171 0 0,085 0 0,157]	0,68 dB
IrCC-URC-QPSK	3/4	[0,051 0(11) 0,363 0,086 0,244 0 0,256]	0,8 dB
IrCC-URC-QPSK	1/2	[0,037 0(4) 0,369 0,110 0,046 0 0,120 0 0,094 0,105 0 0,044 0,013 0,061]	0,52 dB
IrCC-URC-8PSK	1/2	[0,014 0 0,169 0 0,209 0 0 0,093 0,152 0 0 0,022 0,172 0 0,022 0,027 0,120]	0,6 dB
IrCC-URC-16QAM	1/2	[0 0 0,248 0 0,013 0,189 0 0 0,182 0(3) 0,207 0(3) 0,161]	0,5 dB
IrCC-URC-16QAM	3/4	[0,0511 0(10) 0,282 0,192 0(3) 0,473]	1,0 dB

Bảng 3. 2. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC₈(17,15) và IrCC₈(31,27) qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.

Cơ chế điều chế	$[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8]$ của IrCC ₈ (17,15)		$[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8]$ của IrCC ₈ (31,27)	
	$R_c=0,5$	$R_c=0,67$	$R_c=0,5$	$R_c=0,67$
QPSK	[0,150 0 0,011 0,703 0 0,022 0,042 0,073]	[0,094 0(3) 0,224 0,487 0 0,195]	[0,084 0 0,547 0 0,061 0,238 0,022 0,048]	[0,020 0(3) 0,631 0,133 0 0,216]
16QAM	[0,205 0,120 0,154 0,138 0,057 0,135 0,082 0,109]	[0,052 0 0 0,291 0,068 0,283 0 0,306]	[0,185 0,102 0,237 0,148 0 0,156 0 0,172]	[0,022 0 0 0,375 0,161 0,080 0 0,361]
64QAM	[0,296 0 0,217 0,101 0 0,218 0 0,167]	[0,066 0 0 0,327 0 0,265 0 0,342]	[0,275 0,123 0 0,288 0 0,092 0 0,222]	[0,040 0 0 0,445 0,010 0,103 0 0,401]

Bảng 3. 3. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC(17,15) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP, điều chế QPSK, $R_c=0,5$

Kiểu pha-đỉnh	IrCC ₈ (17,15)		IrCC ₁₇ (17,15)	
	$[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8]$	d_{DCMC}	$[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{17}]$	d_{DCMC}
Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB)	[0,1434 0(2) 0,7202 0 0,0459 0,0234 0,0671]	1,42 dB	[0,0355 0(4) 0,2626 0(2) 0,5189 0(3) 0,0899 0 0,0163 0 0,0768]	0,72 dB
Rayleigh, $\theta = 10^\circ$	[0,1399 0 0,0384 0,6952 0(2) 0,0469 0,0796]	1,2 dB	[0,0239 0(4) 0,3250 0(2) 0,4540 0(3) 0,0952 0 0,0147 0 0,0872]	0,9 dB
Chuyển mạch hai trạng thái	[0,150 0 0,011 0,703 0 0,022 0,042 0,073]	1,3 dB	[0(5) 0,420 0(2) 0,353 0(3) 0,135 0(2) 0,015 0,077]	0,9 dB

Bảng 3. 4. Liệt kê kết quả thiết kế mã IrCC₁₇(31,27) và hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC (d_{DCMC}) qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^\circ$

Cơ chế mã hóa	R_c	Các hệ số: $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{17}]$ của IrCC ₁₇ (31,27)	d_{DCMC}
IrCC-URC-QPSK	1/2	[0,031 0(4) 0,355 0,142 0,059 0 0,091 0 0,100 0,109 0 0,036 0,015 0,062]	0,7 dB
IrCC-URC-8PSK	1/2	[0,056 0(3) 0,367 0 0 0,022 0,111 0,124 0 0,025 0,109 0 0,073 0,035 0,078]	0,86 dB
IrCC-URC-16QAM	1/2	[0,057 0 0 0,039 0,329 0(3) 0,155 0,095 0 0 0,152 0 0,037 0,039 0,097]	0,82 dB

Bảng 3. 5. Liệt kê d_{DCMC} của cơ chế mã hóa IrCC₈(17,15)-URC-MOD cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.

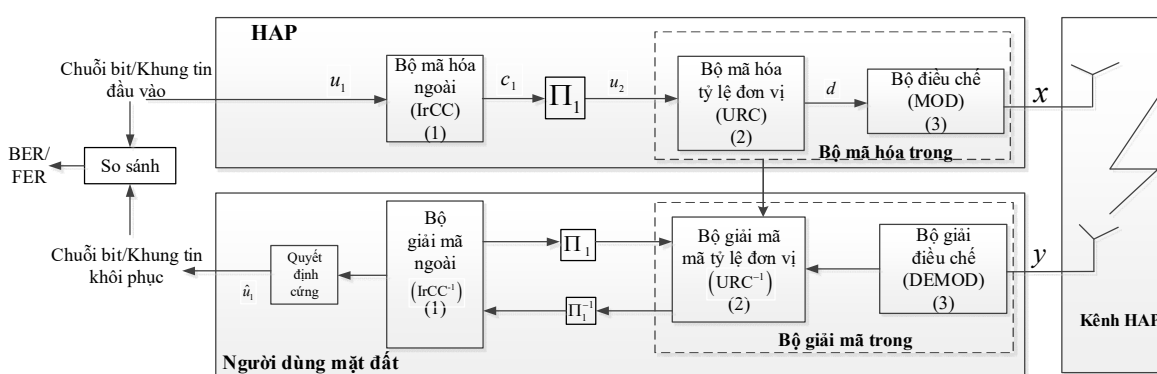
MOD	IrCC ₈ (17,15)					
	$R_c=0,5$	C_{DCMC}	d_{DCMC}	$R_c=0,67$	C_{DCMC}	d_{DCMC}
QPSK	2,3 dB	1,0 dB	1,3 dB	4,8 dB	3,6 dB	1,2 dB
16QAM	6,8 dB	6,04 dB	0,76 dB	10 dB	9,02 dB	0,98 dB
64QAM	11 dB	10 dB	1 dB	15 dB	13,86 dB	1,14 dB

Bảng 3. 6. Liệt kê d_{DCMC} của cơ chế mã hóa IrCC₈(31,27)-URC-MOD cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.

MOD	IrCC ₈ (31,27)					
	$R_c=0,5$	C_{DCMC}	d_{DCMC}	$R_c=0,67$	C_{DCMC}	d_{DCMC}
QPSK	1,8 dB	1 dB	0,8 dB	4,0 dB	3,6 dB	0,4 dB
16QAM	6,4 dB	5,92 dB	0,48 dB	9,5 dB	9,02 dB	0,48 dB
64QAM	10,5 dB	10 dB	0,5 dB	14,5 dB	13,86 dB	0,64 dB

3.4. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA MÃ CHẬP KHÔNG ĐỀU

Mô hình mô phỏng được sử dụng để đánh giá hiệu năng của mã kênh đề xuất cho hệ thống HAP qua kênh HAP được thể hiện ở hình 3.16. Tham số được sử dụng để đánh giá hiệu năng là BER , FER , SNR và d_{DCMC} sẽ phụ thuộc vào trạng thái kênh truyền, kích cỡ khung tin, số vòng lặp giải mã, kiểu đan xen, tỷ lệ mã hóa, phương thức điều chế. Chi tiết về các tham số này sử dụng trong mô phỏng được liệt kê ở các bảng 3.7, 3.8 và 3.9.



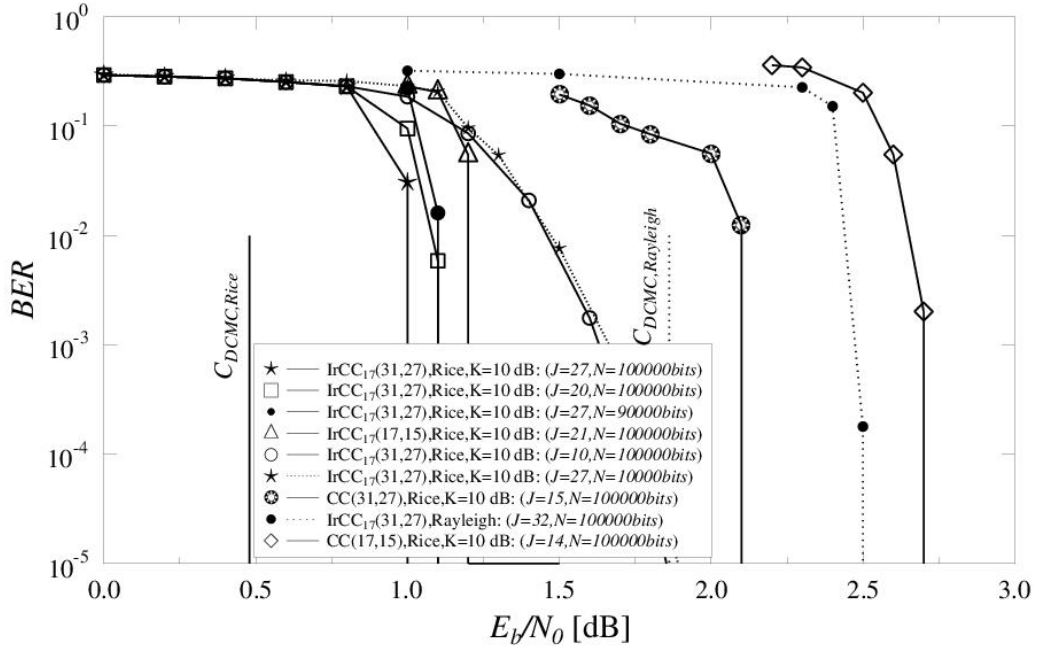
Hình 3. 16. Mô hình mô phỏng cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD qua kênh HAP

3.4.1. Kết quả 1: Hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$.

Bảng 3. 7. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 1

Tham số	Giá trị
Cơ chế mã hóa	IrCC ₁₇ -URC-QPSK và SCCC [12]
Tỷ lệ mã hóa	$R_c=0,5$
Kích cỡ khung truyền	$N=100000/90000/10000$ bit
Số vòng lặp trong (I) và ngoài (J)	$I=1, J=10, 20, 27, 32$
Kênh HAP	- Kênh pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB) - Kênh pha-đỉnh Rayleigh, $\theta = 10^\circ$

Bảng 3.7 và hình 3.17 thể hiện các tham số sử dụng và kết quả hiệu năng BER đạt được của cơ chế mã hóa IrCC₁₇-URC-QPSK và SCCC [12], với tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ qua kênh HAP pha-đỉnh Rice và Rayleigh. Kết quả đạt được đã cho thấy IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK cho hiệu năng tiếp cận dung lượng DCMC cải thiện hơn.



Hình 3. 17. Hiệu năng BER của $IrCC_{17}$ -URC-QPSK và CC-URC-QPSK, $R_c=0,5$, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice và Rayleigh

Cụ thể:

- ✚ $IrCC_{17}$ (31,27) cho $d_{DCMC} = 0,52$ dB, cải thiện hiệu năng d_{DCMC} hơn so với CC(31,27) qua kênh pha-đỉnh Rice là 1,2 dB;
- ✚ $IrCC_{17}$ (17,15) cho $d_{DCMC} = 0,72$ dB, cải thiện hiệu năng d_{DCMC} hơn so với CC(17,15) qua kênh pha-đỉnh Rice là 1,5 dB;
- ✚ $IrCC_{17}$ (31,27) cho hiệu năng d_{DCMC} cải thiện hơn so với CC(17,15) qua kênh pha-đỉnh Rice là 1,7 dB;

Mã $IrCC_{17}(17,15)$ cho hiệu năng d_{DCMC} cải thiện hơn so với CC(31,27) qua kênh pha-đỉnh Rice là 0,8 dB. Hơn nữa, với $IrCC_{17}(31,27)/IrCC_{17}(17,15)$, khi số vòng lặp giải mã ($J=27/21$) và kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=100000$ bit), hiệu năng BER đạt được thấp nhất khi vượt qua giá trị SNR hội tụ: $E_b/N_0= 1,0/1,2$ dB (đối với kênh HAP

pha-đỉnh Rice) được xác định qua phân tích biểu đồ EXIT, cho hiệu năng độ lợi mã hóa cải thiện hơn khoảng:

- ✚ 1,2/1,5 dB của IrCC₁₇ (31,27)/ IrCC₁₇ (17,15) so với CC(31,27)/CC(17,15) tương ứng.
- ✚ 1,7 dB của IrCC₁₇ (31,27) so với CC(17,15).
- ✚ 1,0 dB của IrCC₁₇ (17,15) so với CC(31,27).

Đồng thời, cơ chế mã hóa IrCC₁₇-URC-QPSK và SCCC, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ qua kênh HAP pha-đỉnh Rayleigh cũng cho thấy giá trị E_b/N_0 hội tụ là 2,5 dB, lớn hơn so với E_b/N_0 hội tụ của kênh HAP pha-đỉnh Rice. Điều này cũng thể hiện đúng bản chất ảnh hưởng của các kênh pha-đỉnh.

