

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

BÙI QUỐC DOANH

NGHIÊN CỨU KỸ THUẬT
MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SÀN BẰNG CHO CÁC HỆ THỐNG
THÔNG TIN MIMO, ĐA SÓNG MANG THỂ HỆ MỚI

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

HÀ NỘI - 2021

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

BỘ QUỐC PHÒNG

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

BÙI QUỐC DOANH

NGHIÊN CỨU KỸ THUẬT
MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SÀN BẢNG CHO CÁC HỆ THỐNG
THÔNG TIN MIMO, ĐA SÓNG MANG THỂ HỆ MỚI

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Chuyên ngành: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ

Mã số: 9.52 02 03

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

TS. TẠ CHÍ HIẾU

PGS.TS. PHẠM THANH HIỆP

HÀ NỘI - 2021

LỜI CAM ĐOAN

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

Hà Nội, ngày 28 tháng 4 năm 2021

Tác giả

Bùi Quốc Doanh

LỜI CẢM ƠN

Trong quá trình nghiên cứu và hoàn thành Luận án, Nghiên cứu sinh đã nhận được nhiều sự giúp đỡ và đóng góp quý báu.

Lời đầu tiên, Nghiên cứu sinh xin bày tỏ lòng biết ơn chân thành và sâu sắc nhất đến các Thầy giáo hướng dẫn khoa học là TS. **Tạ Chí Hiếu** và PGS.TS. **Phạm Thanh Hiệp**. Các Thầy không chỉ là người hướng dẫn, giúp đỡ Nghiên cứu sinh hoàn thành Luận án mà còn là người định hướng, truyền thụ động lực và một ý chí quyết tâm trên con đường nghiên cứu khoa học đầy gian khó.

Nghiên cứu sinh chân thành cảm ơn các Thầy giáo, Cô giáo và các Anh, Chị nhân viên kỹ thuật trong Bộ môn Cơ sở Kỹ thuật Vô tuyến, Khoa Vô tuyến Điện tử, Học viện Kỹ thuật Quân sự đã luôn hỗ trợ và tận tình hướng dẫn chỉ bảo trong thời gian Nghiên cứu sinh học tập và nghiên cứu.

Nghiên cứu sinh xin được cảm ơn đến Hệ quản lý học viên sau đại học, Phòng sau đại học - Học viện Kỹ thuật Quân sự, Trường Sĩ quan Thông tin và Bộ Tư lệnh Thông tin Liên lạc đã tạo mọi điều kiện thuận lợi để Nghiên cứu sinh thực hiện đề tài Luận án.

Cuối cùng, Nghiên cứu sinh xin gửi lời cảm ơn sâu sắc tới gia đình, bạn bè và đồng nghiệp đã luôn động viên và giúp đỡ Nghiên cứu sinh vượt qua những khó khăn để hoàn thành nội dung nghiên cứu của mình.

MỤC LỤC

MỤC LỤC	
DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT.....	iv
DANH MỤC HÌNH VẼ.....	vii
DANH MỤC BẢNG	x
DANH MỤC KÝ HIỆU TOÁN HỌC	xi
MỞ ĐẦU	1
Chương 1. GIỚI THIỆU CHUNG	9
1.1. Mô hình kênh đa đường	9
1.1.1. Kênh SISO	10
1.1.2. Kênh MIMO	12
1.2. Hệ thống kết hợp mã hóa trước và san bằng	16
1.2.1. Mô hình hệ thống MIMO kết hợp mã hóa trước và san bằng	16
1.2.2. Mô hình hệ thống sử dụng phương pháp SVD	18
1.3. Kỹ thuật FBMC-OQAM.....	22
1.3.1. Giàn bộ lọc	22
1.3.2. Kỹ thuật truyền dẫn FBMC	27
1.3.3. Điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian	29

1.4. Các nghiên cứu liên quan	33
1.4.1. Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI.....	33
1.4.2. Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC.....	36
1.5. Kết luận chương	39
Chương 2. KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG CHO HỆ THỐNG MIMO ISI.....	40
2.1. Mô hình hệ thống MIMO ISI	40
2.1.1. Mô hình kênh.....	40
2.1.2. Mô hình hệ thống tổng quát	42
2.2. Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng.....	44
2.2.1. Phương pháp sử dụng độ dư	44
2.2.2. Đề xuất phương pháp chia sẻ độ dư.....	49
2.2.3. Kết quả mô phỏng.....	55
2.3. Ảnh hưởng của CSI trong hệ thống MIMO ISI.....	65
2.3.1. Phân tích ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo	65
2.3.2. Kết quả mô phỏng.....	69
2.4. Kết luận chương	74
Chương 3. KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG CHO HỆ THỐNG MIMO FBMC	75
3.1. Mô hình hệ thống MIMO FBMC	75

3.2. Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng.....	79
3.2.1. Kỹ thuật san bằng.....	79
3.2.2. Đề xuất thiết kế kết hợp theo thuật toán phân bổ công suất	80
3.3. Kết quả mô phỏng.....	85
3.4. Kết luận chương.....	93
KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU	94
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ	95
TÀI LIỆU THAM KHẢO	98

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Nghĩa Tiếng Anh	Nghĩa Tiếng Việt
4G	Fourth Generation	Thế hệ thứ tư
5G	Fifth Generation	Thế hệ thứ năm
AFB	Analysis Filter Bank	Giàn bộ lọc phân tách
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm trắng chuẩn cộng tính
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khóa dịch pha nhị phân
BS	Base station	Trạm gốc
CIR	Channel Impulse Response	Đáp ứng xung kênh
CP	Cyclic Prefix	Tiền tố vòng
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
DFE	Decision Feedback Equalizer	Bộ san bằng hồi tiếp quyết định
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc
FBMC	Filter Bank Multicarrier	Đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc
FIR	Finite Impulse Response	Đáp ứng xung hữu hạn

FFT	Fast Fourier Transform	Thuật toán biến đổi Fourier nhanh
FSC	Frequency Selective Channel	Kênh truyền lựa chọn tần số
IBI	Inter-Block Interference	Nhiều liên khối
ICI	Intercarrier Interference	Nhiều liên sóng mang
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc ngược
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Thuật toán biến đổi Fourier nhanh nghịch đảo
IoT	Internet of Things	Mạng lưới vạn vật kết nối Internet
ISI	Inter-Symbol Interference	Nhiều liên ký tự
MIMO	Multiple Input and Multiple Output	Đa đầu vào và đa đầu ra
MLD	Maximum Likelihood Detector	Bộ tách hợp lẽ cực đại
MSE	Mean Square Error	Sai số bình phương trung bình
MMSE	Minimum Mean Square Error	Sai số bình phương trung bình nhỏ nhất
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao

OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	Tỷ số công suất đỉnh trên trung bình
P/S	Parallel to Serial	Chuyển đổi song song - nối tiếp
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
SISO	Single Input and Single Output	Đơn đầu vào và đơn đầu ra
SFB	Synthesis Filter Bank	Giàn bộ lọc tổng hợp
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm và nhiễu
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
SVD	Singular Value Decomposition	Phân tích giá trị riêng
S/P	Serial to Parallel	Chuyển đổi nối tiếp - song song
ZF	Zero Forcing	Cưỡng bức bằng không
ZP	Zero Padding	Chèn ký tự 0

DANH MỤC HÌNH VẼ

1.1	Mô hình truyền sóng đa đường.	9
1.2	Kênh SISO tổng quát.	10
1.3	Kênh MIMO tổng quát.	13
1.4	Mô hình hệ thống kênh trải trễ.	14
1.5	Mô hình hệ thống MIMO tổng quát.	16
1.6	Mô hình thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng.	17
1.7	Sơ đồ khối của hệ thống MIMO cho trường hợp pha-đỉnh phẳng.	18
1.8	Sơ đồ khối của kênh tách riêng vào những kênh con p_c	20
1.9	Sơ đồ khối giàn bộ lọc tổng hợp.	22
1.10	Sơ đồ khối giàn bộ lọc phân tách.	24
1.11	Các sóng mang con trực giao.	26
1.12	Ví dụ một tín hiệu không tạo ra nhiễu ISI.	27
1.13	Sơ đồ khối của hệ thống truyền dữ liệu song song.	29
1.14	Nghịch đảo OQAM trong hệ thống FBMC.	31
2.1	Mô hình kênh MIMO ISI.	41
2.2	Mô hình hệ thống thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng.	42
2.3	So sánh tổn hao năng lượng trong $\mathbf{H}_0$ theo thiết kế đề xuất và thiết kế LZ.	53
2.4	So sánh tổn hao năng lượng trong $\mathbf{H}_0$ theo thiết kế đề xuất và thiết kế TZ.	54

2.5	SNR trên từng kênh con của các thiết kế.	56
2.6	BER của các thiết kế với các trường hợp không và có sử dụng độ dư.	56
2.7	BER của 2 thiết kế khi thay đổi số lượng M_R và M_T	58
2.8	BER của 2 thiết kế khi thay đổi bậc đáp ứng xung.	59
2.9	BER của sơ đồ TZ và sơ đồ cải tiến khi thay đổi dạng điều chế. .	60
2.10	BER của 2 thiết kế với P khác nhau.	61
2.11	BER của 2 thiết kế với L khác nhau.	62
2.12	BER của 2 thiết kế với bậc điều chế khác nhau.	62
2.13	Thông lượng của 2 thiết kế với P khác nhau.	63
2.14	Thông lượng của 2 thiết kế với L khác nhau.	64
2.15	Thông lượng của 2 thiết kế với bậc điều chế khác nhau.	64
2.16	BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$	70
2.17	BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$	70
2.18	BER của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$	71
2.19	Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$	72
2.20	Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$	73
2.21	Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$	73
3.1	Mô hình hệ thống MIMO FBMC với thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng làm việc trên mỗi kênh con.	76
3.2	Đáp ứng xung của bộ lọc mẫu với $K = 3, 4$ và 5	86
3.3	BER của các thiết kế với $M_T = M_R = 2$ và $K = 3$	87
3.4	BER của các thiết kế với $K = 4$	88
3.5	BER của các thiết kế với $K = 5$	89

3.6	BER của thiết kế đề xuất với $M_T=M_R = 2$ và $K = 3, 4$ và 5 . . .	89
3.7	BER của các thiết kế với $M_T=M_R = 4$	90
3.8	BER của các thiết kế với $M_T=M_R = 2$	91
3.9	Thông lượng của các thiết kế.	91
3.10	BER của thiết kế đổ nước với trường hợp ăng-ten phát và thu khác nhau.	92

DANH MỤC BẢNG

1.1	So sánh đặc tính giữa OFDM, FBMC, GFDM và UPMC	38
3.1	Các hệ số bộ lọc mẫu	76

DANH MỤC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa.
$\mathbf{a}$	$\mathbf{a}$ là một véc-tơ.
$\mathbf{A}$	$\mathbf{A}$ là một ma trận.
$\mathbf{A}^H$	Chuyển vị liên hợp phức của ma trận $\mathbf{A}$.
$\mathbf{A}^T$	Chuyển vị của ma trận $\mathbf{A}$.
$\mathbf{G}$	Ma trận san bằng.
$\mathbf{F}$	Ma trận mã hóa trước.
$\mathbf{H}$	Ma trận kênh truyền.
$\mathbf{I}$	Ma trận đơn vị.
$\mathbf{T}_x$	Khối máy phát.
$\mathbf{R}_x$	Khối máy thu.
Φ	Ma trận chứa các phần tử trên đường chéo chính.
$\mathbf{n}$	Véc-tơ tạp âm.
$\mathbf{s}$	Các véc-tơ symbol đầu vào bộ mã hóa trước.
$\hat{\mathbf{s}}$	Các véc-tơ symbol đầu ra bộ san bằng.
$\mathbf{x}$	Các véc-tơ symbol đầu vào kênh.
$\mathbf{y}$	Các véc-tơ symbol đầu vào bộ san bằng.
j	Chỉ số phức
K	Hệ số chồng lấn.
L	Bậc của đáp ứng xung.

L_p	Số đường lan truyền của tín hiệu phát.
M_T	Số ăng-ten phát.
M_R	Số ăng-ten thu.
N	Số lượng symbol dữ liệu đầu vào.
N_c	Số lượng sóng mang con.
p_c	Số lượng các kênh con.
p_0	Công suất phát.
u	Chỉ số véc-tơ symbol.
v	Chỉ số các phân tử nằm trên đường chéo chính của ma trận.
λ	Giá trị riêng.
ξ	Tham số ước lượng kênh.
$\Re(.)$	Lấy phần thực.
$\Im(.)$	Lấy phần ảo.
$\mathbb{C}^{M_T \times M_R}$	Tập các số phức có kích thức $M_T \times M_R$.
$\text{trace}(.)$	Phép tính tổng thành phần đường chéo ma trận.
$\text{diag}(\mathbf{x})$	Tạo ra ma trận đường chéo với các thành phần từ véc-tơ $\mathbf{x}$.
$(.)_+$	Phép tính chỉ lấy các thành phần dương.
$(.)^{-1}$	Phép tính giả nghịch đảo.
$\lfloor . \rfloor$	Phép làm tròn xuống số nguyên gần nhất.
$*$	Phép tích chập tuyến tính.
$E \{ . \}$	Phép lấy kỳ vọng.

MỞ ĐẦU

Cách mạng công nghiệp 4.0 đã mở ra một kỷ nguyên mới trong các hệ thống thông tin vô tuyến để hỗ trợ triển khai mạng lưới vạn vật kết nối Internet (IoT: Internet of Things) của các thiết bị đầu cuối như cảm biến, máy tính cá nhân, điện thoại thông minh [1, 2],... Trong đó, với sự tăng nhanh về số lượng của các thiết bị di động thông minh và nhu cầu sử dụng các dịch vụ đa phương tiện dẫn tới yêu cầu truyền dẫn tốc độ cao của các hệ thống thông tin vô tuyến cũng không ngừng tăng lên theo cấp số nhân [3, 4, 5]. Theo báo cáo của hãng Ericsson, ước tính số lượng thuê bao sử dụng điện thoại thông minh trên toàn cầu vào năm 2016 là khoảng 3,9 tỷ và dự kiến đến năm 2022 tăng lên 6,8 tỷ; lưu lượng dữ liệu trên mỗi điện thoại thông minh trong năm 2016 là 1.9 GB/tháng/thiết bị cũng sẽ tăng lên đến khoảng 11 GB/tháng/thiết bị vào năm 2022 [6].

Nhằm đáp ứng nhu cầu sử dụng lưu lượng dữ liệu ngày càng tăng, một trong những kỹ thuật được các nhà khoa học quan tâm nghiên cứu và từng bước ứng dụng cho các hệ thống thông tin vô tuyến là kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang. Về bản chất, có thể coi truyền dẫn đa sóng mang là chia nhỏ băng tần thành nhiều băng tần con, khi đó mỗi băng tần con có thể coi là phẳng và do vậy sẽ dễ dàng hơn khi kết hợp với một số kỹ thuật xử lý tín hiệu khác nhau để cải thiện chất lượng hệ thống thông tin. Kỹ thuật truyền dẫn ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM: Orthogonal Frequency

Division Multiplexing) là một trường hợp đặc biệt của truyền dẫn đa sóng mang, trong đó sử dụng các sóng mang con trực giao để nâng cao hiệu suất phổ. Kỹ thuật OFDM là kỹ thuật chia dòng dữ liệu ban đầu tốc độ cao thành nhiều dòng dữ liệu tốc độ thấp hơn. Mỗi dòng dữ liệu này sẽ được truyền trên một sóng mang con. Các sóng mang con được điều chế trực giao với nhau rồi được tổng hợp lại và chuyển lên tần số cao để truyền đi. Tại đầu thu, dữ liệu sẽ được đưa về băng tần cơ sở bởi bộ trộn. Sau đó được tách thành các luồng dữ liệu tốc độ thấp và loại bỏ sóng mang con rồi chuyển về các luồng tín hiệu gốc để tổng hợp thành luồng dữ liệu ban đầu.

Mặc dù kỹ thuật OFDM đã được sử dụng trong tiêu chuẩn của hệ thống thông tin thế hệ thứ 4 (4G: Fourth Generation) với nhiều ưu điểm như: hiệu suất sử dụng phổ tần cao; có khả năng chống lại pha-đỉnh chọn lọc theo tần số; giảm ảnh hưởng nhiễu liên ký tự (ISI: Inter-Symbol Interference) và nhiễu liên sóng mang (ICI: Intercarrier Interference); giảm ảnh hưởng trễ đa đường; tốc độ xử lý nhanh nhờ thuật toán biến đổi Fourier nhanh [7]. Tuy nhiên, kỹ thuật OFDM vẫn còn một số nhược điểm mà chưa đáp ứng được yêu cầu của mạng thế hệ mới như: tỷ số công suất đỉnh trên trung bình (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) vẫn lớn, dẫn đến méo phi tuyến ở các bộ khuếch đại công suất; giảm hiệu suất đường truyền vì sử dụng khoảng bảo vệ dưới dạng chèn các ký tự 0 (ZP: Zero Padding) hoặc tiền tố vòng (CP: Cyclic Prefix). Đặc biệt, kỹ thuật OFDM yêu cầu sử dụng các sóng mang con trực giao nên khá nhạy cảm với hiệu ứng Doppler cũng như hiện tượng dịch tần và dịch thời gian [8]. Để khắc phục các nhược điểm này, hiện nay có nhiều nghiên cứu đã đề xuất thêm một số kỹ thuật xử lý tín hiệu khác nhau mà không cần sử dụng khoảng bảo vệ cũng như không cần sử dụng tập tín hiệu có phổ tần

số trực giao [9, 10]. Một số công trình nghiên cứu đã chỉ ra rằng khi không sử dụng khoảng bảo vệ có thể dùng các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng để tận dụng năng lượng kênh, nâng cao hiệu suất phổ, tăng tốc độ đường truyền mà vẫn loại bỏ được nhiều ISI và ICI [11, 12].

Ngoài ra, một hướng khác để cải tiến các hệ thống thông tin là các kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc (FBMC: Filter Bank Multi-carrier). Kỹ thuật này được các nhóm nghiên cứu của Chang và Saltzberg đề xuất [13, 14], sau đó được Hiroshaki phát triển và từng bước ứng dụng vào các hệ thống thông tin [15]. Những năm gần đây, cũng có một số công trình [16, 17, 18] đã nghiên cứu và đề xuất các phương pháp thiết kế mã hóa trước và san bằng để cải thiện chất lượng truyền dẫn cho các hệ thống MIMO FBMC. Đối với kỹ thuật FBMC, một trong những ý tưởng cơ bản là dùng bộ lọc để tạo ra phổ tần trực giao cho luồng dữ liệu con, do đó kỹ thuật FBMC không cần dùng xung vuông để tạo ra phổ tần dạng trực giao như trong kỹ thuật OFDM. Hơn nữa, kỹ thuật FBMC cũng không sử dụng khoảng bảo vệ để loại bỏ ISI mà thay vào đó sử dụng một lượng sóng mang đủ lớn để các kênh con được coi là phẳng, điều này giúp tận dụng năng lượng của kênh. Trong kỹ thuật FBMC, các thiết kế sử dụng bộ lọc mẫu phù hợp có thể thực hiện truyền tín hiệu ở tốc độ gần với tốc độ Nyquist mà vẫn có thể tái tạo được tín hiệu gần như hoàn hảo cũng như loại bỏ được nhiều ISI và ICI [14, 19]. So với kỹ thuật OFDM truyền thống, kỹ thuật FBMC có nhiều ưu điểm nổi bật hơn về hiệu suất phổ, quá trình xử lý tín hiệu linh hoạt ở máy thu, tốc độ truyền dữ liệu cao, đồng thời giảm được nhiều băng hẹp và nhiễu xung. Điều này đã thực sự cuốn hút các nhà khoa học tập trung nghiên cứu và phát triển kỹ thuật FBMC để áp dụng cho các hệ thống thông tin vô

tuyến tương lai như đã được chứng minh trong dự án EU's FP7 PHYDYAS [20] và chuẩn IEEE 802.22 [21].

Do vậy, việc kết hợp kỹ thuật mã hóa trước và san bằng với kỹ thuật điều chế đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc là một hướng tiếp cận có nhiều triển vọng cho các hệ thống thông tin tiên tiến [22, 23]. Với mục đích đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng có khả năng tận dụng tối đa năng lượng kênh hoặc giảm tỷ lệ lỗi bit (BER: Bit Error Rate) cho hệ thống thông tin MIMO, đa sóng mang thế hệ mới. Chính vì vậy, nghiên cứu sinh (NCS) đã lựa chọn và thực hiện đề tài: “***Nghiên cứu kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho các hệ thống thông tin MIMO, đa sóng mang thế hệ mới.***”

Đề tài sẽ góp phần hoàn thiện cơ sở lý thuyết, nâng cao chất lượng hệ thống thông tin trên nền tảng hệ thống đa đầu vào, đa đầu ra (MIMO: Multiple Input - Multiple Output) và làm tiền đề cho quá trình áp dụng vào các công nghệ thông tin vô tuyến trong tương lai [24, 25].

1. Mục tiêu nghiên cứu của Luận án

Nghiên cứu và đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng theo các phương pháp sử dụng độ dư và các thuật toán phân bổ công suất nhằm tận dụng độ lợi kênh truyền để giảm BER, tăng chất lượng truyền dẫn trong các hệ thống MIMO ISI và MIMO FBMC áp dụng cho mạng thông tin vô tuyến, cụ thể như sau:

- Nghiên cứu, đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng ở máy phát và máy thu để tận dụng được năng lượng kênh truyền cho các hệ thống MIMO ISI dựa trên việc chia sẻ độ dư;

- Phân tích và đánh giá ảnh hưởng của thông tin trạng thái kênh (CSI: Channel State Information) không hoàn hảo theo các phương pháp sử dụng độ dư cho các kênh MIMO ISI;
- Nghiên cứu, đề xuất các kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC theo các thuật toán phân bổ công suất nhằm cải thiện phẩm chất BER và nâng cao hiệu quả chất lượng truyền dẫn.

2. Phạm vi nghiên cứu của Luận án

- Nghiên cứu lý thuyết thông tin vô tuyến, kỹ thuật điều chế đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc;
- Nghiên cứu các kỹ thuật truyền dẫn trên kênh truyền vô tuyến đa đường trong các hệ thống MIMO;
- Nghiên cứu các thiết kế mã hóa trước, san bằng và thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho các hệ thống thông tin MIMO ISI và đa sóng mang thế hệ mới.

3. Đối tượng nghiên cứu của Luận án

- Nghiên cứu các kỹ thuật mã hóa trước, san bằng và kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng trong các hệ thống thông tin MIMO ISI và MIMO FBMC;
- Nghiên cứu kênh truyền hoàn hảo và không hoàn hảo trong môi trường đa đường;
- Nghiên cứu kỹ thuật sử dụng độ dư và các thuật toán phân bổ công suất trong hệ thống MIMO ISI và MIMO FBMC.

4. Phương pháp nghiên cứu của Luận án

Nội dung nghiên cứu của Luận án là kết hợp giữa phương pháp phân tích tính toán và mô phỏng Monte-Carlo trên máy tính, cụ thể:

- Phương pháp phân tích được sử dụng để nghiên cứu đánh giá hiệu quả chất lượng truyền dẫn trong hệ thống vô tuyến;
- Xây dựng chương trình Monte-Carlo để mô phỏng khảo sát đưa ra chứng minh bằng đồ thị các tham số đánh giá chất lượng hệ thống. Các kết quả được so sánh cùng một mô hình hệ thống và trên cùng một kênh truyền pha-đỉnh chọn lọc tần số hoặc kênh pha-đỉnh phẳng.

5. Đóng góp của Luận án

Một số đóng góp chính của Luận án được tóm tắt như sau:

1. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng thông qua sử dụng chia sẻ độ dư của kênh một đầu vào và một đầu ra (SISO: Single Input and Single Output) cho kênh MIMO ISI [CT1, CT2, CT3], đồng thời phân tích và đánh giá chất lượng của hệ thống theo ảnh hưởng của thông tin kênh truyền [CT4, CT5].
2. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa trên thuật toán cân bằng lỗi và thuật toán đổ nước để phân bổ công suất cho các kênh con trong hệ thống MIMO FBMC OQAM nhằm cải thiện phẩm chất BER và thông lượng của hệ thống [CT6, CT7].

6. Bố cục Luận án

Bố cục của Luận án gồm 3 chương được trình bày cụ thể như sau:

- Chương 1: GIỚI THIỆU CHUNG

Chương này trình bày tóm tắt những nội dung cơ bản liên quan đến hệ thống thông tin MIMO, đa sóng mang thế hệ mới như mô hình kênh SISO, MIMO và các mô hình hệ thống thông tin MIMO được thiết kế kết hợp với các bộ mã hóa trước và san bằng, hệ thống sử dụng phương pháp phân tích giá trị riêng (SVD: Singular Value Decomposition) và kỹ thuật điều chế đa sóng mang thế hệ mới. Ngoài ra, NCS cũng nghiên cứu một số kỹ thuật xử lý tín hiệu liên quan trực tiếp đến hệ thống thông tin MIMO ISI và MIMO FBMC như: kỹ thuật mã hóa trước; kỹ thuật san bằng; kỹ thuật kết hợp mã hóa trước và san bằng. Từ đó, NCS nghiên cứu và đề xuất những điểm mới sẽ được trình bày chi tiết trong các chương tiếp theo của Luận án.

- **Chương 2: KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG TRONG HỆ THỐNG MIMO ISI**

Nội dung trong chương này trình bày nghiên cứu mô hình hệ thống thông tin MIMO ISI. Trong đó, NCS tập trung phát triển kỹ thuật kết hợp mã hóa trước và san bằng có sử dụng độ dư từ hệ thống SISO ISI sang hệ thống MIMO ISI. Trên cơ sở đó, đề xuất một thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng theo phương pháp chia sẻ độ dư ở máy phát và máy thu nhằm tận dụng được năng lượng kênh trong hệ thống MIMO ISI. Ngoài ra, NCS cũng tiến hành phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo cho hệ thống MIMO đa đường.

- **Chương 3: KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG TRONG HỆ THỐNG MIMO FBMC**

Chương này trình bày mô hình hệ thống thông tin MIMO đa sóng mang

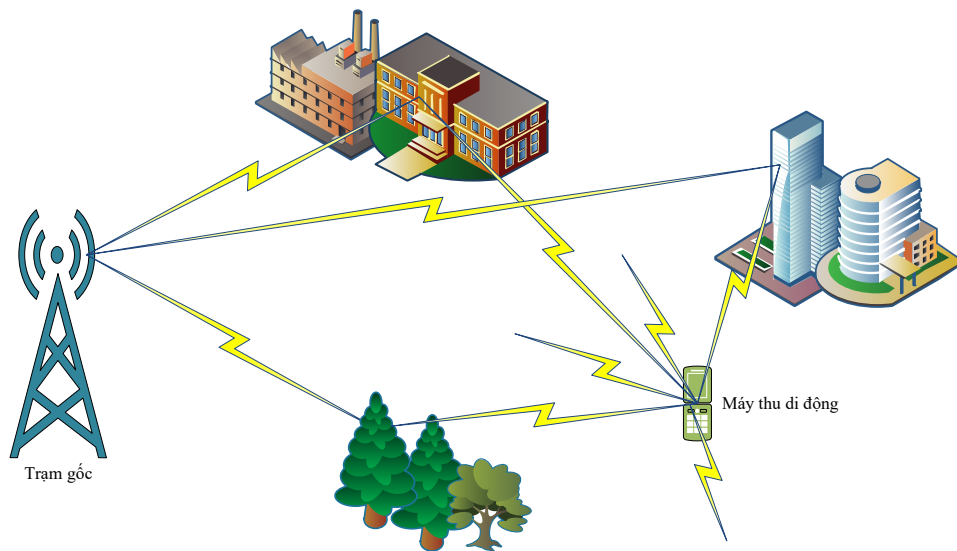
sử dụng giàn bộ lọc kết hợp mã hóa trước và san bằng. Trình bày các giải pháp kỹ thuật san bằng ZF và MMSE cho hệ thống MIMO FBMC. Trên cơ sở đó, NCS nghiên cứu và đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho hệ thống thông tin MIMO FBMC sử dụng điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian (OQAM: Offset Quadrature Amplitude Modulation) dựa trên các thuật toán phân bổ công suất phát cho các kênh con. Những kết quả nghiên cứu cho thấy, thiết kế đề xuất đã cải thiện đáng kể phẩm chất BER và thông lượng của hệ thống thông tin MIMO FBMC so với các phương pháp thiết kế trước đó.

Chương 1

GIỚI THIỆU CHUNG

1.1. Mô hình kênh đa đường

Kênh thông tin liên lạc vô tuyến, đặc biệt là các kênh trong nhà thường được đặc trưng bởi tính chất truyền sóng đa đường [26, 27]. Trong quá trình lan truyền, các sóng vô tuyến chịu ảnh hưởng chủ yếu bởi ba hiện tượng vật lý là phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ gây ra bởi các vật cản nằm trên đường truyền tạo thành nhiều đường tín hiệu khác nhau đi từ máy phát đến máy thu như mô tả trong Hình 1.1. Các hiện tượng này sẽ tác động trực tiếp đến



Hình 1.1: Mô hình truyền sóng đa đường.

chất lượng các hệ thống thông tin vô tuyến. Những hiện tượng này ban đầu được coi như một trở ngại lớn trong quá trình truyền dẫn tín hiệu, nhưng sau

này đã trở thành một đặc trưng phân tập mong muốn được sử dụng nhằm nâng cao chất lượng tín hiệu.

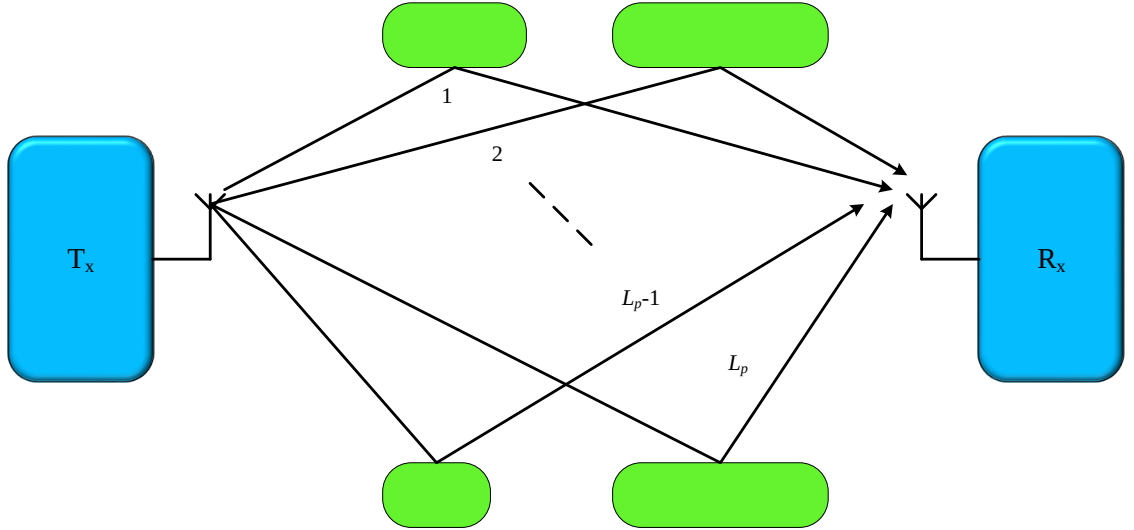
Phương trình tổng quát được sử dụng để mô tả một hệ thống thông tin là:

$$y = h * s + n \quad (1.1)$$

Trong đó y là tín hiệu thu, s là tín hiệu phát đã được điều chế, n là nhiễu tạp âm trắng cộng tính (AWGN: Additive White Gaussian Noise), h là kênh truyền và $*$ là ký hiệu của phép tích chập tuyến tính. Phương trình này luôn đúng cho mọi trường hợp và có thể được điều chỉnh lại khi áp dụng cho những trường hợp riêng cụ thể.

1.1.1. Kênh SISO

Xét mô hình kênh SISO có pha-đỉnh chọn lọc tần số và pha-đỉnh phẳng như Hình 1.2. Đối với các kênh pha-đỉnh chọn lọc theo tần số, do đặc tính



Hình 1.2: Kênh SISO tổng quát.

của sự truyền lan đa đường nên thời gian trễ T_m lớn hơn độ dài của một symbol T_s , và do đó một số thành phần của symbol thứ t sẽ được thu cùng

với những symbol liên kề sau đó, điều này gây ra nhiễu ISI. Nếu chúng ta xét một chuỗi N symbol đầu vào $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_N]^T$ và h là một chuỗi các hệ số đặc trưng cho các khâu $h_1, \dots, h_L$ với L là bậc của đáp ứng xung. Khi đó chuỗi tín hiệu thu sẽ chứa $N + L - 1$ mẫu $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_{N+L-1}]^T$. Phương trình của hệ thống thông tin ngay tại thời điểm t có thể được viết như sau:

$$y_t = x_t + n_t = \sum_{\tau=1}^L h_{\tau} s_{t-\tau+1} + n_t \quad (1.2)$$

Phương trình vô hướng này có thể được viết lại dưới dạng véc-tơ tương đương, và phép tích chập ở đây được biểu diễn bằng một ma trận tích chập $\mathbf{H}$ có kích thước $(N + L - 1) \times N$ như sau:

$$\begin{bmatrix} h_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & h_1 & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ h_L & \vdots & \ddots & \ddots & \dots & \vdots \\ 0 & h_L & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & h_L \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Rõ ràng mối quan hệ véc-tơ đầu vào và đầu ra của hệ thống thông tin bị ảnh hưởng của pha-đỉnh chọn lọc theo tần số. Vì vậy, phương trình hệ thống bây giờ có thể được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.4)$$

Trong đó, $\mathbf{n} = [n_1 \dots n_{N+L-1}]^T$ là véc-tơ tạp âm, có kích thước $(N + L - 1) \times 1$. Nhờ cách ký hiệu véc-tơ như trên, có thể dễ dàng nhận thấy rằng mỗi một

mẫu tín hiệu thu được tạo thành từ một số symbol phát như một hệ quả của tính chất đa đường của kênh. Hiện tượng này làm cho việc tách các symbol ban đầu từ các mẫu tín hiệu là tổng các symbol ở phía thu rất khó khăn. Vì thế sự lan truyền đa đường từ lâu đã được xem như một yếu tố bất lợi làm suy giảm độ tin cậy thông tin liên lạc trong các kênh vô tuyến. Tuy nhiên, nếu chúng ta điều khiển để kết hợp lại tất cả các bản sao được dịch chuyển về thời gian của một symbol được phát đi, chất lượng của hệ thống vô tuyến có thể được tăng cường đáng kể nhờ năng lượng symbol được tập hợp lại và hơn thế nữa bởi tính phân tập chứa trong các bản sao này.

Nếu kênh truyền là loại kênh pha-đỉnh phẳng, ta có thể coi là một trường hợp riêng của kênh pha-đỉnh chọn lọc tần số tổng quát. Lúc này kênh chỉ có một khâu h_1 , mặc dù bây giờ vẫn còn nhiều đường truyền L_p tồn tại nhưng thời gian trễ T_m không vượt quá thời gian T_s của một symbol. Điều này có nghĩa rằng các symbol nhận được không nhiễu lẫn nhau và được thu một cách riêng biệt, phương trình (1.3) vẫn hợp lệ. Nhưng khi kênh là dạng thời gian tuyến tính bất biến (Linear Time Invariant) và pha-đỉnh phẳng như giả định thì tích chập sẽ biến thành một phép nhân và được viết lại như sau:

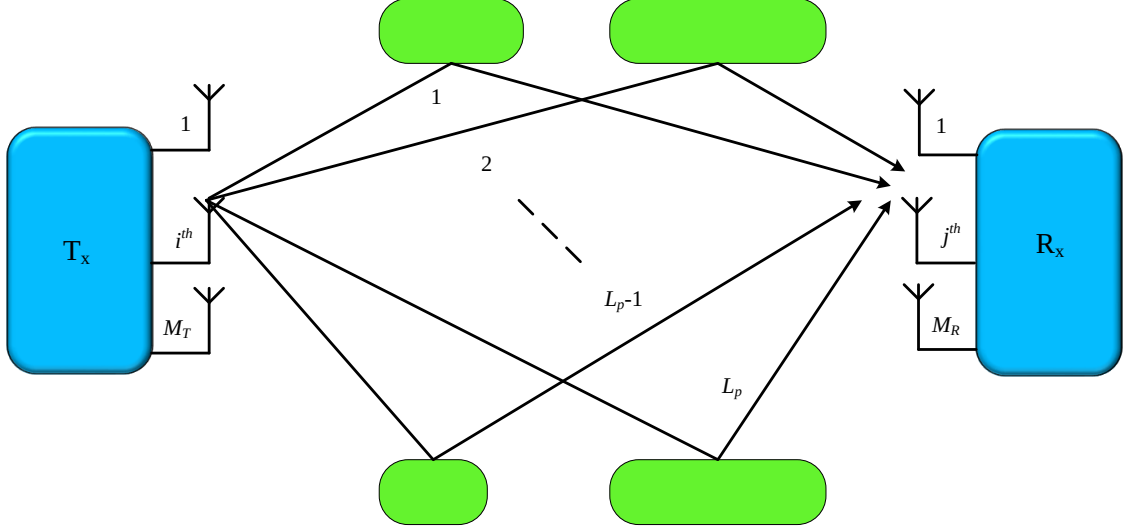
$$y_t = h_1 s_t + n_t \quad (1.5)$$

Điều này có nghĩa là không có nhiễu ISI và ảnh hưởng của kênh chỉ là sự thay đổi các symbol nhận được về biên độ và pha.