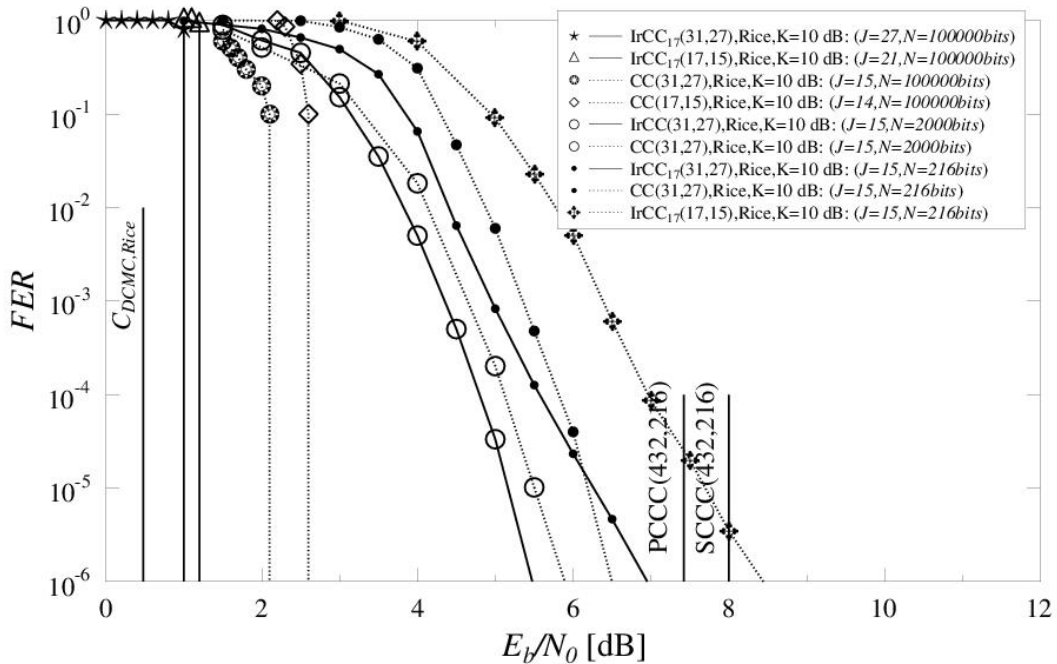
Hơn nữa, kết quả 1 còn thể hiện một số đánh giá BER qua kích cỡ khung tin và số vòng lặp giải mã khác nhau. Khi có cùng số vòng lặp giải mã ($J=27$ vòng), thì IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK lại cho kết quả BER lớn hơn với kích cỡ khung tin nhỏ hơn ($N=100000/90000/10000$ bit). Điều này cũng đã được thể hiện rõ ở hình 3.15 khi xem xét quỹ đạo giải mã của bộ giải mã ở các kích cỡ khung tin và số vòng lặp giải mã khác nhau. Tương tự, với cùng kích cỡ khung tin ($N=100000$ bit), nhưng số vòng lặp giải mã giảm ($J=27/20/20$ vòng) cũng cho kết quả BER tăng. Cùng với kết quả chạy mô phỏng ở trên cho thấy, với kích cỡ khung tin và số vòng lặp giải mã đủ lớn ($N=100000$ bit, $J=27$ vòng) thì tại SNR=1,0 dB, BER thấp nhất có thể đạt được qua kênh HAP pha-đỉnh Rice. Do đó: với $N=90000$ bit, $J=27$ vòng hay $N=100000$ bit, $J=20$ vòng, qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, BER thấp nhất vẫn có thể đạt được nhưng không phải tại $E_b/N_0=1,0$ dB, mà tại E_b/N_0 lớn hơn ($E_b/N_0=1,1$ dB).

3.4.2. Kết quả 2: Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC₁₇-URC-QPSK qua kênh HAP pha-đỉnh Rice.

Bảng 3.8 và hình 3.18 thể hiện các tham số và kết quả về hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC₁₇-URC-QPSK và CC-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ qua kênh pha-đỉnh Rice.

Bảng 3. 8. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 2.

Tham số	Giá trị
Cơ chế mã hóa	IrCC ₁₇ -URC-QPSK và SCCC [12]
Tỷ lệ mã hóa	$R_c=0,5$
Kích cỡ khung truyền	$N=100000, 10000, 1910, 1000, 216$ bit
Số vòng lặp ngoài (J)	$J=27, 15, 10$
Kênh HAP	- Kênh pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB)



Hình 3. 18. Hiệu năng FER của IrCC₁₇(31,27)-URC-QPSK và SCCC [12] tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ qua kênh HAP pha-đỉnh Rice, $\theta = 45^\circ$ ($K=10$ dB)

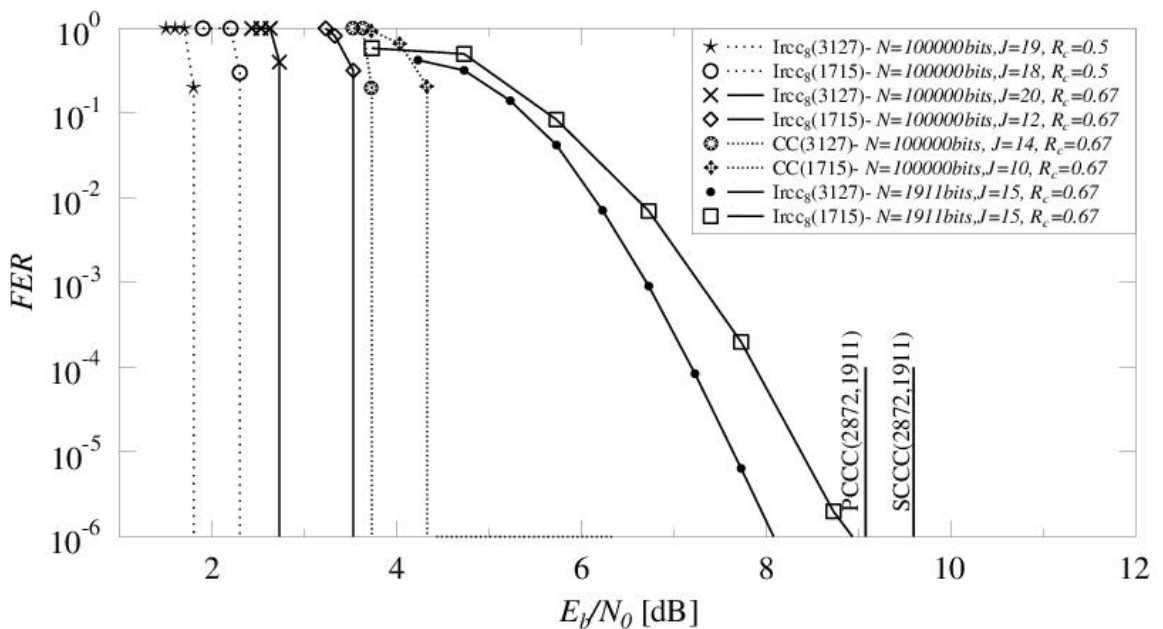
Cũng như kết quả thể hiện ở hình 3.17, với số vòng lặp giải mã ($J=27$ vòng) và kích cỡ khung tin đủ lớn ($N=100000$ bit), tại các giá trị SNR hội tụ, cơ chế IrCC₁₇-URC-QPSK cho hiệu năng FER đạt được thấp nhất, cải thiện hiệu năng về độ lợi mã hóa và tiếp cận dung lượng hơn so với cơ chế CC-URC-QPSK. Tuy nhiên, tại tỷ lệ

lỗi khung $FER=10^{-6}$, với kích cỡ khung tin nhỏ (khoảng vài trăm bit), IrCC₁₇-URC-QPSK lại không cho hiệu năng cải thiện so với CC-URC-QPSK với cùng loại mã chập mẹ.

3.4.3. Kết quả 3: Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC₈-URC-QPSK qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái.

Bảng 3. 9. Liệt kê các tham số sử dụng trong kết quả 3

Tham số	Giá trị
Cơ chế mã hóa	IrCC ₈ -URC-QPSK
Tỷ lệ mã hóa	$R_c=0,5; 0,67$
Kích cỡ khung truyền	$N=100000, 1911$ bit
Số vòng lặp ngoài (J)	$J=20, 19, 18, 15, 11, 10$
Kênh HAP	Kênh chuyển mạch hai trạng thái



Hình 3. 19. Hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC₈-URC-QPSK cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái

Bảng 3.9 và hình 3.19 thể hiện các tham số sử dụng và các kết quả mô phỏng về hiệu năng FER của cơ chế mã hóa IrCC₈-URC-QPSK cho hệ thống HAP qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái. Các kết quả đạt được cho thấy:

- Hiệu năng FER cải thiện khi: (i) tỷ lệ mã hóa thấp hơn trong cùng một mã sử dụng (IrCC₈(31,27) hoặc IrCC₈(17,15)); (ii) sử dụng mã mẹ có độ dài hạn chế lớn hơn (IrCC₈(31,27) hiệu năng tốt hơn IrCC₈(17,15)).
- Tại $FER=10^{-6}$, tỷ lệ mã hóa 0,67, với cùng số vòng lặp và kích cỡ khung tin ($J=15$, $N=1911$ bit), cơ chế IrCC₈-URC-QPSK cho hiệu năng độ lợi mã hóa cải thiện hơn so với SCCC(2872,1911) [12] khoảng 0,77/1,57 dB tương ứng với IrCC₈(17,15) và IrCC₈(31,27).
- Tại $FER=10^{-5}$, tỷ lệ mã hóa 0,67, với cùng số vòng lặp và kích cỡ khung tin ($J=15$, $N=1911$ bit), cơ chế IrCC₈-URC-QPSK cho hiệu năng độ lợi mã hóa cải thiện hơn so với PCCC(2872,1911) [12] khoảng 0,5/1,35 dB tương ứng với IrCC₈(17,15) và IrCC₈(31,27).

Hơn nữa, trong cơ chế mã hóa IrCC₈-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa 0,67: (i) IrCC₈(31,27) cho $d_{DCMC} = 0,4$ dB, cải thiện hiệu năng d_{DCMC} hơn so với CC(31,27) khoảng 1,0 dB; (ii) IrCC₈(17,15) cho $d_{DCMC} = 1,2$ dB, cải thiện hiệu năng d_{DCMC} hơn so với CC(17,15) khoảng 0,8 dB.

Nhìn chung, trên cơ sở ba kết quả chính về hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD đạt được ở trên, NCS nhận thấy: với số vòng lặp giải mã và kích cỡ khung tin đủ lớn, IrCC được đề xuất và thiết kế trong cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD cho hệ thống HAP đã thể hiện được hiệu năng cải thiện về độ lợi mã hóa và tiếp cận dung lượng kênh. Mức độ cải thiện nhiều hay ít phụ thuộc kích cỡ khung tin (độ dài bộ đan xen), số vòng lặp giải mã, độ dài hạn chế của mã chập mẹ và số lượng mã chập con thành phần được sử dụng.

Tuy nhiên, để đạt được hiệu năng cải thiện như trên thì thường số vòng lặp giải mã cũng yêu cầu nhiều hơn, điều này đồng nghĩa với việc độ phức tạp tính toán của bộ giải mã cũng sẽ tăng và do đó thời gian giải mã một khung tin theo số vòng

lập tăng cũng sẽ tăng. Vì giải mã của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD là giải mã lập sử dụng các bộ giải mã SISO, cho nên độ phức tạp tính toán của quá trình giải mã liên quan trực tiếp đến độ phức tạp tính toán của các thuật toán giải mã mà các bộ giải mã SISO sử dụng. Vì bộ giải mã vòng trong ở [12] và cơ chế IrCC-URC-MOD là giống nhau nên việc đánh giá sự trả giá giữa hiệu năng cải thiện và độ phức tạp giải mã được thực hiện chủ yếu ở bộ giải mã SISO vòng ngoài. Do bộ giải mã SISO sử dụng thuật toán giải mã MAX-log-MAP, nên độ phức tạp tính toán của bộ giải mã SISO-IrCC(17,15)/IrCC(31,27) sẽ là [33]:

- Tổng số phép tính cộng: $4 \times 8/16=32/64$;
- Tổng số phép tính nhân: $7 \times 8/16=56/112$;
- Tổng số phép tính chia: $1 \times 8/16=8/16$;
- Tổng số phép toán max*/bit (giả thiết max* cần 2 xung nhịp/trạng thái/vòng lặp): $2 \times 8/16=16/32$;
- Tổng số phép toán logarit cho bảng tìm kiếm (giả thiết cần 1 xung nhịp/trạng thái/vòng lặp): $1 \times 8/16=8/16$;
- Cuối cùng là 01 phép tính chia để tính $L(u_i)$.

Nếu giả thiết các phép tính cộng/nhân/chia tương ứng cần 3/5/17 xung nhịp (bộ xử lý Pentium) [38] và tỷ lệ về độ phức tạp tính toán được giả thiết là: cộng:nhân:chia=1:1,5:5 thì số xung nhịp sẽ là:

- SISO-IrCC(17,15): $56 + 56 \times 1,5 + 9 \times 5 = 185$ xung nhịp/vòng giải mã/độ dài khung tin N
- SISO-IrCC(31,27): $112 + 112 \times 1,5 + 17 \times 5 = 365$ xung nhịp/vòng giải mã/độ dài khung tin N
- SISO-CC(1,15/17): $56 + 56 \times 1,5 + 9 \times 5 = 185$ xung nhịp/vòng giải mã/độ dài khung tin N
- SISO-CC(1,27/31): $112 + 112 \times 1,5 + 17 \times 5 = 365$ xung nhịp/vòng giải mã/độ dài khung tin N

Như đã đề cập, khi sử dụng IrCC, quá trình mã hóa và giải mã của các mã chập con thành phần đều được thực hiện trên lưới của mã chập mẹ nên không làm tăng thêm độ phức tạp tính toán, do đó, toàn bộ mã chập con thành phần trong IrCC, với tỷ lệ mã hóa khác nhau sẽ có độ phức tạp tính toán giống như mã chập mẹ [33]. Bảng 3.10 thể hiện định lượng về sự trả giá giữa hiệu năng và độ phức tạp tính toán của đề xuất sử dụng IrCC trong cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK, có tỷ lệ mã hóa $R_c=0,67$ qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái. Tương tự, đánh giá sự trả giá về độ phức tạp tính toán của đề xuất sử dụng IrCC trong cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK cho các tỷ lệ mã hóa, phương thức điều chế và các kiểu kênh HAP khác nhau hoàn toàn có thể thực hiện được.

Bảng 3. 10. Đánh giá sự trả giá giữa hiệu năng cải thiện và độ phức tạp tính toán của đề xuất sử dụng IrCC trong cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,67$ qua kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái

Kiểu bộ giải mã	SISO-IrCC ₈ (17,15)	SISO-SCCC[12]	SISO-IrCC ₈ (31,27)	SISO-SCCC[12]
Độ lợi mã hóa				
Tại FER=10 ⁻⁶ ($J=15$ vòng, $N=1911$ bit)	0,77 dB		1,57 dB	
dbCMC				
J, N đủ lớn	1,2 dB	2 dB	0,4 dB	2 dB
<i>Cải thiện</i>	0,8 dB		1,4 dB	
Độ phức tạp tính toán (số xung nhịp)				
$J=15$ vòng, $N=1911$ bit	$15 \times 185 \times N$ $= 2775N$	$15 \times 185 \times N$ $= 2775N$	$15 \times 365 \times N$ $= 5475N$	$15 \times 185 \times N$ $= 2775N$
Tỷ lệ tăng độ phức tạp tính toán	0%		97%	
J/N đủ lớn	$12 \times 185 \times N$ $= 2220N$	$10 \times 185 \times N$ $= 1850N$	$20 \times 365 \times N$ $= 7300N$	$10 \times 185 \times N$ $= 1850N$
Tỷ lệ tăng độ phức tạp tính toán	20%		294,5%	

Đồng thời, dựa trên ba kết quả đánh giá hiệu năng đạt được ở trên, một số bàn luận về khả năng IrCC áp dụng phù hợp cho các loại hình viễn thông cũng sẽ được đề cập đến thông qua các đánh giá về tổng thời gian trễ (ms) của hệ thống thông tin HAP, thể hiện ở trễ truyền dẫn, trễ truyền lan và trễ xử lý tại bộ giải mã. Trong đó, trễ truyền lan từ HAP (ở độ cao $h=22$ km) đến thiết bị người dùng mặt đất sẽ là: 0,073 ms, và trễ trọn vòng (round-trip delay) sẽ khoảng 0,146 ms.