1.1.2. Kênh MIMO

Ở trên, chúng ta đã xem xét mô hình kênh SISO có pha-đỉnh chọn lọc tần số và pha-đỉnh phẳng. Bây giờ hai mô hình đó sẽ được mở rộng cho trường hợp kênh MIMO. Việc mở rộng này bắt đầu từ pha-đỉnh lựa chọn tần số và

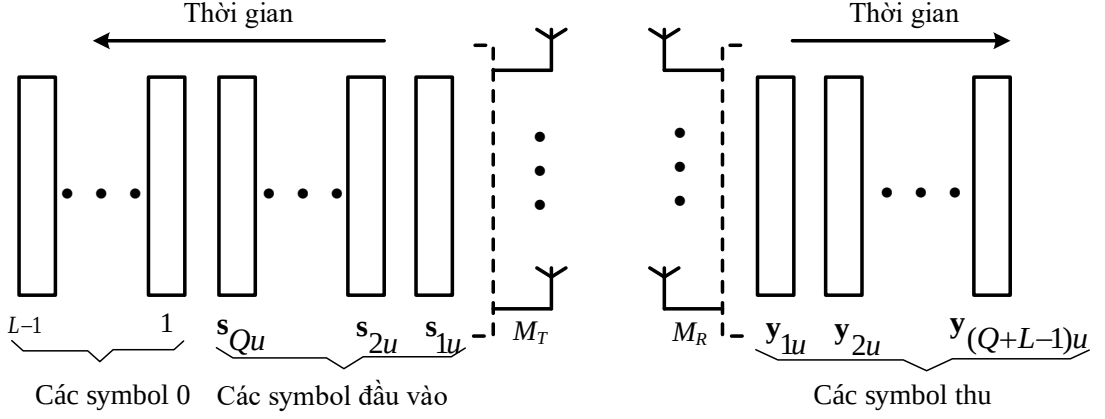
coi hiện tượng pha-đỉnh phẳng như một trường hợp cụ thể của trường hợp đầu tiên. Giả thiết có một mô hình kênh MIMO như Hình 1.3 với M_T ăng ten ở máy phát và M_R ăng ten ở phía thu. Kênh truyền có sự trải trễ lớn hơn nhiều khi so sánh với chu kỳ symbol.



Hình 1.3: Kênh MIMO tổng quát.

Với một kênh MIMO có trải trễ hữu hạn và chu kỳ bảo vệ symbol L , ta có thể mô tả hệ thống cho số lượng hữu hạn của các symbol véc-tơ dưới dạng khối như Hình 1.4.

Xem xét một véc-tơ symbol đầu vào (theo thời gian liên tiếp) có độ dài N symbol, được chia thành Q véc-tơ symbol ký hiệu là $\mathbf{s}_{iu}$, ở đây i là chỉ số thời gian trong một véc-tơ symbol và u là chỉ số véc-tơ symbol. Giả sử mỗi véc-tơ $\mathbf{s}_{1u}, \mathbf{s}_{2u}, \dots, \mathbf{s}_{Qu}$, có chiều dài là M_T symbol. Các véc-tơ này được xếp chồng thành véc-tơ $\mathbf{s}_u = [\mathbf{s}_{1u} \dots \mathbf{s}_{Qu}]^T$ có kích thước $QM_T \times 1$. Tại phần cuối mỗi véc-tơ $\mathbf{s}_{1u}, \mathbf{s}_{2u}, \dots, \mathbf{s}_{Qu}$ chèn thêm một khoảng bảo vệ $L - 1$ symbol giá trị 0 để loại bỏ nhiễu khối (IBI: inter-block interference) trước khi truyền liên tiếp vào kênh MIMO thông qua M_T ăng-ten phát. Ở đây, tổng



Hình 1.4: Mô hình hệ thống kênh trải trễ.

các khoảng bảo vệ $L - 1$ symbol giá trị 0 được chèn thêm vào chính là độ dư. Thông qua M_R ăng-ten tại máy thu, ta nhận được $Q + L - 1$ véc-tơ symbol đầu ra $\mathbf{y}_{1u}, \mathbf{y}_{2u}, \dots, \mathbf{y}_{(Q+L-1)u}$, các véc-tơ này được xếp chồng thành véc-tơ symbol $\mathbf{y}_{iu} = [\mathbf{y}_{1u} \dots \mathbf{y}_{(Q+L-1)u}]^T$ có kích thước $(Q + L - 1)M_R \times 1$, với $i = 1, 2, \dots, Q + L - 1$. Véc-tơ symbol $\mathbf{y}_{iu}$ sau đó được xử lý để khôi phục lại khối symbol dữ liệu phát.

Theo quá trình biến đổi các khối dữ liệu như trên, ta có khối véc-tơ symbol dữ liệu thứ u đầu ra của hệ thống truyền dẫn tổng quát có thể được viết theo biểu thức sau:

$$\mathbf{y}_u = \mathbf{H}\mathbf{s}_u + \mathbf{n}_u \quad (1.6)$$

Ở đây, $\mathbf{H}$ là ma trận đáp ứng xung kênh MIMO trải trễ, được biểu diễn theo

phương trình sau:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[1] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}[L] & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \mathbf{H}[1] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] \end{bmatrix}_{(Q+L-1)M_R \times QM_T} \quad (1.7)$$

Tiếp theo, ta sẽ xem xét môi trường kênh pha-đỉnh đa đường liên quan đến việc cải thiện chất lượng của hệ thống MIMO. Theo [28], Raleigh và Cioffi đã chứng minh rằng số lượng p_c kênh không gian - thời gian song song có biên độ hữu hạn có thể được tạo ra để truyền tin qua kênh MIMO được mô tả như phương trình (1.7) bị chặn trên bởi:

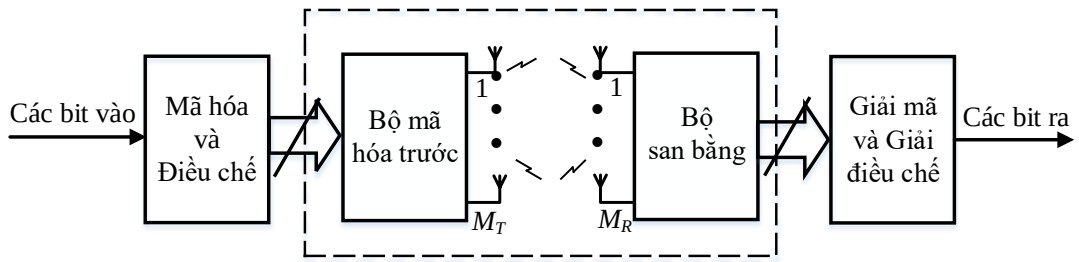
$$p_c \leq \min(QL_p, (Q + L - 1) M_R, QM_T) \quad (1.8)$$

Kết quả này rất quan trọng vì đã chỉ ra rằng: ta có thể tận dụng lợi thế của môi trường giàu pha-đỉnh đa đường thông qua việc sử dụng hệ thống MIMO để tạo ra một tập hợp các kênh không gian con độc lập, song song và không nhiễu lẫn nhau để có thể truyền các dữ liệu độc lập, dẫn đến dung lượng của hệ thống cao hơn rất nhiều. Nếu là kênh băng rộng thì vẫn còn tồn tại nhiễu ISI và do vậy có thể sử dụng đến một số kỹ thuật khác nhau để khử nhiễu này. Ví dụ như kỹ thuật OFDM truyền thống sử dụng khoảng bảo vệ dưới dạng CP hay kỹ thuật sử dụng độ dư hoặc kỹ thuật điều chế đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc.

1.2. Hệ thống kết hợp mã hóa trước và san bằng

1.2.1. Mô hình hệ thống MIMO kết hợp mã hóa trước và san bằng

Mô hình hệ thống thông tin MIMO tổng quát bao gồm M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu được mô tả như Hình 1.5.



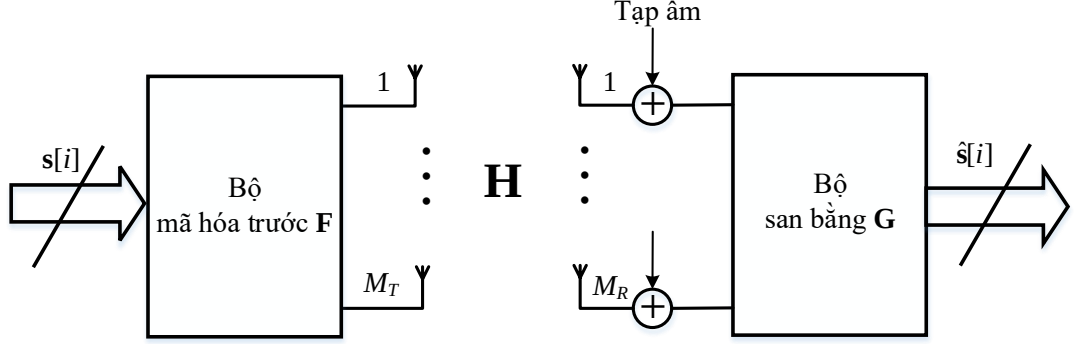
Hình 1.5: Mô hình hệ thống MIMO tổng quát.

Các bit đầu vào được mã hóa và điều chế thành một hoặc nhiều luồng symbol. Bộ mã hóa trước sẽ xử lý các luồng symbol này trước khi đưa vào kênh MIMO bằng cách sử dụng các ăng ten phát M_T riêng biệt. Ngoài ra, các luồng symbol phát cũng có thể chèn thêm độ dư (redundancy) để cải thiện chất lượng hệ thống thông tin. Tại đầu thu của hệ thống MIMO, các luồng symbol nhận được thông qua M_R ăng-ten thu sẽ được xử lý bởi bộ san bằng, sau đó giải mã và giải điều chế thành các bit đầu ra.

Nội dung nghiên cứu của Luận án chỉ tập trung nghiên cứu trong phần ô chữ nhật nét đứt của Hình 1.5, tức là sẽ không xem xét đến các kỹ thuật mã hóa, điều chế và giải điều chế mà chỉ tập trung vào các phương pháp thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng. Ở đây, các luồng symbol đầu vào được coi như đã mã hóa và điều chế còn các luồng symbol đầu ra sẽ được giải mã và giải điều chế thành công.

Xem xét mô hình hệ thống MIMO được thiết kế kết hợp giữa máy phát

(hay gọi là mã hóa trước) với máy thu (hay gọi là san bằng) cho kênh trải trễ như mô tả trên Hình 1.6.



Hình 1.6: Mô hình thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng.

Giả sử hệ thống có M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu. Với một luồng véc-tơ symbol đầu vào có chiều dài N symbol, được chia thành Q véc-tơ symbol $\mathbf{s}_{1u}, \mathbf{s}_{2u}, \dots, \mathbf{s}_{Qu}$, mỗi véc-tơ có độ dài M_T . Các véc-tơ này được xếp chồng thành véc-tơ $\mathbf{s}_u = [\mathbf{s}_{1u} \dots \mathbf{s}_{Qu}]^T$ có kích thước $QM_T \times 1$, đi qua bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$, đồng thời được chèn thêm một khoảng bảo vệ $L - 1$ symbol giá trị 0 tại cuối mỗi véc-tơ $\mathbf{s}_{1u}, \mathbf{s}_{2u}, \dots, \mathbf{s}_{Qu}$ để tạo thành véc-tơ symbol phát có chiều dài $(Q + L - 1)M_T$ trước khi được truyền liên tiếp vào kênh MIMO thông qua M_T ăng-ten phát.

Ở phía thu, thông qua M_R ăng-ten thu, ta nhận được véc-tơ tín hiệu bao gồm tín hiệu phát và tạp âm có độ dài $(Q + L - 1)M_R$, sau đó đi qua bộ san bằng $\mathbf{G}$ để loại bỏ các khoảng bảo vệ. Đầu ra bộ san bằng là các véc-tơ $\hat{\mathbf{s}}_{1u}, \hat{\mathbf{s}}_{2u}, \dots, \hat{\mathbf{s}}_{Qu}$, được xếp chồng thành véc-tơ $\hat{\mathbf{s}}_u = [\hat{\mathbf{s}}_{1u} \dots \hat{\mathbf{s}}_{Qu}]^T$ có kích thước $QM_T \times 1$. Theo quá trình xử lý này, ta có khối véc-tơ symbol dữ liệu thứ u đầu ra bộ san bằng của hệ thống MIMO thiết kế kết hợp mã hóa trước

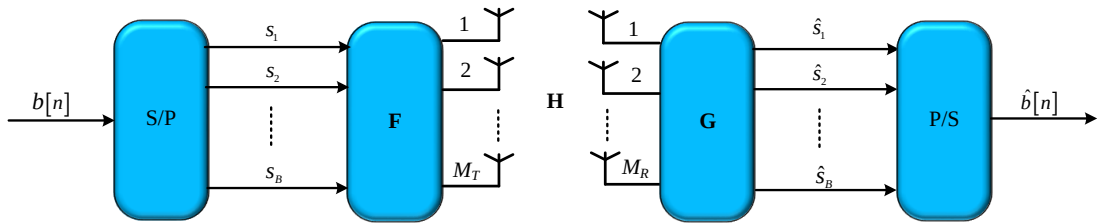
và san bằng cho kênh trải trễ được biểu diễn như sau:

$$\hat{\mathbf{s}}_u = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s}_u + \mathbf{G}\mathbf{n}_u \quad (1.9)$$

Trong đó, $\mathbf{H}$ là ma trận kênh có kích thước $(Q + L - 1)M_R \times (Q + L - 1)M_T$, $\mathbf{F}$ là ma trận mã hóa trước có kích thước $(Q + L - 1)M_T \times QM_T$, $\mathbf{G}$ là ma trận san bằng có kích thước $QM_T \times (Q + L - 1)M_R$ và $\mathbf{n}$ là véc-tơ tạp âm có kích thước $(Q + L - 1)M_R \times 1$. Ngoài ra, để đơn giản trong quá trình phân tích và tính toán các kết quả nghiên cứu. NCS giả sử rằng nguồn tín hiệu đầu vào độc lập và không tương quan, tổng công suất phát tín hiệu trên mỗi ăng-ten phát đều được chuẩn hóa p_0 .

1.2.2. Mô hình hệ thống sử dụng phương pháp SVD

Trong phần này ta sẽ phân tích một hệ thống thông tin MIMO sử dụng phương pháp SVD. Ở đây, ta sẽ bắt đầu bằng việc mô tả hệ thống đơn giản được sử dụng trong trường hợp của các kênh pha-đỉnh phẳng, các kết quả sau đó sẽ được mở rộng cho trường hợp kênh pha-đỉnh chọn lọc theo tần số. Sơ đồ khối của mô hình hệ thống MIMO dưới tác động pha-đỉnh phẳng được mô tả như Hình 1.7, trong đó có M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu.



Hình 1.7: Sơ đồ khối của hệ thống MIMO cho trường hợp pha-đỉnh phẳng.

Với một luồng symbol $b[n]$ đầu vào đi đến bộ chuyển đổi nối tiếp song. Bộ chuyển đổi nối tiếp - song song đơn giản được sử dụng để chia một luồng dữ

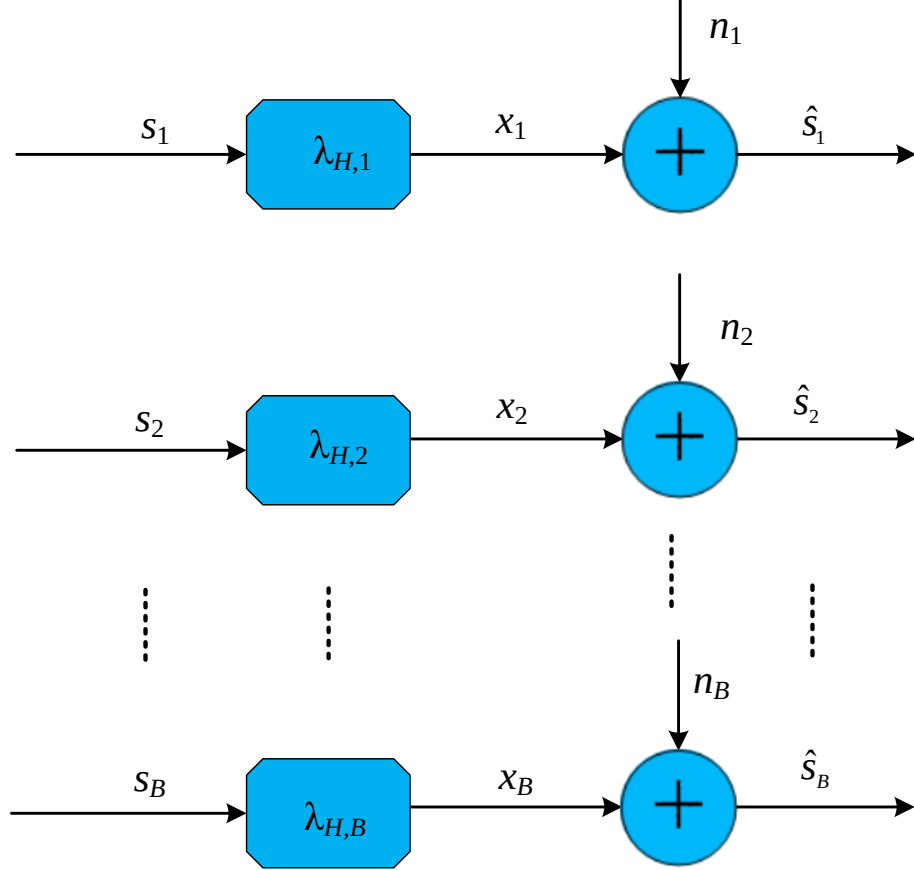
liệu vào thành một tập hợp $B(s_1, \dots, s_B)$ các luồng con để đưa vào bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$, bộ mã hóa trước này cùng với bộ san bằng $\mathbf{G}$ ở phía thu là thành phần cốt lõi để thực hiện các kỹ thuật tối ưu hóa cho việc truyền dẫn. Sau khi các luồng con $(s_1, \dots, s_B)$ được xử lý bởi bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ sẽ phát trên kênh truyền. Ở phía thu, các luồng con này sẽ được xử lý theo quy trình ngược lại. Như vậy, sau khi tín hiệu thu được xử lý bởi bộ san bằng $\mathbf{G}$, các symbol $(\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_B)$ đi qua bộ chuyển đổi song song - nối tiếp được ghép thành một luồng symbol $\hat{b}[n]$ đầu ra. Nếu L_P đủ lớn, số lượng các kênh con bị chặn trên bởi giá trị cực tiểu của số ăng-ten phát và số ăng-ten thu như sau:

$$B \leq \min(M_R, M_T) \quad (1.10)$$

Điều này là dễ hiểu vì đối với kênh SISO thì chỉ 1 ăng-ten phát và 1 ăng-ten thu được dùng cho một kênh và như vậy B được giới hạn bởi chính số lượng các kênh con tương ứng với các giá trị riêng có thể đạt được. Do đó, tăng số lượng của ăng-ten có thể tăng tương ứng số lượng những kênh không gian con độc lập, song song được tách riêng trong kênh MIMO. Rõ ràng biểu thức (1.10) được suy ra trực tiếp từ (1.8) đại diện cho trường hợp tổng quát cho mô hình kênh băng rộng.