Hơn nữa, dựa trên tốc độ bit của hệ thống thông tin HAP qua các phương thức điều chế và tỷ lệ mã hóa khác nhau được thể hiện ở bảng 3.11 [12], trễ truyền dẫn dễ dàng được xác định. Lưu ý rằng, để đạt được tốc độ 120 Mbps khi ứng dụng HAP cho truy nhập Internet băng rộng, hệ thống HAP có thể sử dụng thêm phương thức điều chế 256QAM. Bảng 3.12 thể hiện các giá trị về trễ truyền dẫn của hệ thống thông tin HAP qua một số kích cỡ khung truyền dẫn khác nhau tại băng thông hệ thống là 28 MHz.

Bảng 3. 11. Tốc độ bit (Mbps) của hệ thống thông tin HAP [12]

Băng thông hệ thống	Tỷ lệ mã hóa	Phương thức điều chế				
		BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
20 MHz	1/2	7.68	15.36	30.72	46.08	61.44
25 MHz		9.60	19.20	38.40	57.60	76.8
28 MHz		10.66	21.33	42.66	64.00	85.28
20 MHz	2/3	10.24	20.48	40.96	61.44	81.92
25 MHz		12.80	25.60	51.20	76.80	102.4
28 MHz		14.22	28.44	56.88	85.33	113.76
20 MHz	3/4	11.52	23.04	46.08	69.12	92.16
25 MHz		14.40	28.80	57.60	86.40	115.2
28 MHz		15.99	32.00	63.99	96.00	127.92

Bảng 3. 12. Trễ truyền dẫn (ms) của hệ thống thông tin HAP tại băng thông hệ thống là 28 MHz

Phương thức điều chế	Tỷ lệ mã hóa	N=2000 bit	N=5000 bit	N=10000 bit	N=50000 bit	N=100000 bit
QPSK	1/2	0,093	0,23	0,468	2,34	4,48
	2/3	0,07	0,175	0,352	1,75	3,51
	3/4	0,062	0,156	0,313	1,56	3,125
16QAM	1/2	0,046	0,122	0,234	1,172	2,344
	2/3	0,035	0,087	0,175	0,879	1,758
	3/4	0,031	0,078	0,156	0,78	1,562
64QAM	1/2	0,031	0,078	0,156	0,781	1,562
	2/3	0,023	0,058	0,117	0,585	1,172
	3/4	0,02	0,052	0,104	0,52	1,042
256QAM	3/4	0,015	0,039	0,078	0,39	0,782

Về trễ xử lý tại bộ giải mã, một số các kiến trúc bộ giải mã song song, cùng cơ chế xử lý ồng cũng đã được đề xuất trong [4], [66] nhằm giảm thiểu trễ giải mã tại các bộ giải mã. Các kết quả tính toán trễ xử lý tại bộ giải mã và thông lượng của bộ giải mã của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD [4] được thể hiện ở bảng 3.13.

Khi đó, tổng thời gian trễ (ms) của hệ thống thông tin HAP – sử dụng IrCC₈(17,15)/một chặng được thể hiện ở bảng 3.14. Mặt khác, trễ yêu cầu của các dịch vụ viễn thông [75] cũng được thể hiện ở bảng 3.15. Từ các bảng 3.14, 3.15 cho thấy, về cơ bản hệ thống thông tin HAP sử dụng IrCC đều có thể áp dụng được cho các loại hình viễn thông. Song, tùy theo dịch vụ viễn thông mà hệ thống thông tin HAP

hướng đến, cần có sự lựa chọn kích cỡ khung truyền, tỷ lệ mã hóa, phương thức điều chế phù hợp.

Bảng 3. 13. Trễ xử lý tại bộ giải mã (ms) và thông lượng (Mbps) của bộ giải mã của cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD.

Tham số	Kiểu IrCC	N=2000 bit	N=5000 bit	N=10000 bit	N=50000 bit	N=100000 bit
Trễ xử lý (ms)	IrCC ₈ (17,15)	0,095	0,2	0,386	1,813	3,5
	IrCC ₈ (31,27)	0,146	0,304	0,574	2,711	5,389
Thông lượng (Mbps)	IrCC ₈ (17,15)	21,05	25	25,91	27,58	28,57
	IrCC ₈ (31,27)	13,7	16,45	17,42	18,44	18,57

Bảng 3. 14. Tổng thời gian trễ (ms) của hệ thống thông tin HAP – sử dụng IrCC₈(17,15)

Kiểu điều chế	Tỷ lệ mã hóa	N=2000 bit	N=5000 bit	N=10000 bit	N=50000 bit	N=100000 bit
QPSK	1/2	0.522	1.006	1.854	8.452	16.106
	2/3	0.476	0.896	1.622	7.272	14.166
	3/4	0.460	0.858	1.544	6.892	13.396
16QAM	1/2	0.428	0.790	1.386	6.116	11.834
	2/3	0.406	0.720	1.268	5.530	10.662
	3/4	0.398	0.702	1.230	5.332	10.270
64QAM	1/2	0.398	0.702	1.230	5.334	10.270
	2/3	0.382	0.662	1.152	4.942	9.490
	3/4	0.376	0.650	1.126	4.812	9.230
256QAM	3/4	0.366	0.624	1.074	4.552	8.710

Bảng 3. 15. Trễ yêu cầu (ms) của các dịch vụ viễn thông [75]

<i>Dung sai lỗi</i>	Đàm thoại và video	Nhắn tin đàm thoại/video	Streaming audio và video	Fax
<i>Không dung sai lỗi</i>	Lệnh/điều khiển (như Telnet, trò chơi tương tác)	Tương tác (như thương mại điện tử, duyệt web, thư điện tử)	Nhắn tin, tải dữ liệu (như truyền file, ảnh tĩnh)	Nền tảng (như Usenet)
	<i>Tương tác</i> (trễ $\ll 1$ s)	<i>Đáp ứng</i> (trễ khoảng 2 s)	<i>Kịp thời</i> (trễ khoảng 10 s)	<i>Không quan trọng</i> (trễ $\gg 10$ s)

3.5. KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Trong chương 3 này đã đạt được những kết quả như sau:

- ✚ Thiết kế IrCC₈ và IrCC₁₇ cho hai trường hợp sử dụng mã chập mệ: CC(1, 15/17) (độ dài hạn chế là 4) và CC(1,27/31) (độ dài hạn chế là 5) qua ba mô hình kênh HAP: pha-đỉnh Rice; Rayleigh và kênh chuyển mạch hai trạng thái; cùng với các cơ chế điều chế: QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM; tỷ lệ mã hóa: 0,5; 0,67; 0,75 sử dụng công cụ biểu đồ EXIT. Cụ thể, luận án có được 28 bộ kết quả thiết kế IrCC và một số kết quả mô phỏng đánh giá hiệu năng của IrCC cho hệ thống HAP.
- ✚ Với đề xuất sử dụng IrCC ở bộ mã hóa vòng ngoài trong cơ chế mã hóa của công trình nghiên cứu [12] cho thấy hiệu năng cải thiện hơn so với [12]. Cụ thể:
 - Với $R_c=0,5$, điều chế QPSK, kênh HAP pha-đỉnh Rice thì khi kích cỡ khung truyền đủ lớn, hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh (d_{DCMC}) cũng như độ lợi mã hóa cải thiện hơn khoảng:
 - ✓ 1,2/1,5 dB của IrCC₁₇ (31,27)/ IrCC₁₇ (17,15) tương ứng so với CC(31,27)/ CC(17,15).
 - ✓ 1,7 dB của IrCC₁₇ (31,27) so với CC(17,15).
 - ✓ 1,0 dB của IrCC₁₇ (17,15) so với CC(31,27).

- Với cùng $R_c=0,67$, điều chế QPSK, kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái, kích cỡ khung truyền là 1911 bit, 15 vòng lặp giải mã, cải thiện hiệu năng:
 - ✓ Về độ lợi mã hóa khoảng 0,77/1,57 dB tương ứng với $\text{IrCC}_8(17,15)$ và $\text{IrCC}_8(31,27)$ so với SCCC (2872, 1911) [12] tại $FER=10^{-6}$.
 - ✓ Về độ lợi mã hóa 0,5/1,35 dB tương ứng với $\text{IrCC}_8(17,15)$ và $\text{IrCC}_8(31,27)$ so với PCCC (2872, 1911) [12] tại $FER=10^{-5}$.
 - ✓ Về tiếp cận dung lượng khoảng 0,8/0,6 dB của $\text{IrCC}_8(17,15)$ và $\text{IrCC}_8(31,27)$ tương ứng so với CC(17,15) và CC(31,27).

Tuy nhiên, để đạt được hiệu năng cải thiện như trên thì độ phức tạp tính toán của cơ chế IrCC-URC-MOD so với cơ chế mã hóa trong [12] cũng tăng khoảng 20% (khi sử dụng cùng mã chập mẹ CC(17,15) hoặc 294,5% (khi sử dụng mã chập mẹ có độ dài hạn chế lớn hơn: CC(31,27)) do số vòng lặp giải mã tăng. Hơn nữa, với kích cỡ khung ngắn (khoảng vài trăm bit), hiệu năng cải thiện là không đáng kể, thậm chí không đạt được.

CHƯƠNG 4

XÂY DỰNG MÔ HÌNH GIẢI TÍCH XÁC ĐỊNH ĐƯỜNG BIÊN XÁC SUẤT LỖI CHO HỆ THỐNG HAP

Tóm tắt: Để đánh giá nhanh hiệu năng mã kênh sử dụng cho hệ thống thông tin nói chung và hệ thống HAP nói riêng, một giải pháp thường dùng là tính toán đường cong hiệu năng bằng đường biên. Từ đó cho phép chúng ta có thể thiết kế mã kênh, lựa chế độ hoạt động phù hợp cho hệ thống. Vì vậy, để có được những đánh giá về hiệu năng của mã kênh thiết kế được trong chương 3, chương này sẽ xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK cho hệ thống HAP. Cụ thể, chương này sẽ tập trung: (1) xây dựng công thức tính xác suất lỗi cặp (PEP) qua một số mô hình kênh HAP tiêu biểu; (2) xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK; (3) xây dựng biểu đồ lưới mở rộng cho mã chập con thành phần. Các đóng góp của luận án trình bày trong chương này đã được công bố trong [J3].

4.1. XÂY DỰNG CÔNG THỨC TÍNH XÁC SUẤT LỖI CẶP

Xác suất lỗi cặp thường được sử dụng trong phân tích đánh giá hiệu năng mã kênh sử dụng trong các hệ thống thông tin. Nó được định nghĩa là xác suất giải mã sai chuỗi X thành chuỗi \hat{X} . Để xây dựng công thức tính xác suất lỗi cặp cho hệ thống HAP sử dụng điều chế QPSK, ta xét chòm sao tín hiệu QPSK được thể hiện ở hình

4.1. Trong đó, các cặp hai bit sẽ được ánh xạ thành các tín hiệu phức $x_i = -\frac{1}{\sqrt{2}} + j\frac{1}{\sqrt{2}}$

. Không mất tính tổng quát, giả thiết bản tin toàn “không” được phát và chuỗi khôi

phục \hat{X} sai khác chuỗi X ban đầu là m ký hiệu, trong đó có m_1 ký hiệu

$S_1 = \pm\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + j\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ và m_2 ký hiệu $S_2 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - j\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$. Khi đó, xác suất giải mã sai

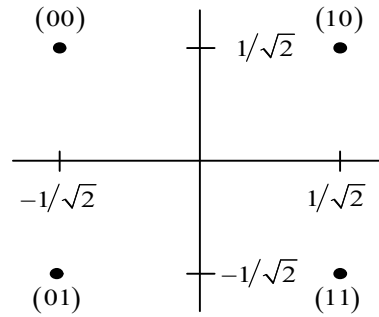
chuỗi X thành chuỗi \hat{X} ở trên cho trường hợp có thông tin trạng thái kênh được gọi

là xác suất lỗi cặp có điều kiện (CPEP). CPEP cho hệ thống sử dụng mã hóa kênh, điều chế QPSK, tách sóng nhất quán được xác định là:

$$P_{m_1 m_2, QPSK} \left(X, \widehat{X} \mid \{a_i\} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0} \left[\sum_l^{m_1} a_l^2 \left| \widehat{x}_l - x_l \right|^2 + \sum_k^{m_2} a_k^2 \left| \widehat{x}_k - x_k \right|^2 \right]} \right) \quad (4.1)$$

trong đó, E_s/N_0 là tỷ số giữa năng lượng ký hiệu và mật độ phổ công suất tạp âm hay còn được thể hiện qua SNR ; $Q(\cdot)$ là hàm Q phân bố Gauss được xác định bởi:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (4.2)$$



Hình 4. 1. Chòm sao tín hiệu QPSK

Vì điều chế là QPSK nên ta có $\left| \widehat{x}_l - x_l \right|^2 = 2$ đối với m_1 ký hiệu S_1 và $\left| \widehat{x}_k - x_k \right|^2 = 4$ đối với m_2 ký hiệu S_2 , do đó (4.1) được viết lại thành:

$$P_{m_1 m_2, QPSK} \left(X, \widehat{X} \mid \{a_i\} \right) = Q \left(\sqrt{\left[\frac{E_b}{N_0} \sum_l^{m_1} a_l^2 + \frac{2E_b}{N_0} \sum_k^{m_2} a_k^2 \right]} \right) \quad (4.3)$$

Để xác định PEP, (4.3) được lấy trung bình theo các thống kê của các biến ngẫu nhiên là biên độ pha-đỉnh. Nếu sử dụng hàm Q ở (4.2), thì việc tính các trung bình này sẽ gặp nhiều khó khăn do đối số của hàm Q là cận dưới của tích phân. Do vậy, một dạng thức biểu diễn khác của hàm Q [16] có các cận độc lập với đối số sẽ giúp việc đánh giá PEP đơn giản hơn rất nhiều như sau:

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{-x^2}{2 \sin^2 \gamma}\right) d\gamma, \quad x \geq 0 \quad (4.4)$$

Dạng thức biểu diễn của (4.4) sẽ cho phép phân tích lý thuyết đơn giản hơn rất nhiều khi rút gọn các kết quả thành một tích phân đơn có thể tính toán được cho các kênh pha-đỉnh khác nhau. Điều này được thể hiện chi tiết trong [64]. Một ưu điểm khác nữa của dạng thức biểu diễn (4.4) là không cần tìm phân bố xác suất tổng của các biến ngẫu nhiên pha-đỉnh xuất hiện trong đối số của hàm Q ở (4.1).