Như đã đề cập ở trên, $\mathbf{F}$ và $\mathbf{G}$ là các bộ mã hóa trước và san bằng, chúng được thực hiện theo những cách khác nhau tùy thuộc vào yêu cầu tối ưu hóa được sử dụng. Trong [29] đã chỉ ra rằng trong hệ thống MIMO thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng sử dụng phép phân tích SVD có thể phân tách kênh MIMO thành các kênh con độc lập không có nhiễu ICI như chỉ ra trong Hình 1.8. Thêm vào đó, việc phân bổ công suất phát một cách hợp lý cũng khai thác tối ưu các đặc tính của kênh truyền nhằm cải thiện chất lượng

hệ thống. Lưu ý rằng điều này đúng cả cho trường hợp pha-đỉnh phẳng và pha-đỉnh chọn lọc tần số.



Hình 1.8: Sơ đồ khối của kênh tách riêng vào những kênh con p_c .

Như vậy, trong điều kiện pha-đỉnh phẳng, ma trận kênh MIMO có thể được phân tách thành các kênh con độc lập nhờ các ma trận trong thuật toán phân tích SVD. Trường hợp kênh pha-đỉnh chọn lọc tần số thì có thể kết hợp với các thuật toán biến đổi Fourier nhanh nghịch đảo (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) và thuật toán biến đổi Fourier nhanh (FFT: Fast Fourier transform) để thực hiện tách kênh MIMO thành các kênh con song

song. Nếu $\mathbf{H}$ là ma trận kênh, sử dụng phương pháp SVD ta có thể biểu diễn theo phương trình sau:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H \quad (1.11)$$

Trong đó, $\mathbf{\Lambda}$ là một ma trận đường chéo mà có các giá trị riêng nằm trên đường chéo chính của ma trận $\mathbf{H}$; trong khi $\mathbf{U}$ và $\mathbf{V}^H$ là các ma trận trực giao (Unitary). Một ma trận $\mathbf{A}$ là ma trận trực giao nếu $\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H\mathbf{A} = \mathbf{I}$. Nhìn vào Hình 1.7, toàn bộ tác động của các bộ mã hóa trước, san bằng và kênh truyền có thể được biểu diễn bằng phương trình ma trận như sau:

$$\mathbf{GHF} = \mathbf{GU}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H\mathbf{F} \quad (1.12)$$

Từ các đặc điểm của các ma trận trực giao và mối quan hệ trong phương trình (1.12). Ta có thể thấy rằng, nếu cặp bộ mã hóa trước và san bằng $\{\mathbf{F}, \mathbf{G}\}$ được tính lần lượt theo công thức sau:

$$\begin{cases} \mathbf{F} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}_F \\ \mathbf{G} = \mathbf{\Lambda}_G\mathbf{U}^H \end{cases} \quad (1.13)$$

Khi đó kênh có thể được tách riêng thành các kênh con độc lập và được biểu diễn theo phương trình như sau:

$$\mathbf{GHF} = \underbrace{\mathbf{\Lambda}_G\mathbf{U}^H}_{\mathbf{G}} \underbrace{\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H}_{\mathbf{H}} \underbrace{\mathbf{V}\mathbf{\Lambda}_F}_{\mathbf{F}} = \mathbf{\Lambda}_G\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}_F \quad (1.14)$$

Ở đây, $\mathbf{\Lambda}_G$ và $\mathbf{\Lambda}_F$ là các ma trận đường chéo, có các thành phần nằm trên đường chéo chính lần lượt của các bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ và san bằng $\mathbf{G}$, dùng cho việc thiết kế phân bổ công suất và san bằng kênh tùy thuộc vào từng hệ thống thông tin khác nhau.

1.3. Kỹ thuật FBMC-OQAM

1.3.1. Giàn bộ lọc

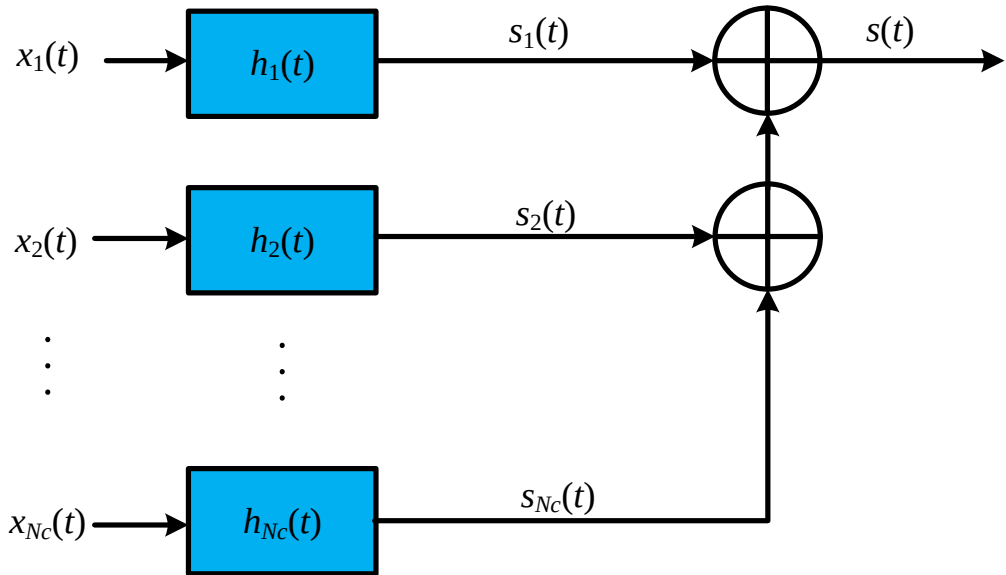
Giàn bộ lọc là một dãy các bộ lọc mà được áp dụng để tổng hợp các tín hiệu đa sóng mang tại máy phát và phân tách các tín hiệu thu được tại máy thu. Trong phần này, sẽ trình bày về giàn bộ lọc tổng hợp và giàn bộ lọc phân tách tín hiệu trong hệ thống thông tin MIMO đa sóng mang.

a. Giàn bộ lọc tổng hợp

Khi có một tín hiệu $x(t)$ đi qua bộ lọc, ta có một đáp ứng xung tương ứng $h(t)$ và tín hiệu đầu ra được biểu diễn như sau:

$$s(t) = h(t) * x(t) \quad (1.15)$$

ở đây $*$ được ký hiệu là tích chập tuyến tính.



Hình 1.9: Sơ đồ khối giàn bộ lọc tổng hợp.

Hình 1.9 miêu tả sơ đồ khối giàn bộ lọc tổng hợp (SFB: Synthesis Filter Bank), bao gồm một dãy các bộ lọc h_n , $n = 1, 2, \dots, N_c$. Các tín hiệu đầu

vào được xử lý riêng rẽ bởi mỗi bộ lọc và sau đó được cộng lại thành tín hiệu $s(t) = \sum_{n=1}^{N_c} s_n(t)$. Tổng hợp tín hiệu đầu ra của giàn bộ lọc có thể được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N_c} h_n(t) * x_n(t) \quad (1.16)$$

Mặc dù về nguyên tắc bất kỳ bộ lọc nào cũng có thể xử lý được tín hiệu, tuy nhiên các bộ lọc $h(t)$ là trường hợp cụ thể được áp dụng để xử lý tín hiệu phát trên sóng mang con thứ n trong truyền dẫn đa sóng mang. Do nội dung nghiên cứu chỉ xem xét tín hiệu băng cơ sở và bỏ qua dải tần vô tuyến (RF: Radio Frequency) nên tín hiệu đầu vào cho mỗi sóng mang con có thể được tính bởi phương trình sau:

$$x_n(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_{i,n} \delta(t - iT), n = 1, \dots, N_c \quad (1.17)$$

Trong đó, $X_{i,n}$ ký hiệu symbol dữ liệu phát trên sóng mang con thứ n trong chu kỳ symbol thứ i , N_c là tổng số lượng các sóng mang con, T là chiều dài của một chu kỳ symbol và $\delta(t)$ ký hiệu hàm xung Dirac.

Thay phương trình (1.17) vào phương trình (1.16), tín hiệu phát ở băng cơ sở biến đổi liên tục theo thời gian được biểu diễn bởi phương trình sau:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{i,n} h_n(t - iT) \quad (1.18)$$

Các sóng mang con ở đây trực giao khi khoảng cách tần số của các sóng mang con phải là bội một số nguyên lần nghịch đảo của chu kỳ symbol hay $\Delta f = c/T$ với $c = 1, 2, \dots$. Nói chung, để đạt được hiệu suất phổ lớn nhất thì khoảng cách tần số giữa các sóng mang con cần được lựa chọn $\Delta f = 1/T$. Không mất tính tổng quát, ta có thể ký hiệu các tần số sóng mang con $f_n = n\Delta f$, $n = 1, 2, \dots, N_c$.

Các bộ lọc phát dựa vào một bộ lọc mẫu $p_T(t)$ được thiết kế riêng biệt và được xử lý bởi các tần số f_n sóng mang như sau:

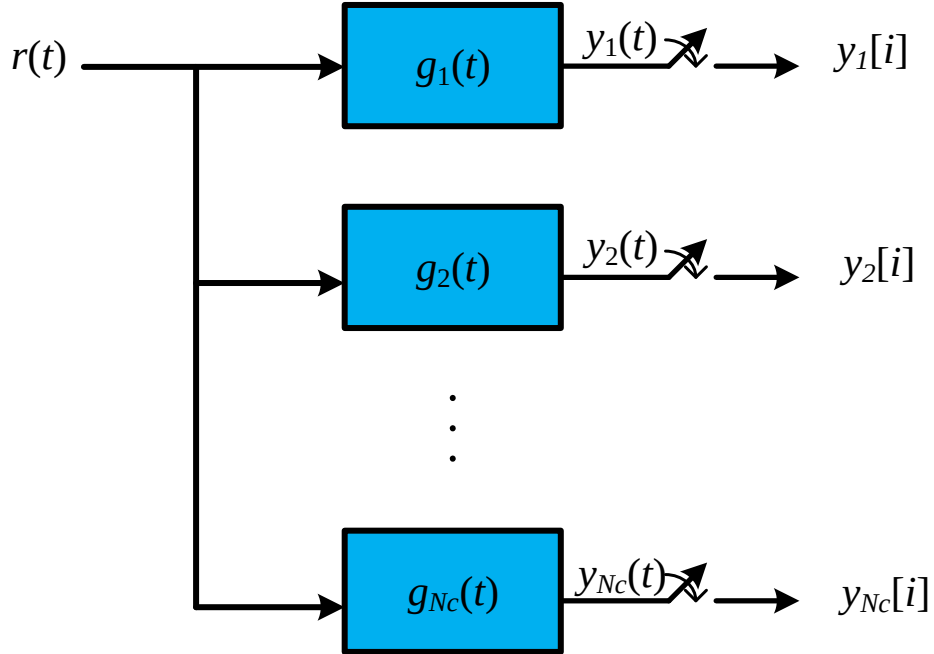
$$h_n(t) = p_T(t)e^{2\pi jn\Delta f t + j\phi_n} \quad (1.19)$$

ở đây ϕ_n biểu thị cho pha của tín hiệu. Thay phương trình (1.19) vào phương trình (1.18), tín hiệu phát bằng cơ sở $s(t)$ có thể được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{i,n} p_T(t - iT) e^{2\pi jn\Delta f(t-iT) + j\phi_n} \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{i,n} p_T(t - iT) e^{2\pi jn\Delta f + j\phi_n} \end{aligned} \quad (1.20)$$

b. Giàn bộ lọc phân tách

Hình 1.10 mô tả giàn bộ lọc phân tách (AFB: Analysis Filter Bank) bao gồm một dãy các bộ lọc và có một tín hiệu thu chung $r(t)$.



Hình 1.10: Sơ đồ khối giàn bộ lọc phân tách.

Tương tự như ở phía phát, bất kỳ bộ lọc nào cũng có thể xử lý được tín hiệu đi ra ngoài, tuy nhiên trong truyền dẫn đa sóng mang sử dụng giàn bộ

lọc, mỗi bộ lọc phân tách một băng tần sóng mang con khác nhau của tín hiệu thu $r(t)$. Bỏ qua sự suy giảm kênh truyền, tín hiệu đầu vào khối AFB bằng tín hiệu phát của khối SFB; nói cách khác, $r(t) = s(t)$. Các bộ lọc phân tách dựa vào một bộ lọc mẫu được thiết kế riêng biệt $p_R(t)$. Tương tự như phương trình (1.19), ta có đáp ứng xung của bộ lọc phân tách được tính bởi phương trình sau:

$$g_z(t) = p_R(t)e^{-2\pi jz\Delta ft - j\phi_z}, \quad z = 1, 2, \dots, N_c. \quad (1.21)$$

Với một bộ lọc phân tách $g_z(t)$ bất kỳ, tín hiệu đầu ra liên tục theo thời gian sau khi qua bộ lọc có thể được tính bởi phương trình sau:

$$\begin{aligned} y_z(t) &= g_z(t) * r(t) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{i,n} p_R(t) * p_T(t - iT) e^{2\pi jn\Delta ft + j\phi_n} e^{-2\pi jz\Delta ft + j\phi_z} \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{i,n} p_R(t) * p_T(t - iT) e^{2\pi j(n-z)\Delta ft + j(\phi_n - \phi_z)} \end{aligned} \quad (1.22)$$

Ở phía thu, để giải điều chế chính xác tín hiệu phát tại mỗi sóng mang con, ta cần thỏa mãn hai điều kiện sau:

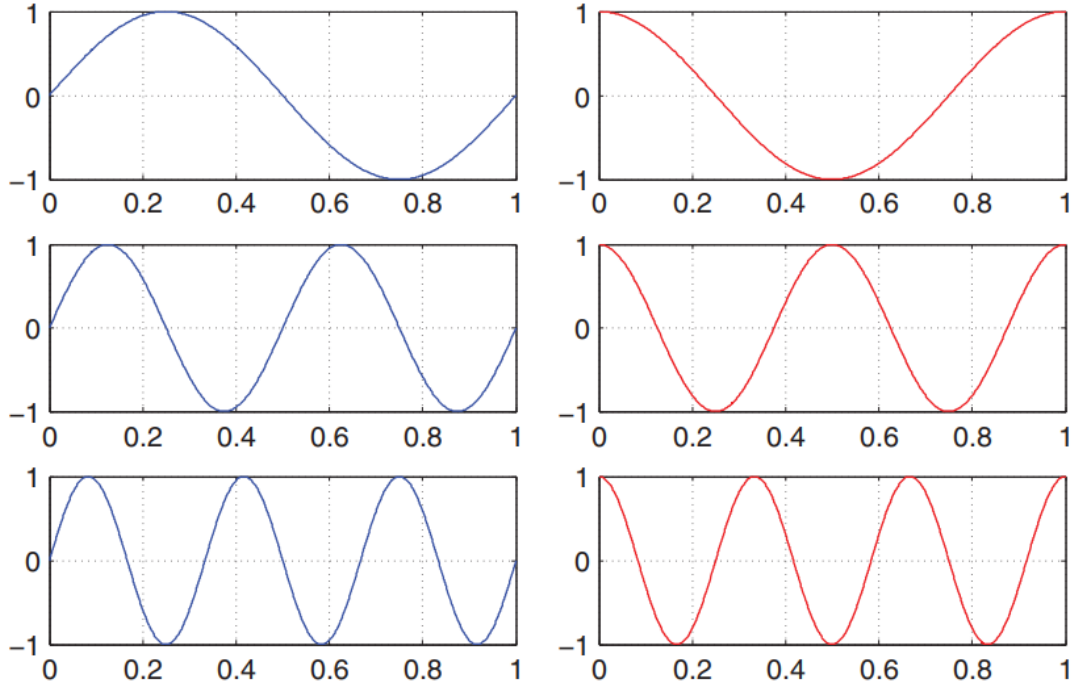
1. Không có ICI trong miền tần số.
2. Không ISI trong miền thời gian.

Thứ nhất, các sóng mang con cần phải tạo thành một tập trực giao được thiết lập trong một chu kỳ symbol để loại bỏ nhiễu ICI, nói cách khác,

$$\int_0^T e^{2\pi j(n-z)\Delta ft + j(\phi_n - \phi_z)} dt = \begin{cases} T, & z = n \\ 0, & z \neq n \end{cases} \quad (1.23)$$

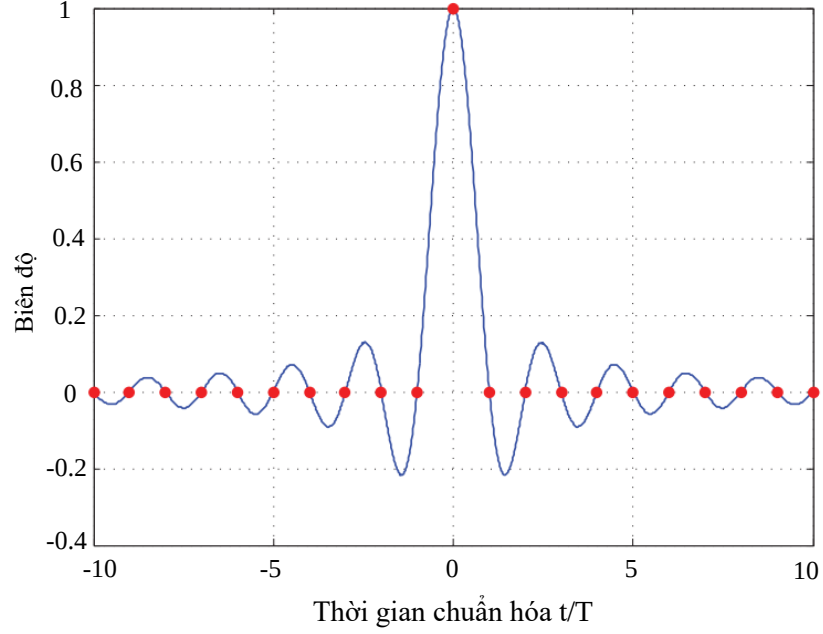
Như đã trình bày ở phần trên, các sóng mang con trực giao khi khoảng cách tần số của các sóng mang con cần thiết bằng một số nguyên lần nghịch đảo của chu kỳ symbol; nói cách khác $\Delta f = c/T, c = 1, 2, \dots$. Khoảng cách tần số

thường được lựa chọn $\Delta f = 1/T$ để đạt được hiệu suất phổ tối đa. Các sóng mang con được biểu diễn dưới dạng hàm mũ $e^{2\pi j n \Delta f t}$, $t \in [0, T]$, mỗi sóng mang con có 2 nhánh: Phase (I) và vuông phase (Q). Dữ liệu phát $X_{m,n}$ là giá trị phức hay được biểu diễn theo phương trình, $X_{i,n} = a_{i,n} + j b_{i,n}$, ở đây $a_{i,n}$ và $b_{i,n}$ là dữ liệu giá trị thực. Tín hiệu điều chế phức $X_{i,n} e^{2\pi j n \Delta f t}$ có thể được biến đổi vào các nhánh I và Q như sau: $a_{i,n} \cos(2\pi n \Delta f t) - b_{i,n} \sin(2\pi n \Delta f t)$. Tức là, phần thực của dữ liệu phát $a_{i,n}$ được điều chế vào tín hiệu nhánh I của sóng mang con $\cos(2\pi n \Delta f t)$, trong khi phần ảo $b_{i,n}$ được mang theo bởi tín hiệu nhánh Q $\sin(2\pi n \Delta f t)$.



Hình 1.11: Các sóng mang con trực giao.

Hình 1.11 miêu tả tính trực giao giữa các sóng mang con. Các sóng dạng $\cos(2\pi n \Delta f t)$ và $\sin(2\pi n \Delta f t)$, $n = 1, 2, 3$ là một chu kỳ symbol đã được chuẩn hóa $t \in [0, T]$. Trong khoảng thời gian chu kỳ symbol T , tất cả sóng mang con đều trực giao với nhau và thỏa mãn yêu cầu phương trình (1.23).



Hình 1.12: Ví dụ một tín hiệu không tạo ra nhiễu ISI.

Thứ hai, để lựa chọn bộ lọc mẫu thỏa mãn điều kiện tín hiệu đầu ra không có nhiễu ISI giữa các symbol trong miền thời gian hay không tồn tại sự chồng lấn giữa các symbol. Hình 1.12 mô tả đáp ứng xung tổng hợp sẽ bằng 0 tại thời điểm lấy mẫu, ngoại trừ tín hiệu gốc bằng 1.

$$p_T * p_R \big|_{t_s=iT} = \begin{cases} 1, & i = 0 \\ 0, & i \neq 0 \end{cases}$$

Ở đây, $t_s = iT$ là vị trí cho các điểm lấy mẫu trên trục thời gian.

1.3.2. Kỹ thuật truyền dẫn FBMC

Kỹ thuật FBMC là một trường hợp của kỹ thuật đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc ở cả đầu phát và đầu thu. Kỹ thuật FBMC dựa vào các thuật toán IFFT/FFT và thực hiện hiệu quả khi kết hợp với các khối SFB tại phía phát và AFB tại phía thu [30]. Một bộ thu-phát đa sóng mang sử dụng giàn

bộ lọc được cho bởi phương trình như sau:

$$\mathbf{s}_n(t) = \sum_i \mathbf{s}_n[i] \delta(t - iT) \quad (1.24)$$

Trong phương trình (1.24), $\mathbf{s}_n[i]$ là các symbol dữ liệu, n là chỉ số của sóng mang con và T là chu kỳ giữa các symbol. Trong luận án này, NCS sử dụng bộ lọc mẫu 4 khâu (tap) được cung cấp bởi PHYDYAS [20] với $\mathbf{p}_{Tx}$ và $\mathbf{p}_{Rx}$ lần lượt là bộ lọc tổng hợp và bộ lọc phân tách tương ứng ở đầu phát và đầu thu. Đáp ứng xung của các bộ lọc mẫu ở đây được tính theo phương trình sau:

$$\mathbf{p}(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{P}_k \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (1.25)$$

Trong đó, $\mathbf{P}_k$ là các hệ số bộ lọc mẫu và K là hệ số chồng lấn. Sử dụng các bộ lọc này, tín hiệu tổng quát truyền qua hệ thống FBMC có thể được tính theo phương trình sau:

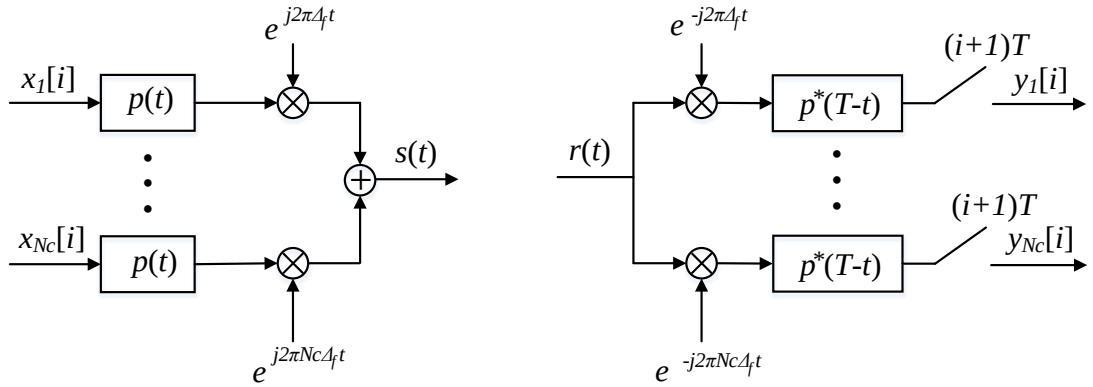
$$\mathbf{x}(t) = \sum_i \sum_{n=0}^{N_c-1} \mathbf{s}_n[i] \mathbf{p}_{Tx}(t - iT) e^{j2\pi(t-iT)f_n} \quad (1.26)$$

Tín hiệu $\mathbf{x}(t)$ trong phương trình (1.26) biểu thị một nhóm thời gian giới hạn bao gồm các sóng mang con giá trị phức của $\mathbf{s}_n[i]$. Chu kỳ T luôn bằng chu kỳ FFT nhưng chu kỳ của $\mathbf{p}_{Tx}$ và $\mathbf{p}_{Rx}$ có thể lớn hơn chu kỳ T nên tạo thành các symbol liên tiếp chồng lấn lên nhau. Ở phía phát, mỗi một sóng mang con truyền qua một giàn bộ lọc được thực hiện bởi $\mathbf{p}_{Tx}$ để tạo ra tín hiệu phát. Tại phía thu, chu kỳ của $\mathbf{p}_{Rx}$ giảm khi truyền qua khối FFT, bởi vì chu kỳ FFT nhỏ hơn chu kỳ T và bằng nghịch đảo của khoảng cách tần số giữa các sóng mang phụ. Do đó, nếu giả sử các điều kiện kênh truyền là lý tưởng thì tín hiệu thu giống hoàn toàn với tín hiệu phát.

1.3.3. Điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian

Trong các hệ thống FBMC, các loại sơ đồ điều chế đều có thể áp dụng được bất cứ khi nào các sóng mang con được tách ra. Do vậy, nếu chỉ khai thác các kênh con có chỉ số chẵn hoặc lẻ thì ta có thể sử dụng điều chế QAM vì không có sự chồng lấn giữa các sóng mang con. Tuy nhiên, muốn sử dụng toàn bộ các sóng mang con để nâng cao tốc độ truyền dẫn thì điều chế OQAM là hiệu quả nhất bởi vì điều chế OQAM có khả năng khắc phục được sự chồng lấn của các sóng mang con trong miền tần số [20].

Điều chế OQAM được gọi là điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian vì thuật ngữ “offset” phản ánh sự dịch chuyển thời gian của một nửa nghịch đảo khoảng cách các sóng mang con giữa phần thực và phần ảo của symbol phức. Trong nghiên cứu này, kỹ thuật điều chế OQAM dựa trên những nội dung cơ bản của hệ thống truyền dẫn QAM song song [19].



Hình 1.13: Sơ đồ khối của hệ thống truyền dữ liệu song song.

Hình 1.13 mô tả sơ đồ khối của hệ thống truyền dữ liệu song song với trường hợp giàn bộ lọc được xem xét là giống nhau. Các bộ lọc được sử dụng trong giàn bộ lọc là các phiên bản dịch tần số theo thời gian của xung mẫu

$p(t)$. Khái niệm truyền dữ liệu song song bao gồm việc chia nhỏ băng tần thành N_c băng tần con, mỗi băng tần cách nhau một khoảng Δ_f . Tại mỗi băng tần con, các symbol được tạo xung bởi $p(t)$ và truyền với tốc độ $\frac{1}{T}$, ở đây T là chu kỳ thời gian của mỗi symbol. Một bộ lọc phù hợp được thực hiện bởi $p^*(T - t)$ chính là nguyên nhân bị dịch theo thời gian và lấy mẫu tương ứng ngay thời điểm $(i + 1)T$. Điều kiện này cho phép hệ thống kiểm soát được chi tiết phổ hữu hạn do $p(t)$ là bộ lọc thông thấp giới hạn băng tần.

Theo Hình 1.13, dữ liệu có thể được khôi phục với điều kiện kênh truyền lý tưởng khi và chỉ khi

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(t - iT) e^{j2\pi n \Delta_f t} \times p^*(t - i'T) e^{-j2\pi n \Delta_f t} dt = \delta_{i',i} \delta_{n',n} \quad (1.27)$$

Đây là điều kiện trực giao với điều kiện ràng buộc mật độ symbol $\frac{1}{\Delta_f T} \leq 1$ [31]. Một xung mẫu nếu thỏa mãn điều kiện đẳng thức này tương ứng với khoảng cách các symbol rất nhỏ, dẫn đến không thể xác định được vị trí các điểm symbol trong cả miền thời gian và tần số [31]. Tuy nhiên, vẫn có thể xác định được các symbol này tại $\frac{1}{\Delta_f T} = 1$ nếu sử dụng điều chế OQAM bằng cách dịch chuyển luân phiên dữ liệu truyền song song tại thời điểm $(T/2)$ và tần số $(\pi/2)$ [32]. Khi đó, tín hiệu truyền băng tần cơ sở có thể được biểu diễn theo phương trình sau:

$$\begin{aligned} s(t) = & \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{n \text{ even}} (\Re(x_n[i]) p(t - iT) + \\ & j \Im(x_n[i]) p(t - T/2 - iT)) e^{j2\pi n \Delta_f t} + \\ & \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{n \text{ odd}} (j \Im(x_n[i]) p(t - iT) + \\ & \Re(x_n[i]) p(t - T/2 - iT)) e^{j2\pi n \Delta_f t} \end{aligned} \quad (1.28)$$

Trong đó, $x_n[i]$ là giá trị phức symbol phát QAM trên sóng mang con thứ n

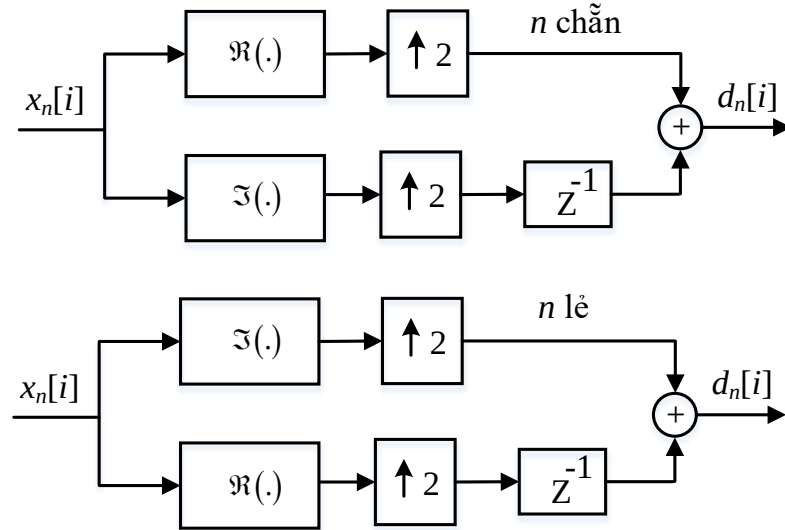
tại thời điểm tức thời thứ i . Ở đây, các symbol trên các sóng mang con liên kế bị dịch một góc pha $\frac{\pi}{2}$. Để đơn giản các ký hiệu, ta sử dụng phần thực để giới thiệu cấu trúc nghịch đảo OQAM, tương đương với các symbol phát PAM có tốc độ $\frac{2}{T}$, bằng cách xác định như sau:

$$\begin{aligned} d_{2n}[2i] &= \Re(x_{2n}[i]), & d_{2n+1}[2i] &= \Im(x_{2n+1}[i]) \\ d_{2n}[2i+1] &= \Im(x_{2n}[i]), & d_{2n+1}[2i+1] &= \Re(x_{2n+1}[i]) \end{aligned} \quad (1.29)$$

tín hiệu $s(t)$ FBMC-OQAM có thể được viết lại theo phương trình sau:

$$s(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{n=0} d_n[k] \phi_n[i] p\left(t - i\frac{T}{2}\right) e^{j2\pi n \Delta_f t}. \quad (1.30)$$

Hình 1.14 minh họa các chuỗi OQAM được tạo bởi sự nghịch đảo trong pha và thành phần cầu phương của symbol QAM $x_n[i]$.



Hình 1.14: Nghịch đảo OQAM trong hệ thống FBMC.

Điều kiện trực giao để bảo đảm các symbol $d_n[i]$ được khôi phục hoàn toàn

tại máy thu và có thể biểu diễn bằng phương trình sau:

$$\Re \left(\int_{-\infty}^{\infty} p \left(t - i \frac{T}{2} \right) e^{j2\pi n \Delta_f t} \phi_n [i] \times p^* \left(t - i \frac{T}{2} \right) e^{-j2\pi n' \Delta_f t} \phi_{n'}^* [i'] dt \right) = \delta_{i',i} \delta_{n',n} \quad (1.31)$$

Trong đó, ϕ_n là góc dịch pha trên sóng mang con thứ n được tính bởi biểu thức sau:

$$\phi_n [i] = e^{j \left(\frac{\pi}{2} (n+i) - \pi n i \right)} \quad (1.32)$$

và $\delta_{i,n}$ là một hàm delta Kronecker được xác định bởi phương trình sau:

$$\delta_{i,n} = \begin{cases} 1, & i = n, \\ 0, & i \neq n. \end{cases} \quad (1.33)$$

Với trường hợp $(i + n)$ chẵn, sự dịch pha là bội số nguyên của π . Điều này cho phép duy trì được giá trị thực của symbol PAM. Mặt khác, với các giá trị $(i + n)$ lẻ, sự dịch pha là bội số lẻ của $\pi/2$. Đây là sự biến đổi giá trị thực symbol PAM thành một giá trị ảo, và sự dịch pha này thực hiện được là nhờ bộ lọc mẫu ở phía phát $\mathbf{p}_{Tx}/\mathbf{p}_{Tx}(t - T/2)$ và các bộ lọc mẫu ở phía thu $\mathbf{p}_{Rx}/\mathbf{p}_{Rx}(t - T/2)$.

Đối với hệ thống thông tin MIMO thiết kế kết hợp giữa máy phát và máy thu hay gọi là thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng thì chất lượng truyền dẫn phụ thuộc vào phương pháp sử dụng độ dư và các giá trị riêng của kênh truyền. Dựa trên ý tưởng mô hình hệ thống MIMO thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho kênh trải trễ, phương pháp SVD kỹ thuật truyền dẫn FBMC-OQAM. NCS đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng nhằm cải thiện chất lượng cho các hệ thống thông tin MIMO ISI theo phương pháp chia sẻ độ dư và MIMO FBMC dựa trên các thuật toán

phân bổ công suất cho các kênh con trong điều kiện ràng buộc công suất tại máy phát. Thêm vào đó, NCS cũng phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo theo các thiết kế sử dụng độ dư trong kênh truyền MIMO ISI đa đường.

1.4. Các nghiên cứu liên quan

1.4.1. Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI

Một trong những đặc tính kỹ thuật chính để nâng cao chất lượng truyền dẫn trong hệ thống thông tin đó là truyền dẫn khối [33, 34, 35, 36, 37]. Tuy nhiên, việc truyền dẫn khối thông qua kênh SISO hoặc kênh MIMO phải đối diện với nhiễu ISI, điều này có thể làm giảm hiệu quả băng thông do thêm các khoảng bảo vệ dưới dạng ZP hoặc CP. Để giải quyết vấn đề này và cải thiện chất lượng hệ thống, về cơ bản ta có thể chia thành ba nhóm giải pháp kỹ thuật như sau: kỹ thuật mã hóa trước, kỹ thuật san bằng và kỹ thuật kết hợp mã hóa trước và san bằng.

Thứ nhất, khi nghiên cứu về kỹ thuật mã hóa trước, đã có một số giải pháp thiết kế kỹ thuật liên quan như trong các công trình [38, 39, 40, 41, 42]. Trong nhóm này, các tác giả đã đề xuất nhiều cách tiếp cận trực tiếp để cải thiện bộ mã hóa trước. Ví dụ, trong [38], các tác giả đã đề xuất một phương pháp thiết kế để cải thiện bộ mã hóa trước trong hệ thống MIMO dựa trên khoảng cách euclide tối thiểu. Trong [39], các tác giả đã áp dụng thuật toán phân tích giá trị riêng để nâng cao chất lượng truyền dẫn đơn sóng mang trong hệ thống MIMO. Trong các công trình [40, 41], nhóm tác giả đã cải thiện các bộ mã hóa trước bằng kỹ thuật cưỡng bức bằng không (ZF: Zero

Forcing) và sai số bình phương trung bình nhỏ nhất (MMSE: Minimum Mean Square Error) dựa trên các hàm chi phí (Cost function) được cải tiến để giảm thiểu công suất phát mà vẫn đảm bảo chất lượng truyền dẫn. Trong [42], các tác giả đã đề xuất một phương pháp thiết kế bộ mã hóa trước tuyến tính để tối đa tốc độ thông tin tương hỗ trung bình trong điều kiện máy phát biết được thống kê thông tin trạng thái kênh.

Thứ hai, cũng có một số công trình đề xuất các phương pháp thiết kế tập trung vào bộ san bằng như trong [43, 44, 45, 46, 47]. Trong [43], nhóm tác giả đã đề xuất bộ san bằng MMSE tối ưu với đáp ứng xung hữu hạn mà không yêu cầu khoảng bảo vệ phải lớn hơn hoặc bằng bậc của kênh truyền. Trong [44], một bộ san bằng độ phức tạp thấp đã được đề xuất bằng cách sử dụng kết hợp bộ lọc MMSE và bộ tách hợp lẽ cực đại (MLD: Maximum Likelihood Detector) trong khi bộ san bằng hồi tiếp quyết định để phát hiện nhiễu cũng được đề xuất trong [45]. Thêm vào đó, một số phân tích về tính phân tập và phẩm chất BER của hệ thống sử dụng bộ san bằng đã được trình bày trong các công trình [46, 47].