Khi đó, PEP được xác định như sau:

$$P_{m_1 m_2, QPSK} (X, \widehat{X}) = E \left\{ P_{m_1 m_2, QPSK} (X, \widehat{X} | \{a_i\}) \right\} \quad (4.5)$$

Sử dụng (4.4) cùng với giả thiết các hệ số pha-đỉnh độc lập cùng phân bố (i.i.d) thì PEP được viết như sau:

$$P_{m_1 m_2, QPSK} (X, \widehat{X}) = \frac{1}{\pi} \int_{a_1} \dots \int_{a_{m_1}} \int_{a_1} \dots \int_{a_{m_2}} \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{E_b/N_0 \sum_{l=1}^{m_1} a_l^2}{2 \sin^2 \gamma} \right) \dots \exp \left(-\frac{E_b/N_0 \sum_{k=1}^{m_2} a_k^2}{\sin^2 \gamma} \right) d\gamma p_{a_1} \dots p_{a_{m_1}} d_{a_1} \dots d_{a_{m_1}} p_{a_1} \dots p_{a_{m_2}} d_{a_1} \dots d_{a_{m_2}} \quad (4.6)$$

Khi kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rayleigh, nghĩa là các biến pha-đỉnh theo phân bố Rayleigh. Với giả thiết i.i.d, sau khi thay thế PDF của phân bố Rayleigh, m_1, m_2 tích phân theo các biến pha-đỉnh sẽ trở thành tích phân đơn:

$$P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-Ray} (X, \widehat{X}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \gamma}{\sin^2 \gamma + E_b/2N_0} \right)^{m_1} \left(\frac{\sin^2 \gamma}{\sin^2 \gamma + E_b/N_0} \right)^{m_2} d\gamma \quad (4.7)$$

Khi kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rayleigh/Lognormal, (4.6) trở thành:

$$P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-RL} (X, \widehat{X}) = \sum_{i=1}^3 \frac{c_i}{b_i^{m_1+m_2+1}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \gamma}{\sin^2 \gamma + E_b/2N_0} \right)^{m_1} \left(\frac{\sin^2 \gamma}{\sin^2 \gamma + E_b/N_0} \right)^{m_2} d\gamma \quad (4.8)$$

trong đó, $c_1 = 2/3, c_2 = c_3 = 1/6$ và $b_1 = \exp(\mu), b_2 = \exp(\mu + \sqrt{3}\sigma_r), b_3 = \exp(\mu - \sqrt{3}\sigma_r)$ [68].

Với cách tiếp cận tương tự, biểu thức PEP trong trường hợp kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice thì sau khi thay PDF của phân bố Rice (2.5), ta có:

$$P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-Rice}(X, \widehat{X}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} 2a(1+K(\theta)) e^{-K} \left[\int_0^\infty \frac{I_0(2a\sqrt{K(\theta)(1+K(\theta))})}{\exp\left(a^2 \left[1+K(\theta) + \frac{E_b/2N_0}{\sin^2 \gamma}\right]\right)} da \right]^{m_1} \quad (4.9)$$

$$\dots \left[\int_0^\infty \frac{I_0(2a\sqrt{K(\theta)(1+K(\theta))})}{\exp\left(a^2 \left[1+K(\theta) + \frac{E_b/N_0}{\sin^2 \gamma}\right]\right)} da \right]^{m_2} d\gamma$$

Rút gọn (4.9), ta được:

$$P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-Rice}(X, \widehat{X}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left[\frac{\rho_1 \sin^2 \gamma}{1 + \rho_1 \sin^2 \gamma} \exp\left(\frac{-K(\theta)}{1 + \rho_1 \sin^2 \gamma}\right) \right]^{m_1} \quad (4.10)$$

$$\left[\frac{\rho_2 \sin^2 \gamma}{1 + \rho_2 \sin^2 \gamma} \exp\left(\frac{-K(\theta)}{1 + \rho_2 \sin^2 \gamma}\right) \right]^{m_2} d\gamma$$

trong đó: $\rho_1 = \frac{1+K(\theta)}{E_b/2N_0}$; $\rho_2 = \frac{1+K(\theta)}{E_b/N_0}$.

Trong trường hợp kênh HAP là kênh chuyển mạch hai trạng thái (hình 2.3), trong đó trạng thái tốt (G) là trạng thái kênh chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice và trạng thái kênh xấu (B) là trạng thái kênh chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rayleigh/lognormal, với xác suất dừng ở các trạng thái tương ứng là 0,565 và 0,435, thì xác suất lỗi cặp $P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-TSS}(X, \widehat{X})$ sẽ là:

$$P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-TSS}(X, \widehat{X}) = \sum_{m_2} \sum_{m_1} \left(0,565 P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-Rice}(X, \widehat{X}) + 0,435 P_{m_1 m_2, QPSK, HAP-RL}(X, \widehat{X}) \right) \quad (4.11)$$

4.2. XÂY DỰNG MÔ HÌNH GIẢI TÍCH XÁC ĐỊNH ĐƯỜNG BIÊN XÁC SUẤT LỖI BIT CỦA CƠ CHẾ MÃ HÓA IrCC-URC-QPSK

4.2.1. Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit

Hiệu năng mã kênh sử dụng trong hệ thống thông tin thường được phân tích đánh giá qua xác suất lỗi bit hoặc xác suất lỗi cụm có liên quan tới tham số SNR . Tuy nhiên, việc tính toán chính xác các xác suất lỗi này cho hầu hết các mã kênh là không thể thực hiện được, vì khả năng tính toán hạn chế trong khi không gian mã hóa thường rất lớn. Hơn nữa, xác suất lỗi còn phụ thuộc vào độ tin cậy của thuật toán giải mã. Với giả thiết mã tuyến tính và thuật toán giải mã hợp lệ cực đại (ML), một kỹ thuật đánh giá hiệu năng mã kênh đơn giản hơn là kỹ thuật đường biên tổng (upper union bound). Kỹ thuật này dựa trên nguyên tắc là: xác suất lỗi của một sự kiện luôn nhỏ hơn tổng xác suất lỗi của tất cả các sự kiện. Do vậy, kỹ thuật đường biên này đã được sử dụng rộng rãi để đánh giá hiệu năng mã kênh, chất lượng của hệ thống và thường là công cụ được sử dụng trong việc thiết kế các bộ mã.

Cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK (C_s) sử dụng trong hệ thống HAP là cơ chế mã hóa gồm có hai mã chập thành phần là mã vòng ngoài C_o (IrCC) và mã vòng trong C_i (URC) được ghép nối với nhau bởi bộ đan xen Π có kích cỡ L_π (hình 3.6), trong đó mã vòng ngoài C_o có tỷ lệ mã hóa $R_o=p/n$ và mã vòng trong C_i có tỷ lệ mã hóa $R_i=1$, sẽ cho C_s có tỷ lệ mã hóa $R_c=R_o=p/n$. Nếu khung tin có kích cỡ N bit, là số nguyên lần của p thì khối mã của C_s có kích cỡ là $L_\pi = N/R_c$ bit.

Để tính toán xác suất lỗi của hệ thống HAP sử dụng mã kênh C_s , ta giả thiết các bộ mã thành phần C_o , C_i là tuyến tính thì C_s được xem là mã khối tuyến tính. Khi đó, thuật toán giải mã lặp trong C_s với số lần lặp đủ lớn có thể xem là thuật toán cận tối ưu có chất lượng hội quy về giải mã ML. Ngoài ra, bộ đan xen Π được giả thiết là bộ đan xen ngẫu nhiên đồng dạng. Điều này cho phép: (i) hàm đếm trọng số có điều kiện của mã vòng trong độc lập với hàm đếm trọng số có điều kiện của mã vòng ngoài, khi đó hàm đếm trọng số có điều kiện của C_s sẽ được tính từ các hàm đếm trọng số có điều kiện của các mã thành phần, nghĩa là phân bố trọng số của C_s được

tính từ phân bố trọng số của các mã thành phần [8]; (ii) đường biên tổng được tính sử dụng hàm đếm trọng số có điều kiện này của C_s cũng chính là đường biên trung bình có thể đạt được trên tất cả các kiểu của đan xen của bộ đan xen xác định [8]. Cần lưu ý rằng, đường biên tổng áp dụng đối với bộ giải mã ML, trong khi đó các vòng lặp của các bộ giải mã C_s khi mô phỏng đánh giá hiệu năng thực hiện thuật toán giải mã MAP cận tối ưu. Vì vậy, không nhất thiết kỳ vọng các kết quả đường biên tổng phải là giới hạn trên của các kết quả mô phỏng.

Không mất tính tổng quát, giả thiết từ mã phát đi là từ mã toàn “không” thì xác suất lỗi (xác suất lỗi bit P_b hoặc xác suất lỗi cụm P_w) của một sự kiện khác “không” sẽ nhỏ hơn tổng tất cả các sự kiện lỗi có thể xảy ra. Vì vậy, đường biên tổng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK có dạng [7]:

$$P_w \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_b W_{b,m_1,m_2}^{C_s} P_{m_1,m_2,QPSK,HAP} (X, \hat{X}) \quad (4.12)$$

$$P_b \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_b \frac{b}{L_\pi R_c} W_{b,m_1,m_2}^{C_s} P_{m_1,m_2,QPSK,HAP} (X, \hat{X}) \quad (4.13)$$

trong đó $W_{b,m_1,m_2}^{C_s}$ là hàm liệt kê trọng số có điều kiện (CWEF), thể hiện số từ mã của mã C_s có trọng số Hamming đầu vào b , và trọng số Hamming đầu ra m_1, m_2 ; $P_{m_1,m_2,QPSK,HAP} (X, \hat{X})$ là xác suất lỗi cặp, giải mã sai chuỗi X thành chuỗi \hat{X} của hệ thống HAP sử dụng điều chế QPSK.

Khi kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice, Rayleigh/Lognormal hay kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái thì đường biên tổng về xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK tương ứng có dạng:

$$P_{b-TSS} \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_b \frac{b}{L_\pi R_c} W_{b,m_1,m_2}^{C_s} P_{m_1,m_2,QPSK,HAP-TSS} (X, \hat{X}) \quad (4.14)$$

$$P_{b-Rice} \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_b \frac{b}{L_\pi R_c} W_{b,m_1,m_2}^{C_s} P_{m_1,m_2,QPSK,HAP-Rice} (X, \hat{X}) \quad (4.15)$$

$$P_{b_RL} \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_b \frac{b}{L_{\pi} R_c} W_{b,m_1,m_2}^{C_s} P_{m_1,m_2,QPSK,HAP-RL} (X, \hat{X}) \quad (4.16)$$

Vì cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP có bộ mã hóa vòng ngoài là IrCC được thiết kế ở chương 3, nên từ bộ giá trị tham số hệ số trọng số tối ưu α_k của IrCC, chẳng hạn như IrCC₈(17,15), tỷ lệ mã hóa $R_c=0,67$, trong cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK, được thiết kế từ mã chập mẹ CC(1,15/17) có $R_c=0,5$, có kết quả bộ 8 giá trị của α_k là $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8] = [0,094 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,224 \ 0,487 \ 0 \ 0,195]$ cho thấy: thực tế chỉ có 4 mã chập con thành phần trong số 8 mã chập thành phần với các tỷ lệ mã hóa 0,2; 0,6; 0,7; 0,9 tham gia vào quá trình mã hóa chuỗi bit đầu vào ở bộ mã hóa vòng ngoài (IrCC) và giải mã chuỗi bit thu được ở bộ giải mã vòng ngoài (IrCC⁻¹) có tỷ lệ tương ứng là: 0,094; 0,224; 0,487; 0,195. Nghĩa là, nếu khung tin có kích cỡ 1000 bit, thì sẽ có 94, 224, 487 và 195 bit tin được mã hóa và giải mã tương ứng bởi các mã chập con thành phần có tỷ lệ mã hóa 0,2; 0,6; 0,7; 0,9. Nếu kí hiệu P_{b_k} là xác suất lỗi bit do giải mã sai của mã chập con thành phần thứ k ($k=1, 2, \dots, P$; $P=8$ hoặc 17), có tỷ lệ mã hóa $R_k = p_k/n_k$ ($R_k=0,1 - 0,9$), thì xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK được xác định là:

$$P_{b_IrCC-URC-QPSK} = \sum_{k=1}^P \alpha_k P_{b_k}, \quad P = 8 \text{ hoặc } 17 \quad (4.17)$$

Như vậy, cơ chế mã hóa IrCC₈(1,15/17)-URC-QPSK, tỷ lệ mã hóa $R_c=0,67$ cho biểu thức tính xác suất lỗi bit sẽ là:

$$P_{b_IrCC_8(17,15)-URC-QPSK} = \alpha_1 P_{b_1} + \alpha_5 P_{b_5} + \alpha_6 P_{b_6} + \alpha_8 P_{b_8} \quad (4.18)$$

trong đó các $P_{b_1}, P_{b_5}, P_{b_6}, P_{b_8}$ là xác suất lỗi bit của các mã chập con thành phần có tỷ lệ mã hóa tương ứng là 0,2; 0,6; 0,7; 0,9 và được xác định bởi:

$$P_{b_k} \leq \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_{b_k} \frac{b_k}{L_{\pi_k} R_k} W_{b_k,m_1,m_2}^{C_s} P_{k,m_1,m_2,QPSK,HAP} (X, \hat{X}), \quad k = 1, 2, \dots, P \quad (4.19)$$

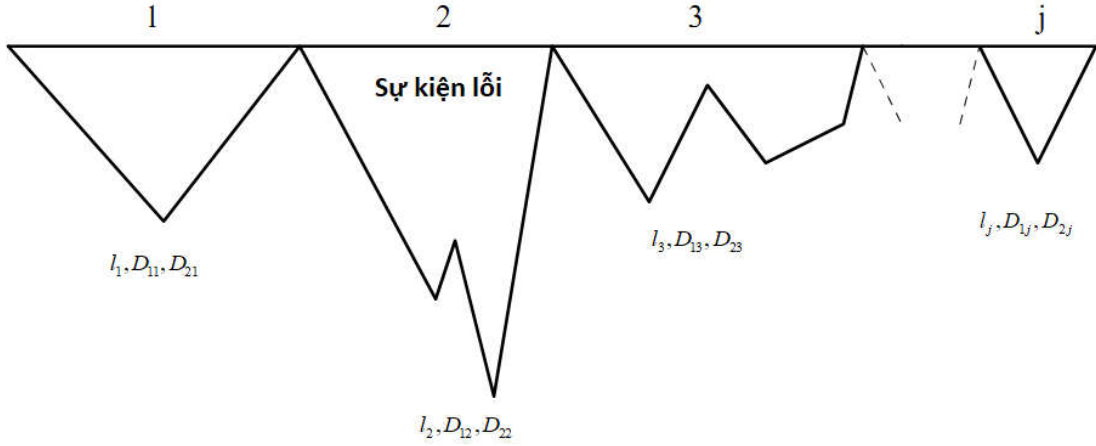
trong đó, L_{π_k} là độ dài của khối mã đầu ra của bộ mã con thành phần k ($L_{\pi_k} = \alpha_k L_{\pi}$); $W_{b_k, m_1 m_2}^{C_s}$ là hàm liệt kê trọng số có điều kiện (CWEF), thể hiện số từ mã của mã C_s có trọng số Hamming đầu vào b_k , và trọng số Hamming đầu ra m_1, m_2 , sử dụng mã chập con thành phần k có tỷ lệ mã hóa R_k ; $P_{k, m_1 m_2, QPSK, HAP}(X, \widehat{X})$ là xác suất lỗi cặp của hệ thống HAP khi các bit tin được mã hóa bởi mã chập con thành phần k .