Cuối cùng, để loại bỏ ISI trong hệ thống truyền dẫn khối, các khoảng bảo vệ dưới dạng ZP hoặc CP được chèn thêm vào các khối symbol phát, nhưng điều này khiến cho hiệu suất phổ của hệ thống giảm xuống do một phần năng lượng của kênh bị mất đi khi loại bỏ khoảng bảo vệ ở phía thu, đặc biệt trong các kênh truyền với đáp ứng xung dài. Do vậy, đã có một số công trình nghiên cứu đề xuất các thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng để nâng cao chất lượng truyền dẫn hệ thống thông tin vô tuyến [48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55]. Trong công trình [48], đối với các kênh SISO ISI, nhóm tác giả đã đề xuất một thiết kế tối ưu kết hợp mã hóa trước và san bằng theo tiêu chí MMSE

và ZF trong các điều kiện tối đa tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR: Signal to Noise Ratio) và cố định công suất phát trong khi đó một thiết kế tối ưu tốc độ truyền tin trên các kênh đa đường cũng được chỉ ra trong công trình [49]. Trong công trình [50], nhóm tác giả đề xuất các thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng để đạt được tốc độ truyền tin tối đa và nâng cao QoS dựa theo tiêu chí MMSE có trọng số trong điều kiện công suất phát được cố định. Trong các công trình [51, 55], nhóm tác giả đề xuất một bộ mã hóa trước và san bằng cho kênh MIMO dựa trên cơ sở thuật toán phân rã giá trị riêng băng rộng (BSVD: Broadband Singular Value Decomposition) để phân tách kênh MIMO thành các kênh con SISO, đồng thời loại bỏ một phần nhiễu ISI gây ra do tính chất chọn lọc tần số của kênh truyền. Thiết kế này đã hỗ trợ giảm sự tổn hao năng lượng kênh cũng như tăng công suất cho các kênh con, dẫn đến cải thiện phẩm chất BER hay tăng thông lượng của hệ thống. Thêm vào đó, một số công trình nghiên cứu thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng hay san bằng hồi tiếp quyết định theo tiêu chí ZF, MMSE cũng cho thấy khả năng cải thiện đáng kể chất lượng truyền dẫn của hệ thống thông tin vô truyền dẫn khối. Ví dụ: Thiết kế mã hóa trước và san bằng kết hợp với chia sẻ độ dư (LPE-SGI: Linear Precoding and Equalisation with Shared Guard Interval), thiết kế kết hợp tuyến tính mã hóa trước và san bằng kết hợp với san bằng hồi tiếp quyết định (Combined Linear Precoding and Equalisation with Decision Feedback Equalisation), thiết kế kết hợp tuyến tính mã hóa trước và san bằng hồi tiếp quyết định khối (Modified Linear Precoder and Block Decision Feedback Equaliser), và thiết kế kết hợp tuyến tính tối ưu mã hóa trước và san bằng hồi tiếp quyết định khối (Modified Joint Optimal Precoder and Block Decision Feedback Equaliser) [52, 53, 54, 55].

Trong nội dung nghiên cứu của LA, cụ thể là trong chương 2, NCS dựa trên các ý tưởng trong các công trình [48, 54, 55] để phát triển và đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng theo phương pháp chia sẻ độ dư cho kênh MIMO ISI, sau đó tối ưu bộ mã hóa trước và san bằng theo tiêu chí MMSE [50]. Thiết kế đề xuất sẽ cho phép tiết kiệm được năng lượng kênh và đồng thời đạt được phẩm chất BER tốt hơn trong các hệ thống MIMO ISI.

1.4.2. Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC

Trong những năm gần đây, đã có nhiều nghiên cứu về kỹ thuật đa sóng mang thế hệ mới FBMC cho hệ thống thông tin thế hệ thứ 5 (5G: Fifth Generation). Cụ thể, đã có một số kỹ thuật mã hóa trước được đề xuất cho hệ thống FBMC như trong các công trình [56, 57, 58]. Ví dụ, trong [56], Q. Duong và các tác giả đã giới thiệu sơ đồ mã hóa trước Walsh-Hadamard sử dụng ma trận Unitary, được gọi là WHT-C-FBMC đồng thời đề xuất phương pháp tính toán BER xấp xỉ để nâng cao phẩm chất BER của hệ thống đa sóng mang FBMC. Trong [57], đã đề xuất thiết kế bộ mã hóa trước Tomlinson-Harashima cho hệ thống MIMO-FBMC đa người dùng ở đường xuống. Các đề xuất ở đây đều đạt được phẩm chất BER đáng kể khi so sánh trong cùng hệ thống. Trong [58], nhóm tác giả đã nghiên cứu ảnh hưởng của CSI hoàn hảo ở máy phát dựa vào hiệu suất của hệ thống multi-user MIMO sử dụng kỹ thuật mã hóa trước ZF cho điều chế FBMC.

Trong một số công trình như [16, 17, 18, 59], các nhóm tác giả đã đề xuất các thiết kế san bằng cho các hệ thống FBMC. Ví dụ, nhóm tác giả trong

[16] đã phân tích hiệu suất BER khi thiết kế bộ san bằng sử dụng các tiêu chí ZF và MMSE trong hệ thống MIMO-FBMC để nâng cao phẩm chất BER. Trong công trình [17], nhóm tác giả đã đề xuất một bộ san bằng hồi tiếp quyết định (DFE: Decision Feedback Equalizer) cải tiến cho các hệ thống FBMC-OQAM dựa theo tiêu chí MMSE. Ngoài ra, với mỗi sóng mang con, ngoài bộ lọc không đệ quy và bộ lọc đệ quy, còn được đặt thêm vào hai bộ lọc triệt nhiễu ICI để phát hiện ICI từ các băng con bên cạnh và thực hiện triệt nhiễu tốt hơn trong các kênh truyền đa đường. Kết quả chỉ ra rằng bộ lọc MMSE-DFE đã cải thiện phẩm chất BER trong các trường hợp hệ thống có ICI và ISI mặc dù yêu cầu độ phức tạp cao hơn. Trong công trình [18], nhóm tác giả đã trình bày một kỹ thuật san bằng với thuật toán sai số bình phương trung bình (MSE: Mean Square Error) được huấn luyện cho các hệ thống MIMO-FBMC với điều chế QAM dựa trên mạng neural (NN: Neural Network) cải tiến để ước lượng kênh và bù cho các mô hình thông tin MIMO-FBMC. Các mạng neural sử dụng bộ san bằng kênh kết hợp thuật toán GD (Gradient Descent) huấn luyện, kết quả cho thấy sau khi được thiết lập kênh truyền thì mạng NN-GD có thể bám kênh truyền và hiệu suất ước lượng kênh trong các bộ lọc sử dụng thuật toán GD là tốt hơn khi được so sánh với phương pháp bình phương trung bình nhỏ nhất (LMS: Least Mean Square). Vấn đề này cũng được nghiên cứu trong công trình [59], các tác giả đề xuất một phương pháp giảm ảnh hưởng của kênh chọn lọc tần số dựa theo phép biến đổi nội suy hình học cho các hệ thống MIMO-FBMC.

Đối với các thiết kế mã hóa trước và san bằng, trong các công trình [11, 12, 60, 61], các nhóm tác giả đã đề xuất các thiết kế mã hóa trước và san bằng để cải thiện hiệu suất phổ, nâng cao chất lượng truyền dẫn cho hệ thống MIMO

FMBC. Thêm vào đó, trong các công trình [62, 63, 64], các tác giả đã đề xuất các kỹ thuật thiết kế mã hóa trước và san bằng ZF hoặc MMSE tuyến tính và hồi tiếp quyết định (FDE) kết hợp với phân tích phẩm chất lỗi, tìm phân bố tỉ số tín hiệu trên tạp âm và nhiễu (SINR: Signal to Interference and Noise Ratio) cho hệ thống FBMC OQAM và hệ thống đơn sóng mang - san bằng miền tần số (SC-FDE: Single Carrier-Frequency Domain Equalization).

Bảng 1.1: So sánh đặc tính giữa OFDM, FBMC, GFDM và UPMC

	OFDM	FBMC	GFDM	UPMC
PAPR	Cao	Cao	Thấp	Trung bình
Bức xạ ngoài băng	Cao	Thấp	Thấp	Thấp
Hiệu suất phổ	Trung bình	Cao	Trung bình	Cao
Tiền tố vòng	Có	không	Có	Không
Tính trực giao	Có	Có	Không	Có
Đồng bộ với MIMO	Có	Có	Có	Có
Độ trễ	Ngắn	Dài	Ngắn	Ngắn
Ảnh hưởng dịch tần số	Trung bình	Trung bình	Trung bình	Trung bình

Qua khảo sát các công trình nghiên cứu và một số đặc tính cơ bản của các kỹ thuật đa sóng mang OFDM, FBMC, Generalized frequency division multiplexing (GFDM) và Universal-filtered multi-carrier (UPMC) [7, 8, 65, 66, 67] như trong Bảng 1.1. Kỹ thuật FBMC có những đặc tính quan trọng như bức xạ ngoài băng thấp và không cần sử dụng tiền tố vòng hay chính là khoảng bảo vệ. Ngoài ra, kỹ thuật FBMC còn có một số ưu điểm khác như hiệu suất sử dụng phổ, xử lý tín hiệu ở máy thu linh hoạt và tốc độ truyền dữ liệu cao. Trên cơ sở đó, trong nội dung nghiên cứu Chương 3, NCS sẽ đề xuất phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa theo các thuật toán phân bổ công suất phát để nâng cao chất lượng truyền dẫn trong hệ thống MIMO FBMC OQAM.

1.5. Kết luận chương

Nội dung chương này đã nghiên cứu các vấn đề tổng quan về mô hình kênh trong hệ thống thông tin, mô hình hệ thống MIMO kết hợp mã hóa trước và san bằng, mô hình hệ thống sử dụng phương pháp SVD và kỹ thuật FBMC OQAM. Trên cơ sở nghiên cứu ưu điểm và nhược điểm một số kỹ thuật cơ bản như mã hóa trước, san bằng và kỹ thuật kết hợp mã hóa trước và san bằng trong các hệ thống thông tin MIMO. Từ đó, NCS tập trung đi sâu vào các nội dung nghiên cứu về kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng trong hệ thống MIMO ISI và MIMO FBMC.

Những kiến thức tổng quan của Chương 1 sẽ là cơ sở để phần sau của Luận án, NCS đề xuất các ý tưởng thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng theo các phương pháp sử dụng độ dư hay các thuật toán phân bổ công suất phát cho các hệ thống MIMO ISI và MIMO FBMC.

Chương 2

KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG CHO HỆ THỐNG MIMO ISI

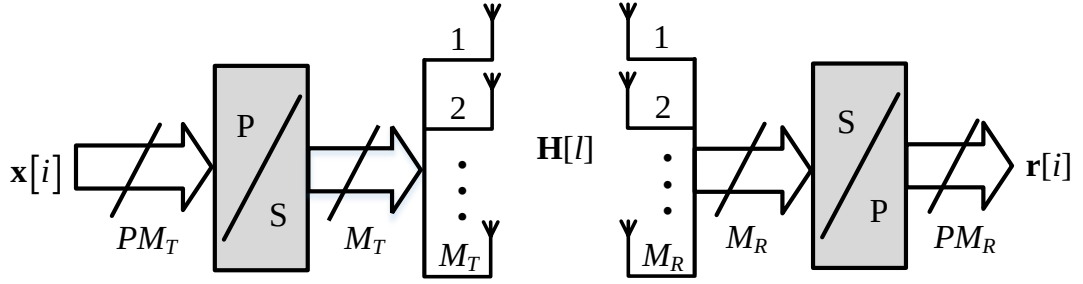
Các phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng đã được áp dụng nhiều vào các hệ thống MIMO và chứng tỏ được khả năng nâng cao hiệu quả trong truyền dẫn. Trong chương này, trước hết NCS trình bày mô hình kênh và mô hình hệ thống thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho kênh MIMO ISI. Tiếp theo, NCS phát triển một phương pháp thiết kế có sử dụng độ dư từ kênh SISO ISI [48] sang kênh MIMO ISI. Từ đây, đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp nhờ vào việc phân chia độ dư một cách hợp lý giữa máy phát và máy thu để giảm phẩm chất BER đồng thời nâng cao chất lượng hệ thống MIMO ISI. Sau đó, NCS phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI lên hệ thống này.

2.1. Mô hình hệ thống MIMO ISI

2.1.1. Mô hình kênh

Trong các công trình [48, 49], các tác giả chỉ tập trung phân tích và xây dựng các phương trình thiết kế để đánh giá chất lượng hệ thống dựa trên kênh SISO ISI. Trong nội dung nghiên cứu và đề xuất của Luận án, các phương trình này sẽ được mở rộng cho kênh MIMO ISI. Xét mô hình kênh MIMO ISI như thể hiện trên Hình 2.1 gồm có M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu. Ở đây, giả thiết rằng các kênh giữa mỗi cặp ăng-ten phát và thu là kênh pha

định chọn lọc theo tần số, có đáp ứng xung hữu hạn (FIR: Finite Impulse Response) với bậc L , các thành phần đáp ứng xung kênh (CIR: Channel Impulse Response) được chứa trong các ma trận $\mathbf{H}[0], \mathbf{H}[1], \dots, \mathbf{H}[L]$ là các ma trận phức, ở đây $\mathbf{H}[l] \in \mathbb{C}^{M_T \times M_R}$, với $(l = 0, \dots, L)$.



Hình 2.1: Mô hình kênh MIMO ISI.

Mô hình kênh MIMO ISI như Hình 2.1, với một luồng véc-tơ tín hiệu đầu vào có chiều dài N symbol, sau quá trình xử lý được chia thành P véc-tơ tín hiệu phát, mỗi véc-tơ có độ dài là M_T lần lượt qua kênh MIMO ISI thông qua M_T ăng-ten phát. Ở đầu ra kênh truyền, thông qua M_R ăng-ten thu, ta sẽ nhận được P véc-tơ tín hiệu, mỗi véc-tơ có độ dài là M_R . Khi đó nếu ta xếp chồng P véc-tơ tín hiệu phát thành một véc-tơ có độ dài là PM_T và định nghĩa véc-tơ tín hiệu vào của kênh truyền là $\mathbf{x}[i]$, đồng thời theo cách tương tự định nghĩa véc-tơ tín hiệu ở đầu ra kênh truyền là $\mathbf{r}[i]$ và được tính bởi phương trình sau:

$$\mathbf{r}[i] = \mathbf{H}_0 \mathbf{x}[i] + \mathbf{H}_1 \mathbf{x}[i - 1], \quad (2.1)$$

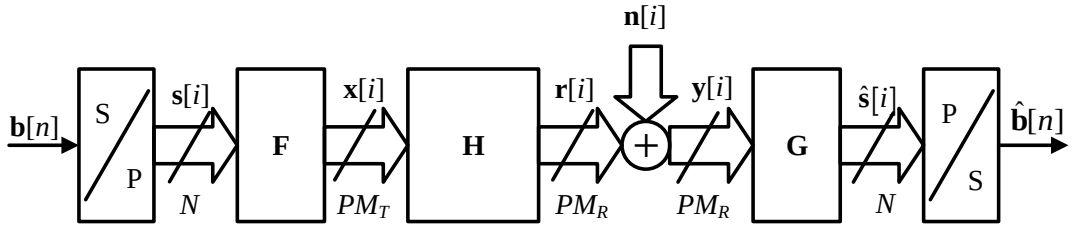
Trong đó, $\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1$ là các ma trận đều có kích thước $PM_R \times PM_T$ được cho bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}[L] & \dots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \dots & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}[L] & \dots & \mathbf{H}[0] \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}[L] & \dots & \mathbf{H}[1] \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \ddots & \dots & \mathbf{H}[L] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

2.1.2. Mô hình hệ thống tổng quát

Trên cơ sở mô hình kênh như trong Hình 2.1, ta xét mô hình tổng quát cho hệ thống MIMO ISI bao gồm một bộ mã hóa trước ở phía phát, kênh truyền và bộ san bằng ở phía thu được thể hiện như trong Hình 2.2.



Hình 2.2: Mô hình hệ thống thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng.

Các véc-tơ symbol trong mô hình tổng quát được định nghĩa thêm như sau:

- Véc-tơ symbol đầu vào bộ mã hóa trước

$$\mathbf{s}[i] = [\mathbf{s}[iN]\mathbf{s}[iN + 1] \dots \mathbf{s}[iN + N - 1]]^T \quad (2.4)$$

- Véc-tơ các symbol đầu vào kênh

$$\mathbf{x}[i] = [\mathbf{x}[iPM_T]\mathbf{x}[iPM_T + 1] \dots \mathbf{x}[iPM_T + PM_T - 1]]^T \quad (2.5)$$

- Véc-tơ các symbol đầu vào bộ san bằng

$$\mathbf{y}[i] = [\mathbf{y}[iPM_R]\mathbf{y}[iPM_R + 1] \dots \mathbf{y}[iPM_R + PM_R - 1]]^T \quad (2.6)$$

- Véc-tơ các symbol đầu ra bộ san bằng

$$\hat{\mathbf{s}}[i] = [\hat{\mathbf{s}}[iN]\hat{\mathbf{s}}[iN + 1] \dots \hat{\mathbf{s}}[iN + N - 1]]^T \quad (2.7)$$

- Véc-tơ tạp âm

$$\mathbf{n}[i] = [\mathbf{n}[iPM_R]\mathbf{n}[iPM_R + 1] \dots \mathbf{n}[iPM_R + PM_R - 1]]^T \quad (2.8)$$

Hình 2.2 thể hiện sơ đồ khối thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng tổng quát cho kênh MIMO ISI. Xét một luồng véc-tơ symbol đầu vào $\mathbf{b}[n]$ đi qua bộ chuyển đổi S/P chuyển thành véc-tơ symbol $\mathbf{s}[i]$ có độ dài là N symbol. Véc-tơ này đi qua bộ mã hóa trước và được chèn thêm độ dư tạo thành véc-tơ symbol $\mathbf{x}[i]$ có kích thước $PM_T \times 1$, chứa P véc-tơ, mỗi véc-tơ có độ dài là M_T và được truyền qua kênh MIMO ISI thông qua M_T ăng-ten phát. Ở phía thu, thông qua M_R ăng-ten thu, ta thu được véc-tơ symbol $\mathbf{y}[i]$ bao gồm tín hiệu phát và tạp âm có kích thước là $PM_R \times 1$, chứa P véc-tơ, mỗi véc-tơ có độ dài là M_R . Véc-tơ symbol $\mathbf{y}[i]$ đi vào bộ san bằng và được loại bỏ độ dư, tạo thành véc-tơ $\hat{\mathbf{s}}[i]$ ở đầu ra bộ san bằng có độ dài là N symbol, sau đó đi qua bộ chuyển đổi P/S ta sẽ thu được luồng véc-tơ symbol đầu ra $\hat{\mathbf{b}}[n]$. Theo quá trình biến đổi như trên, các khối symbol $\hat{\mathbf{s}}[i]$ đầu ra bộ

san bằng của hệ thống MIMO ISI như trong Hình 2.2 được tính theo phương trình như sau [48]:

$$\hat{\mathbf{s}}[i] = \mathbf{G}\mathbf{H}_0\mathbf{F}\mathbf{s}[i] + \mathbf{G}\mathbf{H}_1\mathbf{F}\mathbf{s}[i-1] + \mathbf{G}\mathbf{n}[i] \quad (2.9)$$

Trong đó, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{PM_T \times N}$ và $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times PM_R}$ lần lượt là các bộ mã hóa trước và bộ san bằng, và được cho bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ F_0[1] & F_1[1] & \cdots & F_{N-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[PM_T-1] & F_1[PM_T-1] & \cdots & F_{N-1}[PM_T-1] \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_0[0] & G_1[0] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[0] \\ G_0[1] & G_1[1] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_0[N-1] & G_1[N-1] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

và $\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1$ là các ma trận đều có kích thước $PM_R \times PM_T$ lần lượt được tính theo các biểu thức (2.2) và (2.3). $\mathbf{n}[i]$ là véc-tơ nhiễu AWGN có kích thước là $PM_R \times 1$.

2.2. Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng

2.2.1. Phương pháp sử dụng độ dư

Như đã đề cập trong Chương 1, độ dư ở đây chính là tổng các khoảng bảo vệ chứa symbol giá trị 0 được chèn thêm vào cùng với véc-tơ symbol đầu vào hay là độ chênh lệch giữa độ dài của véc-tơ symbol đầu vào bộ san bằng $\mathbf{s}[i]$ và véc-tơ symbol phát $\mathbf{x}[i]$. Để đơn giản, ta sẽ giả thiết $M_T = M_R$ và do đó

độ dư được tính bằng $PM_T - N$, độ dư này tương đương với độ dư trên một kênh con giữa một cặp ăng-ten phát và thu là $P - N/M_T$.

Xét trong hệ thống truyền dẫn trên kênh MIMO ISI như Hình 2.2 , nhiễu ISI được đặc trưng bởi thành phần $\mathbf{GH}_1\mathbf{Fs}[i - 1]$ trong phương trình (2.9). Để loại bỏ nhiễu ISI, ta có thể thực hiện bằng một trong hai phương pháp là chèn LM_T hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0 (còn được gọi là phương pháp TZ - Trailing zero) vào bộ mã hóa trước hoặc chèn LM_R cột đầu tiên gồm toàn ký tự 0 (còn gọi là phương pháp LZ - Leading zero) vào bộ san bằng. Hai phương pháp này sẽ được trình bày lần lượt cụ thể như sau:

- Phương pháp TZ:

Trong phương pháp này, bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ sẽ được thiết kế bằng cách chèn thêm vào LM_T hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0 và được tính theo phương trình sau:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[M-1] & F_1[M-1] & \cdots & F_{N-1}[M-1] \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Theo thiết kế này, bộ mã hóa trước $\mathbf{F}_{TZ} \in \mathbb{C}^{(P-L)M_T \times N}$ bây giờ được tính

theo phương trình như sau:

$$\mathbf{F}_{TZ} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{(N-1)}[0] \\ F_0[1] & F_1[1] & \cdots & F_{(N-1)}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[M-1] & F_1[M-1] & \cdots & F_{(N-1)}[M-1] \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

với $M = (P - L)M_T$.

Sau đó, ma trận mã hóa trước $\mathbf{F}_{TZ}$ sẽ được thiết kế kết hợp với ma trận san bằng $\mathbf{G}_{TZ} = \mathbf{G}$ theo tiêu chí ZF hoặc MMSE để cải thiện chất lượng của hệ thống.

Khi đã loại bỏ được nhiễu ISI hay thành phần thứ hai bên phải của phương trình (2.9) bằng 0, có nghĩa là $\mathbf{G}\mathbf{H}_1\mathbf{F}\mathbf{s}[i-1] = 0$, lúc này phương trình (2.9) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \mathbf{G}_{TZ}\mathbf{H}_{TZ}\mathbf{F}_{TZ}\mathbf{x}[i] + \mathbf{G}_{TZ}\mathbf{n}[i]. \quad (2.14)$$

ở đây $\mathbf{H}_{TZ}$ chứa $(P - L)M_T$ cột đầu tiên của $\mathbf{H}_0$ và được tính bởi phương trình như sau:

$$\mathbf{H}_{TZ} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}[L] & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \mathbf{H}[0] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Các bộ mã hóa trước và san bằng được thiết kế theo tiêu chí MMSE [48] với điều kiện ràng buộc công suất phát không đổi bằng p_0 và được tính bởi

các phương trình sau:

$$\mathbf{F}_{TZ} = \mathbf{V}\Phi\mathbf{U}^H, \quad (2.16)$$

$$\mathbf{G}_{TZ} = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{F}_{TZ}^H\mathbf{H}^H(\mathbf{R}_{nn} + \mathbf{H}_{TZ}^H\mathbf{F}_{TZ}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{F}_{TZ}^H\mathbf{H}_{TZ}^H)^{-1}. \quad (2.17)$$

Trong đó, $\mathbf{R}_{ss}$ là ma trận hiệp phương sai của tín hiệu vào, $\mathbf{R}_{nn}$ là ma trận hiệp phương sai của tạp âm. $\mathbf{U}$ và $\mathbf{V}$ là các ma trận Unitary được tính thông qua phép phân tích SVD như sau:

$$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{U}\Delta\mathbf{U}^H, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{H}_{TZ}^H\mathbf{R}_{nn}^{-1}\mathbf{H}_{TZ} = \mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H. \quad (2.19)$$

với Δ và Λ là các ma trận đường chéo với các giá trị không âm (≥ 0) và Φ là một ma trận đường chéo mà các phần tử trên đường chéo chính của nó được tính theo tiêu chí MMSE như sau:

$$|\Phi_{vv}|^2 = \frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1}}{\sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1/2} \delta_{ii}^{1/2}} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{vv} \delta_{vv}}} - \lambda_{vv}^{-1} \delta_{vv}^{-1}, \quad (2.20)$$

với k là số lượng các phần tử của Φ_{vv} thỏa mãn điều kiện $|\Phi_{vv}|^2 > 0$ và $\lambda_{vv}, \delta_{vv}$ lần lượt là các phần tử trên đường chéo chính thứ v của Λ và Δ .

- Phương pháp LZ:

Đối với phương pháp LZ, trong khi bộ mã hóa trước vẫn được giữ nguyên $\mathbf{F}_{LZ} = \mathbf{F}$ thì bộ san bằng $\mathbf{G}$ được chèn thêm vào LM_R cột đầu tiên gồm toàn ký tự 0 và được biểu diễn theo phương trình sau:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & G_0[0] & \cdots & G_{M-1}[0] \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[1] & \cdots & G_{M-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[N-1] & \cdots & G_{M-1}[N-1] \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Theo thiết kế này, bộ san bằng $\mathbf{G}_{LZ} \in \mathbb{C}^{N \times (P-L)M_R}$ sẽ được biểu diễn theo phương trình sau:

$$\mathbf{G}_{LZ} = \begin{bmatrix} G_0[0] & G_1[0] & \cdots & G_{M-1}[0] \\ G_0[1] & G_1[1] & \cdots & G_{M-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_0[N-1] & G_1[N-1] & \cdots & G_{M-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

với $M = (P-L)M_T$.

Sau đó, bộ san bằng $\mathbf{G}_{LZ}$ sẽ được thiết kế kết hợp với bộ mã hóa trước $\mathbf{F}_{LZ}$ theo tiêu chí ZF hoặc MMSE. Tương tự như phương pháp TZ, khi đã loại bỏ được nhiễu ISI hay thành phần thứ hai bên phải của phương trình (2.9) bằng 0 ($\mathbf{G}\mathbf{H}_1\mathbf{F}\mathbf{s}[i-1] = 0$), dẫn đến phương trình (2.9) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \mathbf{G}_{LZ}\mathbf{H}_{LZ}\mathbf{F}_{LZ}\mathbf{x}[i] + \mathbf{G}_{LZ}\mathbf{n}[i]. \quad (2.23)$$

ở đây $\mathbf{H}_{LZ}$ chứa M hàng cuối cùng của $\mathbf{H}_0$ và được biểu diễn bởi phương trình như sau:

$$\mathbf{H}_{LZ} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[0] \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Các bộ mã hóa trước và san bằng lúc này cũng được thiết kế theo tiêu chí MMSE [48] với điều kiện ràng buộc công suất phát bằng p_0 và được tính bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{F}_{LZ} = \mathbf{V}\Phi\mathbf{U}^H, \quad (2.25)$$

$$\mathbf{G}_{LZ} = \mathbf{R}_{ss} \mathbf{F}_{LZ}^H \mathbf{H}^H (\mathbf{R}_{nn} + \mathbf{H}_{LZ}^H \mathbf{F}_{LZ} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{F}_{LZ}^H \mathbf{H}_{LZ}^H)^{-1}. \quad (2.26)$$

Trong đó, $\mathbf{U}$ và $\mathbf{V}$ là các ma trận Unitary được tính thông qua phép phân tích SVD như các phương trình sau:

$$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{U} \mathbf{\Delta} \mathbf{U}^H, \quad (2.27)$$

$$\mathbf{H}_{LZ}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H}_{LZ} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H. \quad (2.28)$$

với $\mathbf{\Delta}$ và $\mathbf{\Lambda}$ là các ma trận đường chéo với các giá trị không âm (≥ 0) và $\mathbf{\Phi}$ là một ma trận đường chéo mà các phần tử trên đường chéo chính của nó được tính theo tiêu chí MMSE như phương trình (2.20).

Trong công trình [48], A. Scaglione và các tác giả đã chỉ ra rằng khi thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng theo phương pháp TZ hay LZ để cải thiện chất lượng hệ thống đều cho kết quả cơ bản giống nhau. Trong phần tiếp theo, NCS đề xuất một phương pháp thiết kế chia sẻ độ dư với mục đích cải thiện chất lượng hệ thống MIMO ISI. Vì vậy, để minh chứng các kết quả nghiên cứu, thiết kế đề xuất sẽ được so sánh với các thiết kế sử dụng độ dư là TZ và LZ.

2.2.2. Đề xuất phương pháp chia sẻ độ dư

Theo như phân tích các phương pháp sử dụng độ dư, rõ ràng việc sử dụng các khoảng bảo vệ hay chính là độ dư của cả hệ thống cho phép khử hoàn toàn nhiễu ISI (thành phần $\mathbf{G}\mathbf{H}_1\mathbf{F} = 0$ trong phương trình (2.9)). Tuy nhiên, việc này sẽ làm mất đi LM_T cột cuối cùng của ma trận $\mathbf{H}_0$ (đối với phương pháp TZ) hoặc làm mất đi LM_R hàng đầu tiên của ma trận (đối với phương pháp LZ) dẫn đến một phần năng lượng kênh bị mất đi. Bên cạnh đó, ta thấy rằng thông thường khi truyền dẫn trên các kênh MIMO thì một kênh MIMO sẽ

được biến đổi thành một số kênh con song song và độc lập với nhau, khi đó do SNR trên các kênh con này là khác nhau và vì vậy BER của cả hệ thống sẽ bị chi phối rất mạnh bởi BER trên các kênh con có SNR thấp. Như vậy, vấn đề đặt ra ở đây là làm sao tận dụng được năng lượng kênh trong ma trận $\mathbf{H}_0$, đồng thời loại bỏ được nhiều ISI nhưng vẫn đảm bảo chất lượng truyền dẫn cho toàn bộ hệ thống.

Để giải quyết vấn đề này, trên cơ sở các ý tưởng [48, 68], NCS đề xuất thiết kế kết hợp một bộ mã hóa trước ở phía phát và một bộ san bằng ở phía thu theo phương pháp chia sẻ độ dư để giảm tổn hao trong ma trận $\mathbf{H}_0$ hay nói cách khác là giảm tiêu hao năng lượng của các kênh con. Đồng thời các bộ mã hóa trước và san bằng cũng được thiết kế tối ưu theo tiêu chí MMSE [50] để tăng giá trị SNR của các kênh con, dẫn đến giảm phẩm chất BER của hệ thống.

Thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng theo phương pháp chia sẻ độ dư dựa trên các giải pháp trong tài liệu [48], nhưng khoảng bảo vệ bây giờ được chia sẻ giữa máy phát và máy thu. Cụ thể là, thay vì chèn LM_T hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0 vào bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ ở bên máy phát, ta chỉ chèn $KM_T = \lfloor \frac{LM_T}{2} \rfloor$ hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0, còn ở bên máy thu chèn thêm $(L - K)M_R$ cột đầu tiên gồm toàn ký tự 0 vào bộ san bằng $\mathbf{G}$. Do đó, bộ mã hóa trước và san bằng bây giờ có cấu trúc lần lượt như sau:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[PM_T - KM_T] & F_1[PM_T - KM_T] & \cdots & F_{N-1}[PM_T - KM_T] \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & G_0[0] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[0] \\ \vdots & \cdots & \vdots & G_0[1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[1] \\ 0 & \cdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[N-1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Do đó, $\mathbf{F}_0 \in \mathbb{C}^{(P-K)M_T \times N}$ and $\mathbf{G}_0 \in \mathbb{C}^{N \times (P-L+K)M_R}$ có cấu trúc lần lượt như sau:

$$\mathbf{F}_0 = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ F_0[1] & F_1[1] & \cdots & F_{N-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[PM_T - KM_T] & F_1[PM_T - KM_T] & \cdots & F_{N-1}[PM_T - KM_T] \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{G}_0 = \begin{bmatrix} G_0[0] & G_1[0] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[0] \\ G_0[1] & G_1[1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_0[N-1] & G_1[N-1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Theo thiết kế bộ mã hóa trước $\mathbf{F}_0$ và san bằng $\mathbf{G}_0$, sau khi loại bỏ nhiễu ISI thì phương trình (2.9) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{s}}[i] = \mathbf{G}_0 \hat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_0 \mathbf{s}[i] + \mathbf{G}_0 \mathbf{n}[i], \quad (2.33)$$

ở đây $\hat{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{(P-L+K)M_R \times (P-K)M_T}$ được cho bởi phương trình sau:

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[L-K] & \cdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}[L] & & & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & & & & \mathbf{H}[0] \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[K] \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

và $\mathbf{n}[i]$ bây giờ có độ dài $(P-L+K)M_R$.

Sau đó các bộ mã hóa trước $\mathbf{F}_0$ và san bằng $\mathbf{G}_0$ sẽ được thiết kế tối ưu kết hợp theo tiêu chí MMSE [50] và được cho bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{F}_0 = \mathbf{V} \Phi_{\mathbf{f}}, \quad (2.35)$$

$$\mathbf{G}_0 = \Phi_{\mathbf{g}} \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1}, \quad (2.36)$$

trong đó, $\mathbf{V}$ là ma trận Unitary được tính thông qua các phép phân tích SVD như sau:

$$\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{V} \Lambda \mathbf{V}^H \quad (2.37)$$

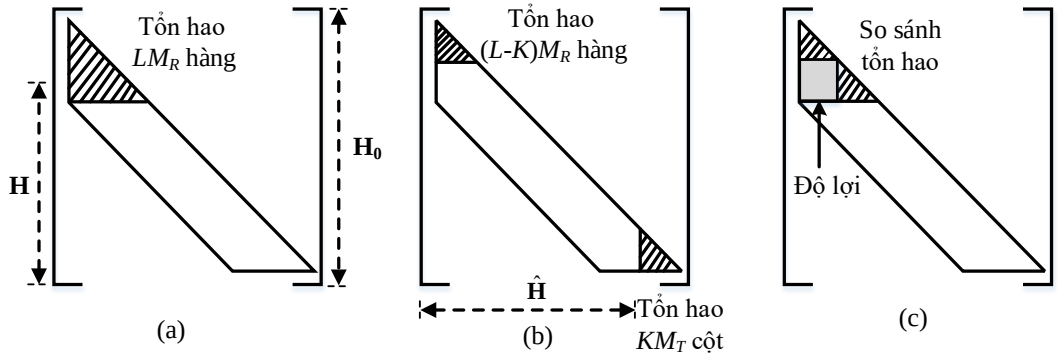
và $\Phi_{\mathbf{f}}$, $\Phi_{\mathbf{g}}$ là các ma trận đường chéo mà các phần tử trên đường chéo chính của nó được tính theo tiêu chí MMSE [50] và lần lượt được cho bởi các phương

trình sau:

$$|\phi_{f,vv}|^2 = \frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1}}{\sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1/2}} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{vv}}} - \lambda_{vv}^{-1} \quad (2.38)$$

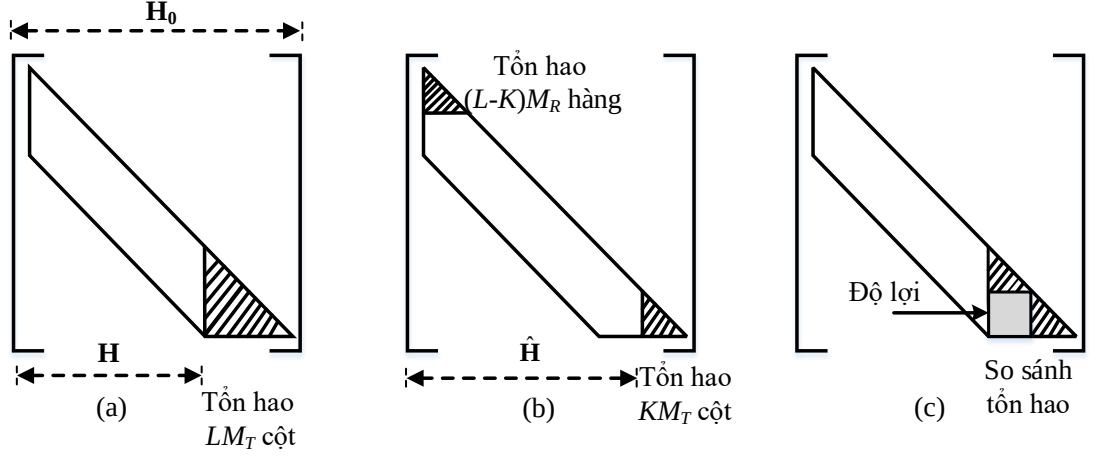
$$|\phi_{g,vv}|^2 = \left[\frac{\sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1/2}}{p_0 + \sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1}} \lambda_{vv}^{-1/2} - \left(\frac{\sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1/2}}{p_0 + \sum_{i=1}^k \lambda_{ii}^{-1}} \lambda_{vv}^{-1/2} \right)^2 \lambda_{vv}^{-1} \right] \frac{1}{\lambda_{vv}} \quad (2.39)$$

ở đây, λ_{vv} là phần tử đường chéo chính thứ v của $\mathbf{\Lambda}$ và k là số lượng các phần tử của $\phi_{f,vv}$, $\phi_{g,vv}$ và thỏa mãn điều kiện $|\phi_{f,vv}|^2 > 0$ và $|\phi_{g,vv}|^2 > 0$.



Hình 2.3: So sánh tổn hao năng lượng trong $\mathbf{H}_0$ theo thiết kế đề xuất và thiết kế LZ.

Hình 2.3 và 2.4 so sánh tổn hao năng lượng kênh của thiết kế đề xuất với thiết kế LZ hoặc TZ. Quá trình mô tả so sánh sự tổn hao năng lượng giữa các thiết kế này cơ bản là giống nhau. Ở đây, NCS sẽ trình bày so sánh sự tổn hao năng lượng kênh của thiết kế đề xuất hay thiết kế chia sẻ độ dư với thiết kế TZ. Từ phương trình (2.15), chúng ta thấy rằng trong trường hợp TZ như đã phân tích ở phần trên thì LM_T cột cuối cùng của ma trận $\mathbf{H}_0$ bị loại bỏ bởi bộ mã hóa trước, dẫn đến giảm một phần năng lượng kênh và được miêu tả trong phần tam giác có gạch chéo như minh họa ở Hình 2.4 a.