Để xác định xác suất lỗi bit P_{b_k} của mã con thành phần thứ k , cần xác định được $W_{b_k, m_1 m_2}^{C_s}$. Các hệ số $W_{b_k, m_1 m_2}^{C_s}$ có thể tìm được mỗi khi hàm liệt kê trọng số đầu vào - đầu ra (IOWEF) của các mã chập con thành phần thứ k hay còn gọi là phổ của mã: $W^{C_{k,o}}(B, L)$ và IOWEF của mã URC: $W^{C_i}(L, D_1, D_2)$ được xác định.

Với giả thiết bộ đan xen ngẫu nhiên đồng dạng, là thiết bị xác suất ánh xạ chuỗi đầu vào có trọng số l , độ dài L_{π} thành $\binom{L_{\pi}}{l}$ các phép hoán vị có xác suất bằng nhau và bằng $1/\binom{L_{\pi}}{l}$ sao cho từ mã đầu ra của bộ mã con thành phần k ($C_{k,o}$) và từ mã đầu vào của bộ mã trong C_i có cùng trọng số. Trong trường hợp này, tổng số từ mã tại đầu ra bộ đan xen có trọng số m_1, m_2 với trọng số thông tin b_k sẽ là $W^{C_{k,o}}(B, l) \times W^{C_i}(l, D_1, D_2)$ và một trong những từ mã này được tạo ra với xác suất là $1/\binom{L_{\pi}}{l}$. Do vậy, CWEF $W_{b_k, m_1 m_2}^{C_s}$ có quan hệ với IOWEF của mã con thành phần thứ k như sau [7]:

$$\begin{aligned} W_k^{C_s}(B, D_1, D_2) &= \sum_{b_k} \sum_{m_1} \sum_{m_2} W_{b_k, m_1 m_2}^{C_s} B^{b_k} D_1^{m_1} D_2^{m_2} \\ &= \sum_l \frac{W^{C_{k,o}}(B, l) \times W^{C_i}(l, D_1, D_2)}{\binom{L_{\pi}}{l}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Theo định nghĩa, các từ mã khác không của mã khối tương đương là các sự kiện lỗi của các mã chập thành phần khi từ mã toàn không được phát. Gọi $W_j(l, D_1, D_2)$ là hệ số trọng số đầu vào-đầu ra có j sự kiện lỗi với trọng số đầu vào l , trọng số đầu ra D_1, D_2 .



Hình 4. 2. Chuỗi mã vòng trong $W_j(l, D_1, D_2)$

Vì L_π và L_{π_k} lớn, nên các hệ số trọng số $W^{C_{k,o}}$ và W^{C_i} của các mã con thành phần k vòng ngoài và mã vòng trong có thể được xấp xỉ bởi [6]:

$$W^{C_{k,o}}(B, l) \approx \sum_{n^o=1}^{n_M^o} \binom{L_\pi / p_k}{n^o} W_{n^o}^{C_{k,o}}(B, l) \quad (4.21)$$

$$W^{C_i}(l, D_1, D_2) \approx \sum_{n^i=1}^{n_M^i} \binom{L_\pi}{n^i} W_{n^i}^{C_i}(l, D_1, D_2) \quad (4.22)$$

trong đó n_M^o , n_M^i là số sự kiện lỗi lớn nhất có trong từ mã của bộ mã vòng ngoài và bộ mã vòng trong.

Thay (4.21) và (4.22) vào (4.20) ta được:

$$W_k^{C_s}(B, D_1, D_2) \approx \sum_{l=d_f^o}^{L_\pi} \sum_{n^o=1}^{n_M^o} \sum_{n^i=1}^{n_M^i} \frac{\binom{L_\pi / p}{n^o} \binom{L_\pi}{n^i}}{\binom{L_\pi}{l}} W_{n^o}^{C_{k,o}}(B, l) W_{n^i}^{C_i}(l, D_1, D_2) \quad (4.23)$$

trong đó $d_{k,f}^o$ là khoảng cách tự do của mã con thành phần k .

Đơn giản (4.23), ta được:

$$W_k^{C_s}(B, D_1, D_2) \approx \sum_{l=d_f^o}^{L_\pi} \sum_{n_k^o=1}^{n_M^o} \sum_{n^i=1}^{n_M^i} L_\pi^{n^o+n^i-l} \frac{l!}{p^{n^o} n^o! n^i!} W_{n^o}^{C_{k,o}}(B, l) W_{n^i}^{C_i}(l, D_1, D_2) \quad (4.24)$$

Cuối cùng, thay (4.24) vào (4.19) ta được:

$$P_{b_k} \approx \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_{b_k} \frac{b_k}{R_k} \sum_{l=d_{k,f}^o}^{L_\pi} \sum_{n^o=1}^{n_M^o} \sum_{n^i=1}^{n_M^i} (L_\pi)^{n_k^o+n^i-l-1} \frac{l!}{p^{n^o} n^o! n^i!} W_{n^o}^{C_{k,o}}(B, l) W_{n^i}^{C_i}(l, D_1, D_2) \quad (4.25)$$

$$\dots P_{k, m_1, m_2, QPSK, HAP}(X, \widehat{X})$$

Với L_π lớn nên hệ số của thành phần chi phối trong (4.25) là hệ số L_π có mũ cực đại. Kí hiệu mũ cực đại của L_π là $\alpha_M = \max\{n^o + n^i - l - 1\}$. Vì các mã chập sử dụng ở bộ mã hóa vòng trong là mã đệ quy, nên trọng số nhỏ nhất của chuỗi đầu vào của bộ mã hóa này tạo ra sự kiện lỗi là 2. Vì vậy, chuỗi đầu vào trọng số l có thể tạo ra nhiều nhất $\lfloor l/2 \rfloor$ sự kiện lỗi. Đối với bộ mã hóa vòng ngoài, số sự kiện lỗi sẽ là:

$$n_M^o \leq \lfloor l/d_f^o \rfloor \quad (4.26)$$

Vi vậy,

$$\alpha_M \leq \max_l \left\{ \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{l}{2} \right\rfloor - l - 1 \right\} \quad (4.27)$$

$$= \left\{ \left\lfloor \frac{l}{d_f^o} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{l+1}{2} \right\rfloor - 1 \right\}$$

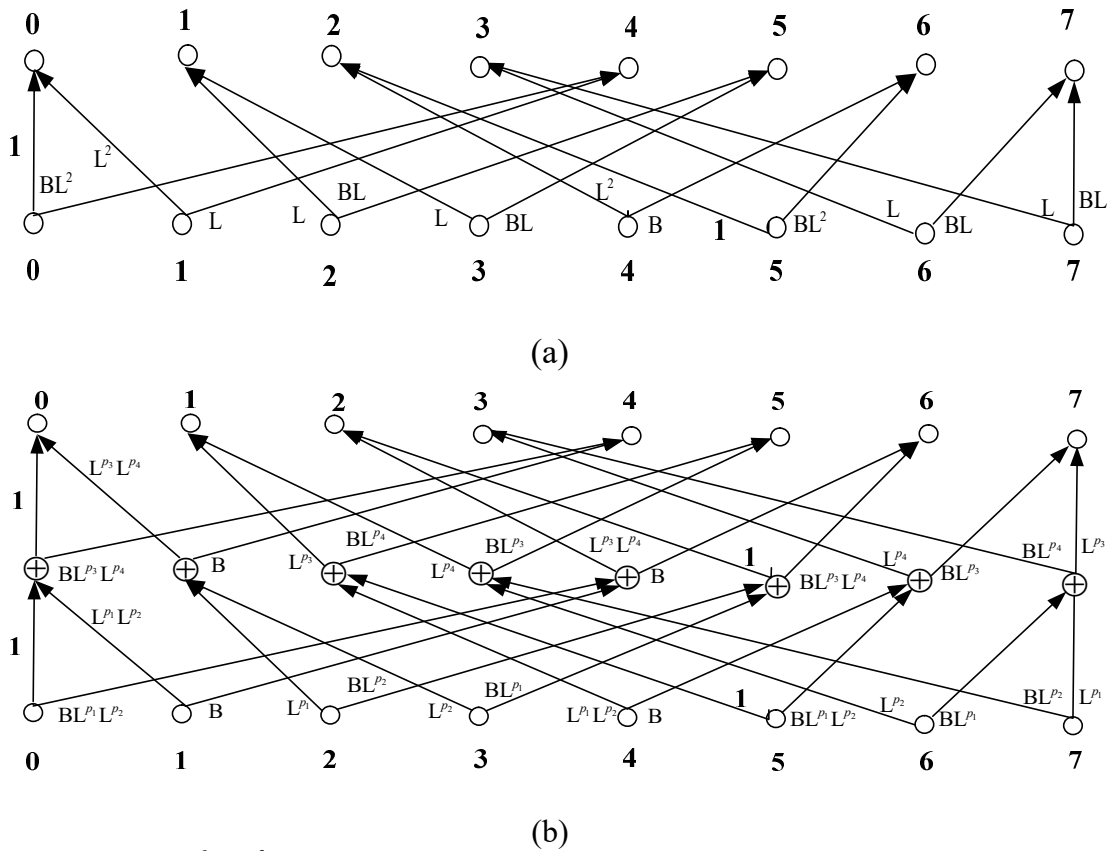
Vì $d_f^o \geq 2$, nên (4.26) cực đại khi $l = d_f^o$. Vì vậy:

$$\alpha_M = - \left\lfloor \frac{d_f^o + 1}{2} \right\rfloor \quad (4.28)$$

trong đó, $d_f^o = \sum_k \alpha_k d_{k,f}^o$, với $d_{k,f}^o$ là khoảng cách tự do của mã chập con thành phần thứ k .

4.2.2. Hàm liệt kê trọng số của mã chập con thành phần

Để xác định được hàm liệt kê trọng số của các mã chập con thành phần sử dụng trong IrCC, phương pháp hàm truyền đạt đã được sử dụng. Vì các mã chập con được xây dựng từ mã chập mẹ. Do đó, điều cần thiết là phải xây dựng được biểu đồ lưới trạng thái mở rộng cho các mã chập con thành phần kết hợp với ma trận đục lỗ. Vì vậy, các bước xác định hàm truyền đạt của mã chập con thành phần như sau:



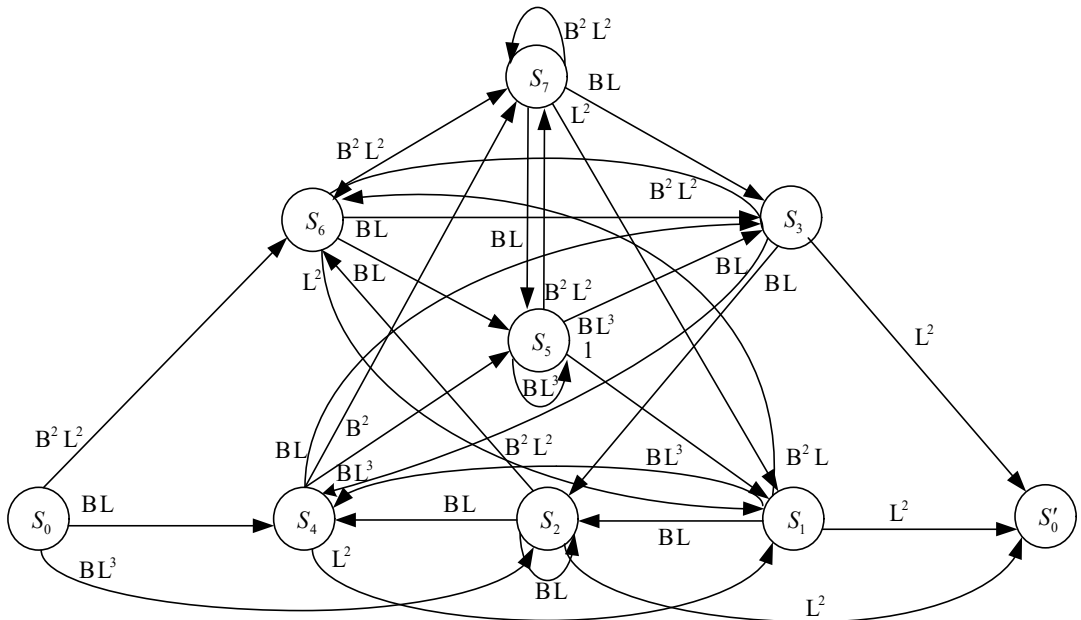
Hình 4. 3. Biểu đồ lưới của CC(1,15/17): tỷ lệ mã hóa $R_c=0,5$ (a) và $R_c=0,67$ (b)

- (i) Xây dựng biểu đồ lưới trạng thái: Gán nhãn các nhánh giữa 2 trạng thái liên tiếp bằng các biến giả B, L cùng số mũ tương ứng. Trong đó, số mũ của B chỉ khoảng cách Hamming của chuỗi đầu vào so với chuỗi đầu vào toàn 0, còn số mũ của L thể hiện khoảng cách Hamming của chuỗi đầu ra với chuỗi đầu ra toàn “0” (hình 4.3). Khi đó, tại các thời điểm $t=1$ đến $N + \zeta - 1$ (ζ là độ dài hạn chế) thực hiện tính:

$$F_{S_t}(B, L) = \sum_{S_{t-1} \in \Lambda_{S_t}} F_{S_{t-1}}(B, L) \cdot G_{S_{t-1}, S_t}(B, L) \quad (4.29)$$

trong đó, $F_{S_t}(B, L)$ thể hiện các hệ số của đa thức tại nút trạng thái thời điểm t ; S_t ; $G_{S_{t-1}, S_t}(B, L)$ là nhân của nhánh giữa trạng thái S_{t-1} và trạng thái S_t ; S_t là tập các trạng thái của sơ đồ lưới tại thời điểm t , $S_t = (0, \dots, 2^{\zeta-1} - 1)$.

(ii) Xây dựng biểu đồ lưới trạng thái mở rộng: từ biểu đồ lưới trạng thái hình 4.3b, tách trạng thái “không” thành hai trạng thái riêng biệt là trạng thái bắt đầu S_0 và trạng thái kết thúc S'_0 (hình 4.4).



Hình 4. 4. Biểu đồ trạng thái mở rộng của mã chập CC(1,15/17), $R_c = 0,67$

(iii) Thiết lập các phương trình tuyến tính thể hiện mối quan hệ giữa các trạng thái: từ biểu đồ lưới trạng thái mở rộng ở hình 4.4, mỗi trạng thái trong biểu đồ sẽ được biểu diễn theo các trạng thái khác qua các phương trình tuyến tính như sau:

$$S'_0 = L^2 S_1 + L^2 S_2 + L^2 S_3 \quad (4.30)$$

$$S_1 = L^2 S_4 + S_5 + L^2 S_6 + L^2 S_7 \quad (4.31)$$

$$S_2 = BL^3 S_0 + BL S_1 + BL S_2 + BL S_3 \quad (4.32)$$

$$S_3 = BL S_4 + BL^3 S_5 + BL S_6 + BL S_7 \quad (4.33)$$

$$S_4 = BL S_0 + BL^3 S_1 + BL S_2 + BL S_3 \quad (4.34)$$

$$S_5 = BL^3 S_4 + BL S_5 + BL S_6 + BL S_7 \quad (4.35)$$

$$S_6 = B^2 L^2 S_0 + B^2 L S_1 + B^2 L^2 S_2 + B^2 L^2 S_3 \quad (4.36)$$

$$S_7 = B^2 S_4 + B^2 L^2 S_5 + B^2 L^2 S_6 + B^2 L^2 S_7 \quad (4.37)$$

(iv) Giải các phương trình tuyến tính (4.30)-(4.37) để xác định tỷ số S'_0/S_0 , tìm được hàm truyền đạt, hàm liệt kê trọng số của các mã chập con.

Áp dụng thủ tục tìm hàm truyền đạt ở trên đối với mã chập con CC(1,15/17), $R_c=0,67$ được xây dựng từ mã chập mẹ CC(1,15/17), $R_c=0,5$, sử dụng ma trận đực lỗ

$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, ta được hàm liệt kê trọng số của mã chập con CC(1,15/17), $R_c=0,67$ sẽ

là:

$$W_{0,67}(B,L) = 2B^2 L^3 + BL^4 + 3BL^5 + 2B^2 L^5 + 2B^3 L^5 + 3BL^6 + B^2 L^6 + 5B^3 L^6 \quad (4.38)$$

$$+ B^4 L^6 + 2B^2 L^7 + 2B^4 L^7 + B^5 L^7 + B^3 L^8 + B^4 L^8 + B^2 L^9 + B^4 L^9$$

Tương tự đối với các mã chập con thành phần có tỷ lệ mã hóa $R_k = 0,2; 0,6; 0,7; 0,9$, áp dụng thủ tục tìm hàm truyền đạt, ta dễ dàng xác định được hàm liệt kê trọng số của các mã chập con này là:

$$W_1 = BL^{15} + B^2 L^{18} + B^3 L^{19} + 2B^2 L^{20} + B^3 L^{21} + 2B^4 L^{22} \quad (4.39)$$

$$+ 2B^3 L^{23} + 2B^4 L^{24} + BL^{13} \dots$$

$$W_5(B,L) = L^3(B^2 + B) + L^4(B^4 + B^3 + B^2) \quad (4.40)$$

$$+ L^5(B + B^2 + B^4 + B^7) + \dots$$

$$W_6(B,L) = L^2(B^7 + B^5 + 2B^3) \quad (4.41)$$

$$+ L^3(B^8 + 7B^7 + 3B^5 + 6B^4 + 6B^3 + 2B^2)$$

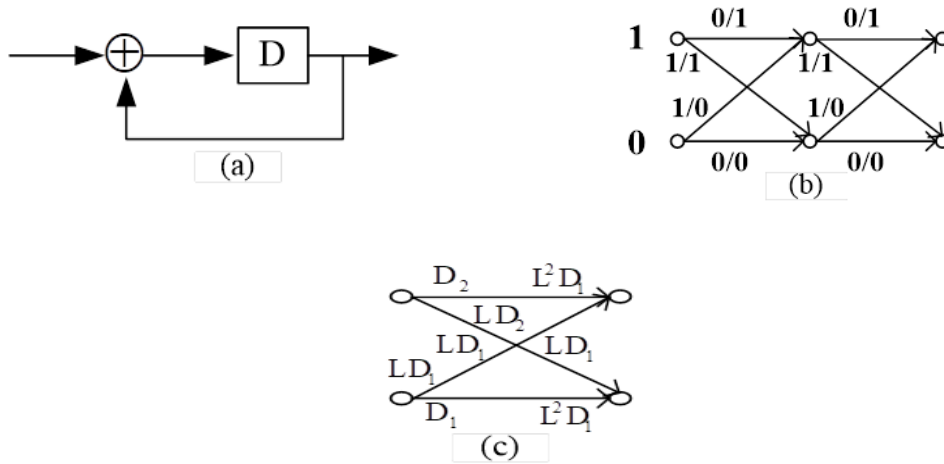
$$+ L^4(B^4 + B^2 + B)$$

$$+ L^5(3B^6 + 2B^5 + 2B^4 + 3B^3 + B^2) + \dots$$

$$\begin{aligned}
 W_8(B, L) = & L^2(B^{12} + B^{10} + B^8 + B^6 + B^2) \\
 & + L^3(B^{17} + B^{16} + B^{15} + B^{14} + B^4) \\
 & + L^4(3B^{20} + B^{29} + 3B^{28} + 2B^{27} + 8B^{26} + \dots + 5B^3 + 6B^2 + 1) \\
 & + L^5 \left(\begin{aligned} & 4B^{39} + B^{38} + 4B^{37} + 2B^{36} + 17B^{35} + 16B^{34} + 20B^{33} + \\ & + 20B^{32} + 26B^{31} + 61B^{30} + 40B^{29} + 65B^{28} + 35B^{27} + \\ & + 101B^{26} + 85B^{25} + 111B^{23} + 77B^{22} + \dots + 10B^5 + 6B^4 \end{aligned} \right) + \dots
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

4.2.3. Hàm liệt kê trọng số của mã URC

Để xác định được hàm liệt kê trọng số của mã URC, ta xét sơ đồ bộ mã hóa, sơ đồ lưới và sơ đồ lưới hợp nhất của mã URC có độ dài ràng buộc là 2 và các đa thức sinh $G=[2/3]$ (hình 4.5). Trong đó, các biến D_1 và D_2 là các biến giả. Các số đo trên mỗi nhánh của URC được thể hiện ở hình 4.5c, với mũ của L biểu thị khoảng cách Hamming của chuỗi đầu vào.



Hình 4. 5. Sơ đồ lưới hợp nhất của URC

Với cơ chế điều chế QPSK được sử dụng, sơ đồ lưới hợp nhất của URC sẽ có hai trạng thái và $M/2$ các cạnh song song giữa mỗi trạng thái bắt đầu và kết thúc. Khi đó, hàm liệt kê trọng số của URC được xác định như sau:

$$W(L, D_1, D_2) = \sum_l \sum_{m_1} \sum_{m_2} b_{l, m_1, m_2} L^l D_1^{m_1} D_2^{m_2} \tag{4.43}$$

Cụ thể với mã URC(2/3):

$$\begin{aligned}
W(L, D_1, D_2) &= \frac{2LD_1(LD_1 + LD_2)}{1 - L^2D_1 - D_2} \\
&= 2L^2D_1(D_2^5 + D_2^4 + D_2^3 + D_2^2 + D_2) \\
&\quad + 2L^2D_1^2(D_2^5 + D_2^4 + D_2^3 + D_2^2 + D_2 + 1) \\
&\quad + 2L^4D_1^2(5D_2^5 + 4D_2^4 + 3D_2^3 + 2D_2^2 + D_2) \\
&\quad + 2L^4D_1^3(6D_2^5 + 5D_2^4 + 4D_2^3 + 3D_2^2 + 2D_2 + 1) + \dots
\end{aligned} \tag{4.44}$$

Khi đó hàm liệt kê trọng số của CC-URC-QPSK và IrCC-URC-QPSK qua các mã chập con thành phần có các tỷ lệ mã hóa $R_c=0,67; 0,2; 0,6; 0,7$ và $0,9$ sẽ là:

$$\begin{aligned}
W_{0,67}(B, D_1, D_2) &= 2 \binom{L_\pi}{4} BD_1^2 (5D_2^5 + 4D_2^4 + 3D_2^3 + 2D_2^2 + D_2) \\
&\quad + 2 \binom{L_\pi}{4} BD_1^3 (6D_2^5 + 5D_2^4 + 4D_2^3 + 3D_2^2 + 2D_2 + 1) + \dots
\end{aligned} \tag{4.45}$$

$$\begin{aligned}
W_1(B, D_1, D_2) &= 2 \binom{L_\pi}{18} B^2 D_1^{13} (1287D_2^5 + 495D_2^4 + 165D_2^3 + 45D_2^2 + 9D_2 + 1) \\
&\quad + 2 \binom{L_\pi}{18} B^2 D_1^{12} (495D_2^5 + 165D_2^4 + 45D_2^3 + 9D_2^2 + D_2) + \dots
\end{aligned} \tag{4.46}$$

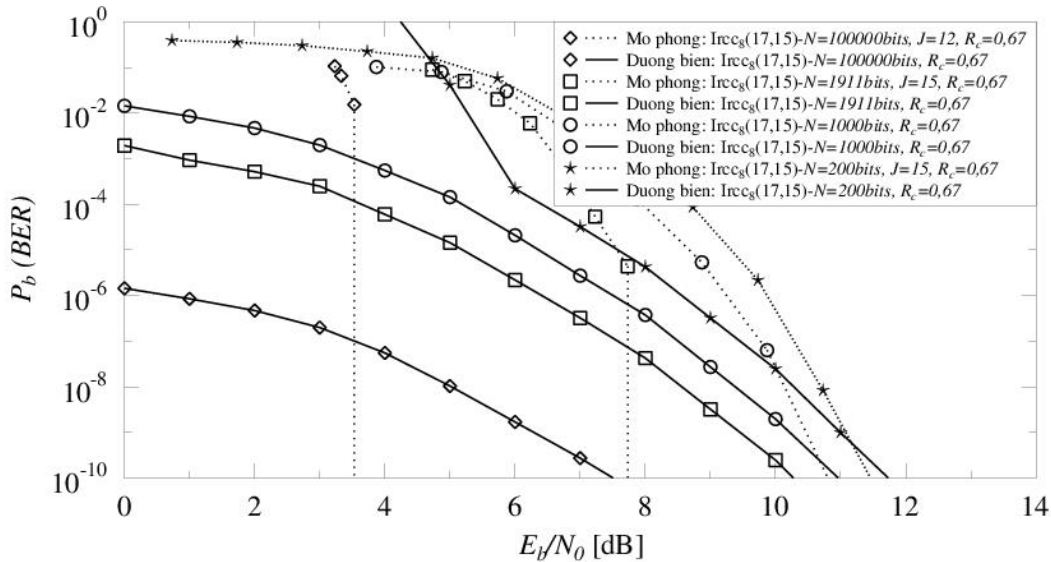
$$\begin{aligned}
W_5(B, D_1, D_2) &= 2 \binom{L_\pi}{4} D_1^2 (B^4 + B^3 + B^2) (4D_2^4 + 3D_2^3 + 2D_2^2 + D_2) \\
&\quad + 2 \binom{L_\pi}{4} D_1^3 (B^4 + B^3 + B^2) \\
&\quad (6D_2^5 + 5D_2^4 + 4D_2^3 + 3D_2^2 + 2D_2 + 1)
\end{aligned} \tag{4.47}$$

$$\begin{aligned}
W_6(B, D_1, D_2) &= 2 \binom{L_\pi}{2} D_1 (D_2^5 + D_2^4 + D_2^3 + D_2^2 + D_2) \\
&\quad (B^7 + B^5 + 2B^3) \\
&\quad + 2 \binom{L_\pi}{2} D_1^2 (D_2^5 + D_2^4 + D_2^3 + D_2^2 + D_2 + 1) \\
&\quad (B^7 + B^5 + 2B^3) + \dots
\end{aligned} \tag{4.48}$$

$$W_8(B, D_1, D_2) = 2 \left/ \left(\frac{L_\pi}{4} \right) D_1^2 (6D_2^5 + 5D_2^4 + 4D_2^3 + 3D_2^2 + 2D_2 + 1) \right. \\ \left. \left(\begin{array}{l} 3B^{20} + B^{29} + 3B^{28} + 2B^{27} \\ + 8B^{26} + \dots + 5B^3 + 6B^2 + 1 \end{array} \right) + \dots \right. \quad (4.49)$$

4.2.4. Kết quả đạt được

Xét cơ chế mã hóa IrCC₈(17,15)-URC-QPSK (C_s) qua kênh HAP chuyên mạch hai trạng thái có bộ tham số α_k là $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8] = [0,094 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0,224 \ 0,487 \ 0 \ 0,195]$. Trong đó, các mã chập con thành phần có khoảng cách tự do tương ứng là $d_{k,f}^0 = 13, 3, 2, 2$ với $k = 1, 5, 6, 8$. Khi đó, áp dụng (4.25) và (4.17) để đánh giá hiệu năng của IrCC₈(17,15)-URC-QPSK. Để đơn giản trong tính toán (4.25), chỉ những thành phần có ảnh hưởng lớn đến tổng (4.25) mới được xét đến. Đó là những thành phần tạo ra trọng số nhỏ tại đầu ra của bộ mã hóa vòng trong.



Hình 4. 6. Đường biên trên về xác suất lỗi bit của hệ thống HAP sử dụng cơ chế mã hóa IrCC₈(17,15)-URC-QPSK, $R_c=0,67$, qua kênh HAP chuyên mạch hai trạng thái

Hình 4.6 biểu diễn các kết quả đánh giá hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC₈(17,15)-URC-QPSK qua mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit

và mô phỏng. Kết quả cho thấy, với số lần lặp đủ lớn, đường biên xác suất lỗi bit tại vùng E_b/N_o đủ lớn khá sát với kết quả mô phỏng. Với kích cỡ khung tin khác nhau, các đường biên xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK đều cho thấy có cùng độ dốc và thể hiện được độ lợi đan xen như trong (4.28) khi tăng kích cỡ khung tin. Điều này có nghĩa là với khung tin có kích cỡ từ $N=100$ lên $N=1000$ thì độ lợi đan xen đạt được khoảng 10^{-2} .

Nhìn chung, mô hình giải tích ở trên cho phép có những đánh giá nhanh hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP, giúp kiểm chứng lại các kết quả thiết kế mã kênh và đánh giá hiệu năng mã kênh qua mô phỏng cho hệ thống HAP.

4.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4

Với mục tiêu xây dựng mô hình giải tích để đánh giá nhanh hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP, chương này đã đạt được một số kết quả nghiên cứu mới như sau:

- ✚ Xây dựng công thức tính xác suất lỗi cặp cho hệ thống HAP sử dụng điều chế QPSK qua các mô hình kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và chuyển mạch hai trạng thái.
- ✚ Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi để đánh giá hiệu năng cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP. Mô hình được tính toán dựa trên xác suất lỗi bit của các mã chập con thành phần tham gia vào quá trình mã hóa và giải mã IrCC theo các hệ số trọng số tối ưu thiết kế.
- ✚ Thiết lập các bước xây dựng sơ đồ lưới mở rộng cho mã chập con thành phần được sử dụng trong IrCC. Từ đó tạo cơ sở cho việc xác định hàm liệt kê trọng số của các mã chập con thành phần.

Các kết quả đạt được cho thấy mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi là công cụ đánh giá nhanh hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP.

KẾT LUẬN

Mục tiêu của luận án là tập trung vào ba vấn đề nghiên cứu chính là: (i) Nghiên cứu thiết lập các đường biên dung lượng kênh của hệ thống HAP qua một số phương thức điều chế tách sóng nhất quán như QPSK, 16QAM, 64QAM,...; (ii) Đề xuất sử dụng và thiết kế mã kênh IrCC tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP sử dụng biểu đồ EXIT; (iii) Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi để đánh giá hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP. Để đạt được mục tiêu đặt ra, luận án đã thực hiện được các đóng góp mới như sau:

1. Thiết lập các đường biên dung lượng kênh cho hệ thống HAP

Dựa trên các khảo sát của các nghiên cứu trước, NCS nhận thấy rằng các nghiên cứu đánh giá hiệu năng mã kênh sử dụng trong hệ thống HAP đều không bàn luận đến hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh cũng như dung lượng DCMC. Vì vậy, để thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh, luận án đã thực hiện thiết lập các đường biên dung lượng DCMC cho hệ thống HAP qua một số mô hình kênh HAP tiêu biểu là: kênh HAP pha-đỉnh Rice, Rayleigh và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái, sử dụng các phương thức điều chế tách sóng nhất quán QPSK, 8PSK, 16QAM và 64 QAM. Ngoài sự phụ thuộc vào phương thức điều chế sử dụng, các đường biên dung lượng DCMC cho thấy sự phụ thuộc vào góc ngảng, bởi với mỗi vị trí góc ngảng cho điều kiện kênh HAP và chất lượng hệ thống HAP khác nhau. Do vậy, khi triển khai hệ thống HAP trong thực tế, cần xét đến vị trí góc ngảng sao cho hệ thống đạt được chất lượng thông tin tốt nhất. Hơn nữa, các đường biên dung lượng DCMC sẽ được sử dụng để đánh giá hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh của mã kênh thiết kế cho hệ thống HAP. Ngoài ra, từ đường biên dung lượng DCMC, các tham số đánh giá hiệu năng khác cho hệ thống HAP như: xác suất tới hạn và dung lượng tới hạn cũng được xem xét. Các kết quả đạt được trong đóng góp này sẽ là nguồn tham khảo tốt trong thiết kế và triển khai hệ thống HAP.

2. Đề xuất và thiết kế 28 bộ tham số mã kênh tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP

Trong nghiên cứu về mã kênh sử dụng cho hệ thống HAP, NCS đã đề xuất sử dụng IrCC với mục tiêu tiếp cận dung lượng kênh. Các đóng góp chính trong nhóm kết quả này là:

- ✚ Thiết kế IrCC₈ và IrCC₁₇ cho hai trường hợp sử dụng mã chập mọt: CC(1, 15/17) và CC(1,27/31) sử dụng công cụ biểu đồ EXIT, qua: (i) một số mô hình kênh điển hình của hệ thống HAP: kênh HAP pha-đỉnh Rice; Rayleigh và kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái; (ii) các cơ chế điều chế: QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM; (iii) tỷ lệ mã hóa: 0,5; 0,67; 0,75. Cụ thể, luận án đã thiết kế được 28 bộ tham số cho IrCC. Từ đó hoàn toàn có thể thiết kế được IrCC với các kịch bản khác. Đồng thời, luận án cũng đã đạt được các kết quả đánh giá hiệu năng của IrCC-URC-MOD qua công cụ mô phỏng.
- ✚ Với đề xuất sử dụng IrCC ở bộ mã hóa vòng ngoài trong cơ chế mã hóa của công trình nghiên cứu [12] đã cho thấy hiệu năng đạt được tốt hơn so với PCCC và SCCC của [12]. Chẳng hạn, khi số vòng lặp giải mã và kích cỡ khung tin đủ lớn, cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK, với $R_c=0,5$ cho hiệu năng tiếp cận dung lượng kênh cũng như độ lợi mã hóa cải thiện hơn khoảng:
 - ✓ 1,7 dB/1,5 dB/0,8 dB qua kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice ($K=10$ dB) tương ứng đối với IrCC₁₇(31,27)/ IrCC₁₇(17,15)/ IrCC₈(17,15).
 - ✓ 1,0 dB/0,8 dB/0,5 dB qua kênh HAP chịu ảnh hưởng của pha-đỉnh Rayleigh tương ứng với IrCC₁₇(31,27)/ CC₁₇(17,15)/ IrCC₈(17,15).
 - ✓ 1,2 dB/1,1 dB/0,7 dB đối với kênh HAP chuyển mạch hai trạng thái tương ứng với IrCC₈(31,27)/ IrCC₁₇(17,15)/ IrCC₈(17,15).

Tuy nhiên, với những kết quả cải thiện hiệu năng đạt được thì độ phức tạp tính toán cũng sẽ tăng khi số vòng lặp giải mã tăng. Hơn nữa, ở kích cỡ khung tin ngắn (khoảng vài trăm bit), hiệu năng về độ lợi mã hóa cải thiện không đáng kể, thậm chí không đạt được.

3. Xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên hiệu năng xác suất lỗi bit cho hệ thống HAP

Để có những đánh giá nhanh về hiệu năng của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK sử dụng trong hệ thống HAP, luận án đã xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit. Trong mô hình này, luận án đã: (i) xây dựng công thức tính xác suất lỗi cặp cho hệ thống HAP sử dụng điều chế QPSK; (ii) xây dựng mô hình giải tích xác định đường biên xác suất lỗi bit của cơ chế mã hóa IrCC-URC-QPSK; (iii) thiết lập các bước xây dựng sơ đồ lưới mở rộng cho mã chập con thành phần được sử dụng trong IrCC, tạo cơ sở xác định hàm liệt kê trọng số của các mã chập con thành phần.

Tuy nhiên, cùng với những kết quả mới đạt được thì những vấn đề gợi mở dưới đây được xem là hướng nghiên cứu tiếp theo của luận án:

- Nghiên cứu đánh giá hiệu năng mã kênh cho hệ thống HAP qua một số mã kênh khác như: mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC), mã cực (Polar) ... hoặc cơ chế mã hóa khác.
- Xây dựng kịch bản và mô hình kênh HAP có xem xét đến ảnh hưởng của pha-đỉnh Rice che khuất ở các khu vực đô thị, ngoại thành, nông thôn. Từ đó thiết kế mã kênh tiếp cận dung lượng kênh cho hệ thống HAP qua mô hình kênh này.
- Thiết kế IrCC cho hệ thống HAP sử dụng cơ chế điều chế tách sóng không nhất quán.
- Nghiên cứu các cơ chế điều chế mã hóa thích ứng để nâng cao chất lượng thông tin cho hệ thống HAP khi HAP không tựa tĩnh và/hoặc thiết bị thu phát mặt đất di động.
- Nghiên cứu thiết kế bộ giải mã cho cơ chế mã hóa IrCC-URC-MOD.

Trên đây là một số kết luận về nội dung cũng như các kết quả nghiên cứu của luận án. Nghiên cứu sinh xin trân trọng cảm ơn các thầy giáo, cô giáo hướng dẫn và các nhà khoa học đã định hướng và góp ý để giúp nghiên cứu sinh hoàn thành luận án.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ

TẠP CHÍ KHOA HỌC

- [J1] **Hien Nguyen Thu**, Hung Nguyen Viet, Thang Le Nhat, Channel capacity for High Altitude Platform stations employing coherent detection, *Tạp chí nghiên cứu khoa học và công nghệ Quân sự*, Số 46, 12/2016, tr. 36-42.
- [J2] **Nguyen Thu Hien**, Nguyen Viet Hung, Vu Van San, Le Nhat Thang, Design of a near-capacity channel code for High Altitude Platform systems, *Tạp chí nghiên cứu khoa học và công nghệ Quân sự*, Số 52, 12/2017, tr.52-59.
- [J3] **Hien Thi Thu Nguyen**, Hung Viet Nguyen, Thang Nhat Le, Performance upper bounds of High Altitude Platform systems over a two-state switched channel, *International Journal of Applied Engineering Research*, ISSN 0973-4562, Volume 13, Number 18 (2018), pp. 13932-13939.

HỘI NGHỊ KHOA HỌC

- [C1] **Hien Thi Thu Nguyen**, Hung Viet Nguyen, Thang Nhat Le, Design of near-capacity channel codes for High Altitude Platform systems over a two-state switched channel model, *Hội nghị quốc gia lần thứ 21 về Điện tử, Truyền thông và CNTT (REV-ECIT)*, 2018.

CÁC CÔNG TRÌNH CÓ LIÊN QUAN

- [J1] **Nguyễn Thu Hiền**, Lê Nhật Thăng, Vũ Thúy Hà, Phân tích hiệu năng mã kênh sử dụng kỹ thuật đường biên, *Tạp chí CNTT&TT – số chuyên san Đại học Thái Nguyên*, Tập 116, số 02, 2014, tr. 51-56.
- [J2] **Nguyễn Thu Hiền**, Lê Nhật Thăng, Nguyễn Thúy Anh, Nghiên cứu ứng dụng biểu đồ EXIT trong phân tích và thiết kế các hệ thống giải mã lặp, *Tạp chí nghiên cứu khoa học và công nghệ Quân sự*, Số 41, 10/2015, tr. 50-56.
- [J3] **Nguyen Thu Hien**, Vu Van San, Nguyen Viet Hung, Channel capacity of High Altitude Platform systems: A Case Study, *Journal of Information and Communication: Ministry of Information and Communications*, Vol. E-3, No. 14, p. 54–60, 2017.

- [J4] **Nguyen Thu Hien**, Vu Van San, Nguyen Viet Hung, Channel capacity for High Altitude Platform systems employing non-coherent detection, *Journal of Science and Technology: Technical Universities*, No. 121/2017, p. 41-47.

PHỤ LỤC

PHỤ LỤC A: THUẬT TOÁN ĐƯỜNG CONG EXIT

- 1: procedure EXIT curve($N, R_c, \sigma_k, \mathbf{I}_A, \mathbf{u}_i$)
- 2: for $j = 1 : N/R_c$ do /Tạo LLR từ kênh/
- 3: $L_{De-CSI,j} = \log \frac{\sum_{x \in \{0\}} P(y|x, a)}{\sum_{x \in \{1\}} P(y|x, a)}$
- 4: end for
- 5: for $q = 1 : \text{length}(\mathbf{I}_{A,i})$ do
- 6: $\sigma_k = J^{-1}(I_{A,i}(q))$
- 7: for $j = 1 : N/R_c$ do
- 8: $L_{ai}(j) = \frac{\sigma_k^2}{2} + AWGN(0, \sigma_k^2)$ /Tạo LLR tiên nghiệm/
- 9: end for
- 10: $\mathbf{L}_{q,i} = \text{logDecode}(\mathbf{L}_{ai}, \mathbf{L}_{De-CSI})$ /Thực hiện thuật toán giải mã/
- 11: $\mathbf{L}_{e,i} = \mathbf{L}_{pi} - \mathbf{L}_{ai}, i = 1, 2.$
- 12: $l = \text{length}(u_i)$ /Ước lượng pdf của $\mathbf{L}_{e,i}$ /
- 13: $H = \text{hist}(\mathbf{L}_{e,i}, u_i)$
- 14: for $j = 1 : l$ do
- 15: $p_j = H_j / \text{sum}(H)$
- 16: end for
- 17: $I_{E,i} = 0$ /Tính thông tin tương hỗ/
- 18: for $j = 1 : l$ do
- 19: $I_{E,i} = I_{E,i} + \frac{1}{2} p_j \log_2 \frac{2p_j}{p_j + p_{l-j}} + \frac{1}{2} p_{l-j} \log_2 \frac{2p_{l-j}}{p_j + p_{l-j}}$

20: end for

21: end for

22: end procedure output $\mathbf{I}_{E,i}$

PHỤ LỤC B: THUẬT TOÁN TỐI ƯU HỆ SỐ TRỌNG SỐ [72]

B.1. Thuật toán tối ưu

$\boldsymbol{\beta} = \mathbf{0}, l = l_{min} = 0, J_{min} = 1e10 :$

WHILE ($l < (l_{min} + \Delta l)$)

$\mathbf{e}_b = \mathbf{T}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{T} \boldsymbol{\beta} - \mathbf{T}^T \mathbf{A}^T (\mathbf{b} - \mathbf{A} \boldsymbol{\alpha}_c)$

IF ($\mathbf{e}_b \neq \mathbf{0}$) THEN

$\boldsymbol{\beta} = \boldsymbol{\beta} - \mathbf{e}_b^T \mathbf{e}_b / (\mathbf{e}_b^T \mathbf{T}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{T} \mathbf{e}_b) \cdot \mathbf{e}_b$

END

$\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{T} \boldsymbol{\beta} + \boldsymbol{\alpha}_c$

CALL <Bước chiều>

$l = l + 1 ,$

$J = \|\mathbf{A} \boldsymbol{\alpha} - \mathbf{b}\|_2 ,$

IF ($J < J_{min}$) THEN

$\boldsymbol{\alpha}_{opt} = \boldsymbol{\alpha}, J_{min} = J, l_{min} = l$

END

END

B.2. Bước chiều

DO

/*Chiều lên */


```

e=Aα-b
FOR  $j=1$  TO  $P$  DO
IF ( $e_j < 0$ ) THEN  $e_j = 0$  END
END
δ = e-Aα+b
IF ( $δ > 0$ ) THEN
b' = AATδ
 $m = \max_{j=1, \dots, P: \delta_j > 0} (\delta_j / b'_j)$ 
α = α + mATδ
END
α' = α
/*Chiều lên A*/
FOR  $i=1$  TO  $L$  DO
IF ( $α_i < 0$ ) THEN  $α_i = 0$  END
IF ( $α_i > 1$ ) THEN  $α_i = 1$  END
END
/*Chiều lên C*/
β=(TTT)-1 TT(α-αc)
α=Tβ+αc
WHILE ( $\|α' - α\|_2 > \varepsilon$ )

```

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Adnan, B. M., Chakma, S., Alam, M. J., and Alamgir, F. M., Matlab based performance replication in high altitude platforms (HAPs) communication system, in *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, (IEEE, 2016), pp. 3606–3613.
- [2] Akyildiz, I. F., Wang, X., and Colella, N. J., HALO (High Altitude Long Operation): a broadband wireless metropolitan area network, in *1999 IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99)(Cat. No. 99EX384)*, (IEEE, 1999), pp. 271–275.
- [3] Al-Hourani, A., Kandeepan, S., and Jamalipour, A., Modeling air-to-ground path loss for low altitude platforms in urban environments, in *2014 IEEE Global Communications Conference*, (IEEE, 2014), pp. 2898–2904.
- [4] Anghel, C., Stanciu, C., and Paleologu, C., Efficient FPGA Implementation of a CTC Turbo Decoder for WiMAX/LTE Mobile Systems, *Field: Programmable Gate Array* (2017) 25.
- [5] Aragon-Zavala, A., Cuevas-Ruiz, J. L., and Delgado-Penín, J. A., *High-altitude platforms for wireless communications*, (John Wiley & Sons, 2008).
- [6] Bahl, L., Cocke, J., Jelinek, F., & Raviv, J., Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate, *IEEE Transactions on Information Theory* 20.2 (1974) 284–287.
- [7] Benedetto, S., Divsalar, D., Montorsi, G., and Pollara, F., Serial concatenation of interleaved codes: performance analysis, design, and iterative decoding, *IEEE Transactions on Information Theory* 44 (1998) 909–926.
- [8] Benedetto, S., and Montorsi, G., Unveiling turbo codes: some results on parallel concatenated coding schemes, *IEEE Transactions on Information Theory* 42 (1996) 409–428.
- [9] Bergren, S., Design Considerations for a 5G Network Architecture, *ArXiv Preprint ArXiv:1705.02902* (2017).

- [10] Berrou, C., Adde, P., Angui, E., and Faudeil, S., A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture, in *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, 1993), pp. 737–740 vol.2.
- [11] Berrou, C., Glavieux, A., and Thitimajshima, P., Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1, in *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, 1993), pp. 1064–1070 vol.2.
- [12] Boch, A., Laddomada, M., Mondin, M., and Daneshgaran, F., Advanced channel coding for HAP-based broadband services [internetworking and resource management in satellite systems series], *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* **22** (2007) C7–C16.
- [13] Bucaille, I., Héthuin, S., Munari, A., Hermenier, R., Rasheed, T., and Allsopp, S., Rapidly deployable network for tactical applications: Aerial base station with opportunistic links for unattended and temporary events absolute example, in *MILCOM 2013-2013 IEEE Military Communications Conference*, (IEEE, 2013), pp. 1116–1120.
- [14] CCIR XVIth Recommendations and Reports, Influence of terrain irregularities and vegetation on tropospheric propagation, *Int. Telecommun. Union, Geneva, Switzerland* **5, Rep. 236-6** (1986).
- [15] Conan, Jean, The Weight Spectra of Some Short Low-Rate Convolutional Codes, *IEEE Transactions on Communications* **32.9** (1984) 1050–1053.
- [16] Craig, J. W., A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations, in *MILCOM 91-Conference Record*, (IEEE, 1991), pp. 571–575.
- [17] Cuevas-Ruiz, J. L., Aragón-Zavala, A., Medina-Acosta, G. A., and Delgado-Penin, J. A., Multipath propagation model for high altitude platform (HAP) based on circular straight cone geometry, in *2009 International Workshop on Satellite and Space Communications*, (IEEE, 2009), pp. 235–239.
- [18] Cuevas-Ruiz, J. L., and Delgado-Penin, J. A., Channel model based on semi-Markovian processes. An approach for HAPS systems, in (IEEE, 2004), pp. 52–56.

- [19] Cuevas-Ruíz, J. L., and Delgado-Penín, J. A., Channel modeling and simulation in HAPS systems, *European Wireless 2004* (2004) 24–27.
- [20] Cuevas-Ruiz, J. L., and Delgado-Penin, J. A., A statistical switched broadband channel model for HAPS links, in *2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (IEEE Cat. No. 04TH8733)*, (IEEE, 2004), pp. 290–294.
- [21] Declercq, D., Fossorier, M., and Biglieri, E., *Channel Coding: Theory, Algorithms, and Applications: Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications*, (Academic Press, 2014).
- [22] Dhillon, H. S., Huang, H., and Viswanathan, H., Wide-area wireless communication challenges for the Internet of Things, *ArXiv Preprint ArXiv:1504.03242* (2015).
- [23] Divsalar, D., and F. Pollara, Serial and hybrid concatenated codes with applications, *Proc. Int. Symp. Turbo Codes and Appls* (1997) 80–87.
- [24] Divsalar, D., Dolinar, S., and Pollara, F., Serial turbo trellis coded modulation with rate-1 inner code, in (2000), p. 194.
- [25] Dong, F., Li, M., Gong, X., Li, H., and Gao, F., Diversity Performance Analysis on Multiple HAP Networks, *Sensors (Basel)* **15** (2015) 15398–15418.
- [26] El-Hajjar, M., and Hanzo, L., EXIT charts for system design and analysis, *IEEE Communications Surveys & Tutorials* **16** (2014) 127–153.
- [27] Golub, G. H., and Van Loan, C. F., *Matrix computations*, (JHU press, 2012).
- [28] Grace, D., Mohorcic, M., Horwath, J., Capstick, M. H., Pallavicini, M. B., and Fitch, M., Communications from aerial platform networks delivering broadband for all—an overview of the CAPANINA project, in (2004).
- [29] Hagenauer, J., The EXIT chart-introduction to extrinsic information transfer in iterative processing, in *2004 12th European Signal Processing Conference*, (IEEE, 2004), pp. 1541–1548.
- [30] Hagenauer, J., and Hoehner, P., A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications, in *1989 IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition*

“*Communications Technology for the 1990s and Beyond*,” 1989), pp. 1680–1686 vol.3.

- [31] Hagenauer, J., Offer, E., and Papke, L., Iterative decoding of binary block and convolutional codes, *IEEE Transactions on Information Theory* **42** (1996) 429–445.
- [32] Hanzo, L., Ng, S. X., Webb, W. T., and Keller, T., *Quadrature amplitude modulation: From basics to adaptive trellis-coded, turbo-equalised and space-time coded OFDM, CDMA and MC-CDMA systems*, (IEEE Press-John Wiley, 2004).
- [33] Hassan, A. E. S., Dessouky, M., Elazm, A. A., and Shokair, M., Evaluation of complexity versus performance for turbo code and LDPC under different code rates, in *Proc. SPACOMM 2012: The Fourth International Conference on Advances in Satellite and Space Communication*, (2012), pp. 93–98.
- [34] John G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., (Mc-Graw Hill International Editions, 1995).
- [35] Khatalin, Sari, and John P. Fonseka, Capacity of correlated Nakagami-m fading channels with diversity combining techniques, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **55.1** (2006) 142–150.
- [36] Khatalin, Sari, and John P. Fonseka, On the channel capacity in Rician and Hoyt fading environments with MRC diversity, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **55.1** (2006) 137–141.
- [37] Khawaja, W., Guvenc, I., Matolak, D. W., Fiebig, U.-C., and Schneckenberger, N., A survey of air-to-ground propagation channel modeling for unmanned aerial vehicles, *IEEE Communications Surveys & Tutorials* (2019).
- [38] Kwon, T.-J., and Draper, J., Floating-point division and square root implementation using a Taylor-series expansion algorithm with reduced look-up tables, in *2008 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems*, (IEEE, 2008), pp. 954–957.
- [39] Lee, I., The effect of a precoder on serially concatenated coding systems with an ISI channel, *IEEE Transactions on Communications* **49** (2001) 1168–1175.
- [40] Lee, William C., *Mobile communications engineering*, (McGraw-Hill Professional, 1982).

- [41] Lee, Y.-C., and Ye, H., Sky station stratospheric telecommunications system, a high speed low latency switched wireless network, *17th AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit* (1998) 1394.
- [42] Lien, S.-Y., Chen, K.-C., and Lin, Y., Toward ubiquitous massive accesses in 3GPP machine-to-machine communications, *IEEE Communications Magazine* **49** (2011) 66–74.
- [43] Lin, Shu, and Daniel J. Costello., *Error control coding*, (Pearson Education India, 2001).
- [44] Loo, C., A statistical model for a land mobile satellite link, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **34** (1985) 122–127.
- [45] Lutz, E., Cygan, D., Dippold, M., Dolainsky, F., and Papke, W., The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **40** (1991) 375–386.
- [46] MacKay, D. J. C., and Neal, R. M., Near Shannon limit performance of low density parity check codes, *Electronics Letters* **33** (1997) 457–458.
- [47] Mohammed, A., Mehmood, A., Pavlidou, F.-N., and Mohorcic, M., The role of high-altitude platforms (HAPs) in the global wireless connectivity, *Proceedings of the IEEE* **99** (2011) 1939–1953.
- [48] Mozaffari, M., Saad, W., Bennis, M., and Debbah, M., Drone small cells in the clouds: Design, deployment and performance analysis, in *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, (IEEE, 2015), pp. 1–6.
- [49] Mozaffari, M., Saad, W., Bennis, M., and Debbah, M., Mobile Internet of Things: Can UAVs provide an energy-efficient mobile architecture?, in *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, (IEEE, 2016), pp. 1–6.
- [50] Mozaffari, M., Saad, W., Bennis, M., and Debbah, M., Unmanned aerial vehicle with underlaid device-to-device communications: Performance and tradeoffs, *IEEE Transactions on Wireless Communications* **15** (2016) 3949–3963.

- [51] Mozaffari, M., Saad, W., Bennis, M., and Debbah, M., Efficient deployment of multiple unmanned aerial vehicles for optimal wireless coverage, *IEEE Communications Letters* **20** (2016) 1647–1650.
- [52] Nauman, A., and Maqsood, M., System design and performance evaluation of high altitude platform: Link budget and power budget, in *2017 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 2017), pp. 138–142.
- [53] Ng, S. X., and Hanzo, L., On the MIMO channel capacity of multidimensional signal sets, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **55** (2006) 528–536.
- [54] Nguyen, H. V., Xu, C., Ng, S. X., and Hanzo, L., Near-capacity wireless system design principles, *IEEE Communications Surveys & Tutorials* **17** (2015) 1806–1833.
- [55] d’Oliveira, F. A., Melo, F. C. L. de, and Devezas, T. C., High-altitude platforms—Present situation and technology trends, *Journal of Aerospace Technology and Management* **8** (2016) 249–262.
- [56] Patzold, Matthias., *Mobile fading channels: Modelling, analysis and simulation.*, (John Wiley & Sons, Inc., 2001).
- [57] Pietrobon, S. S., and Barbulescu, A. S., A Simplification of the Modified Bahl Decoding Algorithm for Systematic Convolutional Codes, *ISITA’94: International Symposium on Information Theory & Its Applications 1994; Proceedings.* (1994).
- [58] Rao, K. Deerga, *Channel coding techniques for wireless communication*, (Springer India, 2015).
- [59] Robertson, P., Villebrun, E., and Hoeher, P., A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain, in *Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC ’95*, 1995), pp. 1009–1013 vol.2.
- [60] Rouzbehani, Behnam, and Arash Dana., Statistical modelling of small-scale fading effects for high-altitude platform propagation channels., *Journal of the Chinese Institute of Engineers* **37.4** (2014) 540–546.
- [61] Schreckenbach, F., and Bauch, G., Bit-interleaved coded irregular modulation, *European Transactions on Telecommunications* **17** (2006) 269–282.

- [62] Shannon, Claude Elwood, A mathematical theory of communication, *Bell System Technical Journal* **27.3** (1948) 379–423.
- [63] Shimamoto, S., Channel characterization and performance evaluation of mobile communication employing stratospheric platforms, *IEICE Transactions on Communications* **89** (2006) 937–944.
- [64] Simon, M. K., and Alouini, M.-S., A unified approach to the performance analysis of digital communication over generalized fading channels, *Proceedings of the IEEE* **86** (1998) 1860–1877.
- [65] Simonite, Tom., Meet Facebook’s Stratospheric Internet Drone, *MIT Technology Review*. Retrieved June 8 (2016).
- [66] Studer, C., Benkeser, C., Belfanti, S., and Huang, Q., Design and implementation of a parallel turbo-decoder ASIC for 3GPP-LTE, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* **46** (2010) 8–17.
- [67] Sudheesh, P. G., Mozaffari, M., Magarini, M., Saad, W., and Muthuchidambaranathan, P., Sum-rate analysis for high altitude platform (HAP) drones with tethered balloon relay, *IEEE Communications Letters* **22** (2017) 1240–1243.
- [68] Tang, C., Liu, H., and Pan, G., Performance analysis of log-normal and Rayleigh-lognormal fading channels, in *12th International Conference on Signal Processing (ICSP)*, (IEEE, 2014), pp. 1557–1560.
- [69] Ten Brink, S., Designing iterative decoding schemes with the extrinsic information transfer chart, *AEU Int. J. Electron. Commun* **54.6** (2000) 389–398.
- [70] Ten Brink, S., Kramer, G., and Ashikhmin, A., Design of low-density parity-check codes for modulation and detection, *IEEE Transactions on Communications* **52** (2004) 670–678.
- [71] Tüchler, M., Design of serially concatenated systems depending on the block length, *IEEE Transactions on Communications* **52** (2004) 209–218.
- [72] Tüchler, M., and Hagenauer, J., EXIT charts of irregular codes, (2002).

- [73] Ulloa-Vasquez, F., and Delgado-Penin, J. A., Performance simulation in high altitude platforms (HAPs) communications systems, *Data Systems in Aerospace* **509** (2002).
- [74] Ungerboeck, G., Channel coding with multilevel/phase signals, *IEEE Transactions on Information Theory* **28** (1982) 55–67.
- [75] Union, I. T., ITU-T G. 1010: End-User Multimedia Qos Categories, *G SERIES: Transmission Systems and Media, Digital System and Networks-Multimedia Quality of Service and Performance Generic and User-Related Aspects*, (2001).
- [76] Viterbi, A. J., An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* **16** (1998) 260–264.
- [77] Wicker, Stephen B., and Saejoon Kim., *Fundamentals of Codes, Graphs, and Iterative Decoding*, (Springer Science & Business Media, 2006).
- [78] Zajić, A., *Mobile-to-mobile wireless channels*, (Artech House, 2012).
- [79] Zeng, Y., Zhang, R., and Lim, T. J., Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges, *IEEE Communications Magazine* **54** (2016) 36–42.
- [80] Zheng, J., Ji, K., and Zhu, Y., High Altitude Platform-Based communication system Under LDPC coding in DVB-S2 standard., *Applied Mechanics & Materials* (2014).