Hình 2.4: So sánh tổn hao năng lượng trong $\mathbf{H}_0$ theo thiết kế đề xuất và thiết kế TZ.

Khi khoảng bảo vệ được chia sẻ cả hai bên máy phát và máy thu, $(L - K) M_R$ hàng đầu tiên của ma trận $\mathbf{H}_0$ bị loại bỏ bởi bộ san bằng và $K M_T$ cột cuối cùng của ma trận $\mathbf{H}_0$ bị loại bỏ bởi bộ mã hóa trước. Tổn hao năng lượng của $\mathbf{H}_0$ bây giờ được miêu tả bằng hai hình tam giác có gạch chéo như minh họa ở Hình 2.4 b. Ở đây, tam giác góc trên bên trái tương ứng với tổn hao năng lượng kênh do bộ san bằng và tam giác tại góc phía dưới bên phải tương ứng với tổn hao năng lượng kênh do bộ mã hóa trước. Nếu ta dịch tam giác tại góc trên bên trái sát với tam giác góc phía dưới bên phải như miêu tả ở Hình 2.4 c và so sánh tổn hao năng lượng kênh trong hai trường hợp, thì ta thấy rằng tổn hao năng lượng của $\mathbf{H}_0$ theo phương pháp đề xuất là nhỏ hơn so với tổn hao năng lượng kênh của trường hợp TZ và các thành phần của $\mathbf{H}_0$ nằm trong hình chữ nhật màu xám được giữ lại trong $\hat{\mathbf{H}}_0$ sẽ góp phần làm cho SNR của các kênh con tăng lên sau khi được tối ưu theo tiêu chí MMSE.

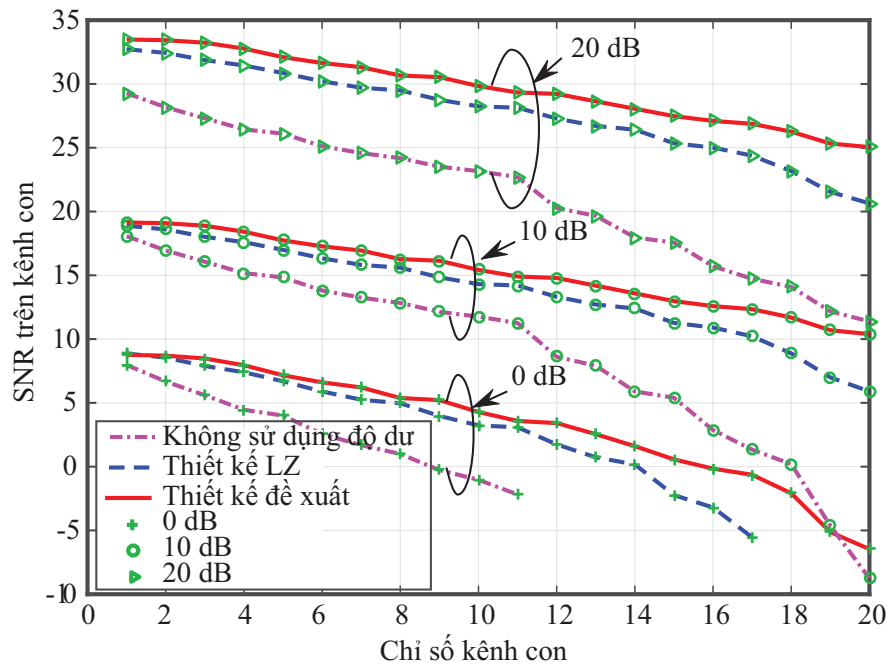
Ở đây, các bộ mã hóa trước và san bằng được thiết kế theo tiêu chí MMSE như trong tài liệu [50], và được tính theo các biểu thức (2.35) và (2.36). Ma trận kênh $\mathbf{H}$ được thay thế bằng ma trận $\hat{\mathbf{H}}$.

2.2.3. Kết quả mô phỏng

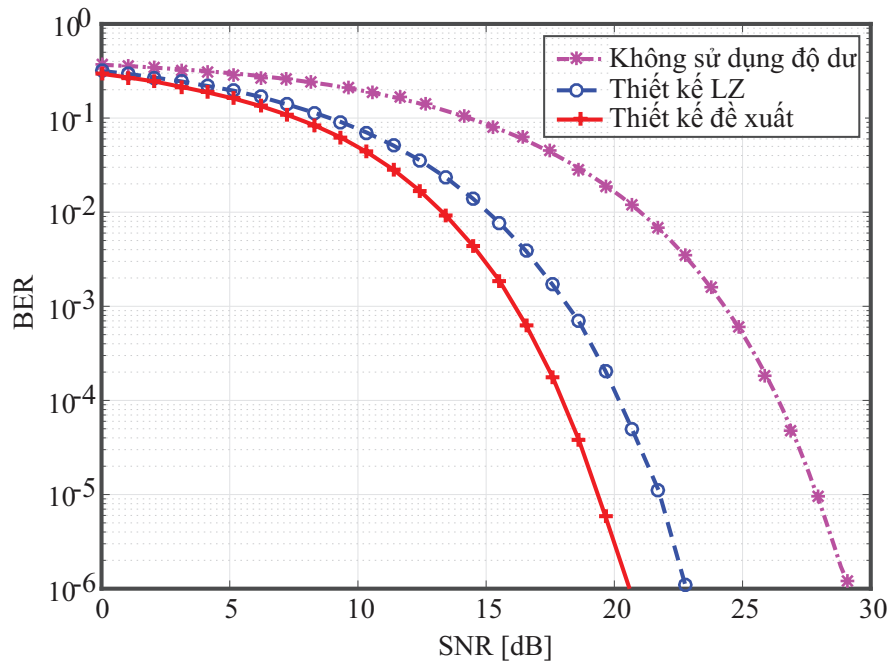
Để đánh giá và so sánh chất lượng của các phương pháp thiết kế, Nghiên cứu sinh xây dựng chương trình Monte-Carlo để mô phỏng các kết quả tính toán của hệ thống. Ở đây, để phát huy tác dụng của thuật toán mà không mất tính tổng quát, NCS sử dụng CIR theo mô hình kênh trong nhà Saleh Valenzuela được đề xuất trong [69]. Ngoài ra, công suất được chuẩn hóa $p_0=1$ và. phương pháp điều chế được sử dụng là QPSK.

Trước hết, NCS tiến hành so sánh chất lượng của hệ thống theo 3 phương pháp thiết kế lần lượt là chia sẻ độ dư, sử dụng độ dư và không sử dụng độ dư, dựa theo SNR trên từng kênh con và BER của hệ thống. Các tham số được thiết lập như sau: bậc của đáp ứng xung $L=15$; kích thước khối symbol phát $P=24$; số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu bằng nhau và bằng 2. Xem xét kết quả SNR của các kênh con trong 3 trường hợp tổng SNR lần lượt bằng 0, 10 và 20 dB. Tổng SNR ở đây được định nghĩa là SNR thu được trong trường hợp một symbol truyền từ máy phát đến máy thu thông qua một kênh đầu vào và một kênh đầu ra.

Rõ ràng từ Hình 2.5, SNR trên từng kênh con của thiết kế không sử dụng độ dư thấp hơn rất nhiều so với hai phương pháp có sử dụng độ dư và chia sẻ độ dư. Khi tăng tổng SNR lên từ 0 đến 20 dB thì sự khoảng cách giữa các đường cong mô tả SNR của các kênh con tương ứng với ba phương pháp thiết kế cũng tăng lên theo số lượng các kênh con. Thêm vào đó, Hình vẽ này cũng cho thấy SNR kênh con tương ứng chia sẻ độ dư là cao nhất trong ba thiết kế. Ví dụ, với kênh con thứ 10 và tổng SNR là 10 dB thì SNR trên các kênh con tương ứng với 3 thiết kế lần lượt là 16, 14 và 12 dB.



Hình 2.5: SNR trên từng kênh con của các thiết kế.



Hình 2.6: BER của các thiết kế với các trường hợp không và có sử dụng độ dư.

Ngoài ra, trong Hình 2.6 chất lượng truyền dẫn thể hiện qua BER hệ thống của phương pháp thiết chia sẻ độ dư tốt hơn đáng kể so với hai phương pháp còn lại, trong đó phẩm chất BER theo thiết kế không sử dụng độ dư là thấp

nhất. Cụ thể, tại mức tổng SNR bằng 20 dB thì BER hệ thống của các thiết kế lần lượt là $3 \cdot 10^{-6}$, 10^{-4} và $2 \cdot 10^{-2}$. Hay để đạt BER bằng 10^{-6} thì tổng SNR của 3 thiết kế tương ứng là 21, 23 và 29 dB, có nghĩa là độ lợi đạt được của thiết kế chia sẻ độ dư so với 2 phương pháp còn lại lần lượt là 2 và 8 dB.

Kết quả mô phỏng được giải thích như sau: Trong thiết kế không sử dụng độ dư vẫn còn tồn tại nhiều ISI do vậy phẩm chất BER hệ thống là thấp nhất. Mặt khác, hai thiết kế chia sẻ độ dư và sử dụng độ dư đã loại bỏ được ISI, nhưng phương pháp chia sẻ độ dư đã tận dụng tối đa năng lượng kênh nên hệ thống sử dụng phương pháp này có chất lượng hệ thống tốt nhất.

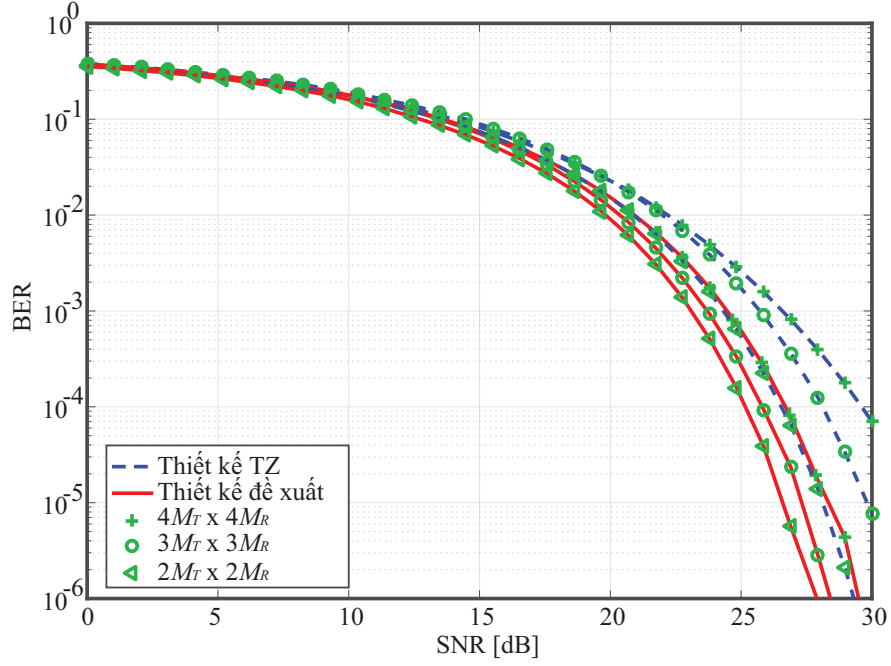
Qua các kết quả mô phỏng, hệ thống dùng thiết kế không sử dụng độ dư có chất lượng rất thấp. Vì vậy, các kết quả tiếp theo, NCS tập trung so sánh thiết kế chia sẻ độ dư với các thiết kế sử dụng độ dư (TZ hoặc LZ) thông qua phẩm chất BER và thông lượng của hệ thống.

*** So sánh thiết kế đề xuất với thiết kế TZ**

Trước hết, NCS thực hiện mô phỏng với các trường hợp M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu (M_T, M_R) lần lượt là (2, 2), (3, 3) và (4, 4). Bậc của đáp ứng xung $L = 11$, độ dài véc-tơ symbol phát $PM_T = 48.4 = 192$, độ dài của các véc-tơ symbol đầu vào là $N = 148$ và dạng điều chế sử dụng là QPSK.

Từ kết quả trên Hình 2.7, ta thấy thiết kế đề xuất đạt được độ lợi đáng kể so với thiết kế TZ. Xét trường hợp hệ thống có số lượng ăng-ten (2, 2), để đạt mức BER 10^{-6} thì thiết kế đề xuất đạt được một độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ khoảng 2 dB. Hay khi tăng số lượng ăng-ten lên (3, 3) thì thiết kế đề xuất vẫn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ khoảng 2,5 dB tại mức BER bằng 10^{-5} . Ngoài ra, kết quả mô phỏng cũng cho thấy nếu tăng đều số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu thì BER của thiết kế đề xuất và

thiết kế TZ cũng tăng theo.

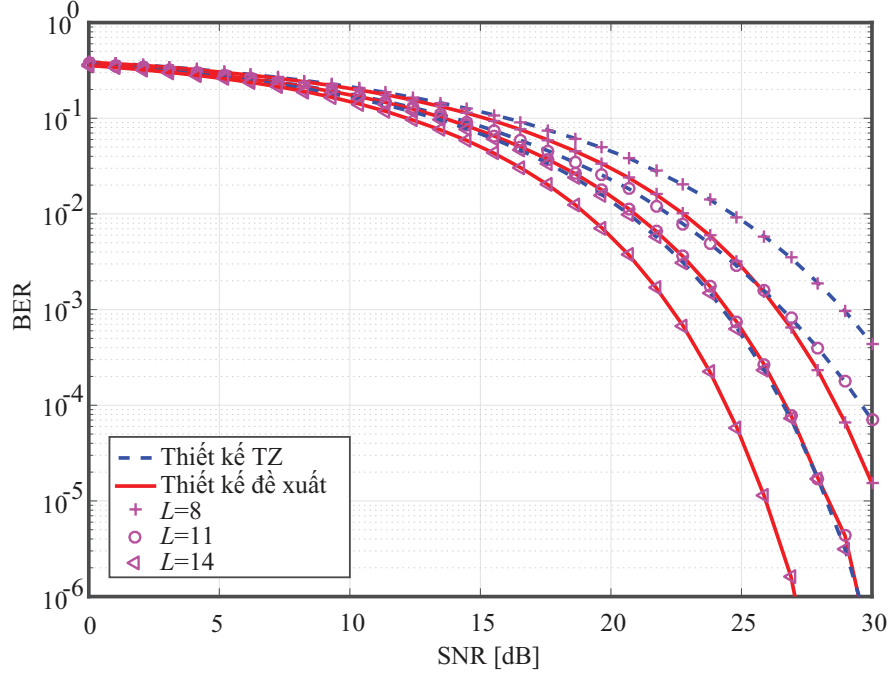


Hình 2.7: BER của 2 thiết kế khi thay đổi số lượng M_R và M_T .

Trường hợp tăng lần lượt số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu từ (2, 2) lên (3, 3) và (4, 4) thì tại mức SNR bằng 27,5 dB đối với thiết kế đề xuất: BER hệ thống tăng tương ứng từ 10^{-6} tăng lên $3 \cdot 10^{-6}$ và $2 \cdot 10^{-5}$ còn đối với thiết kế TZ: BER hệ thống cũng tăng tương ứng từ $3 \cdot 10^{-5}$ tăng lên $2 \cdot 10^{-4}$ và $4 \cdot 10^{-4}$.

Tiếp theo, NCS tiến hành đánh giá chất lượng của hệ thống theo sự thay đổi bậc của đáp ứng xung lần lượt là $L = 8$, $L = 11$ và $L = 14$. Trong đó, các tham số được thiết lập như: độ dài véc-tơ symbol phát, véc-tơ symbol đầu vào và dạng điều chế vẫn được giữ nguyên còn số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu được cố định là (4, 4). Kết quả mô phỏng được thể hiện trên Hình 2.8. Từ hình này, ta thấy rằng khi thay đổi bậc đáp ứng xung thì thiết kế đề xuất luôn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ. Ví dụ, xem xét trong trường hợp bậc của đáp ứng xung là $L = 11$ và $L = 14$ thì độ lợi của

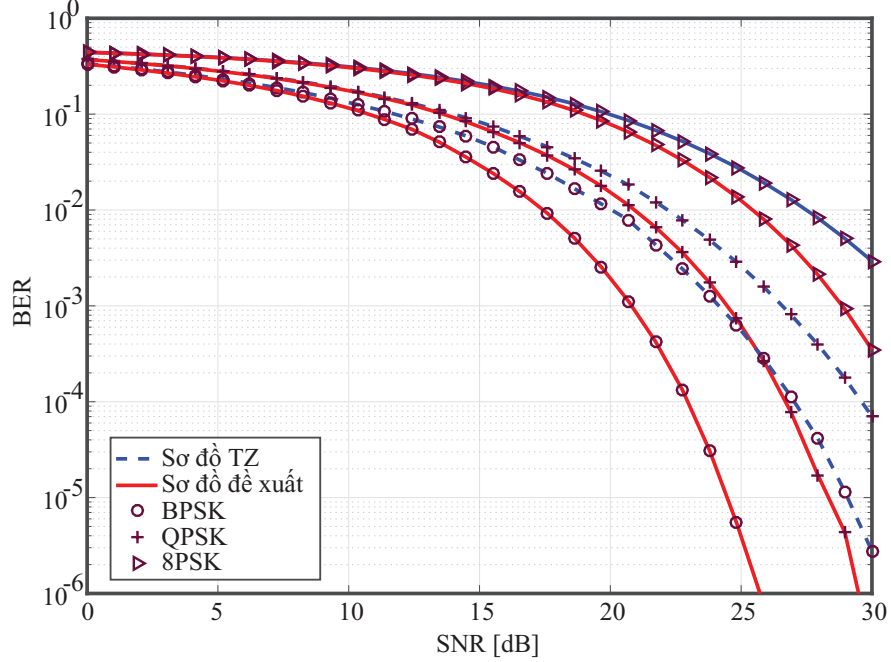
thiết kế đề xuất đạt được tốt hơn đáng kể so với thiết kế LZ lần lượt là 3 và 2.5 dB tương ứng tại mức BER là $6 \cdot 10^{-5}$ và 10^{-6} . Ngoài ra, từ kết quả cũng cho thấy theo chiều hướng tăng bậc của đáp ứng xung từ $L = 8$ đến $L = 14$ thì BER hệ thống cũng giảm theo đối với cả hai thiết kế.



Hình 2.8: BER của 2 thiết kế khi thay đổi bậc đáp ứng xung.

Cuối cùng, NCS tiến hành đánh giá chất lượng của hệ thống của hai phương pháp thiết kế thông qua việc thay đổi bậc dạng điều chế lần lượt là BPSK, QPSK và 8PSK. Ở đây, các tham số được thiết lập như: độ dài véc-tơ symbol phát, độ dài véc-tơ symbol đầu vào và bậc của đáp ứng xung kênh không thay đổi còn số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu được sử dụng là (4, 4). Từ kết quả mô phỏng trên Hình 2.9, có thể nhận thấy rằng khi thay đổi bậc dạng điều chế khác nhau thì thiết kế đề xuất vẫn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ. Ví dụ, trong trường hợp hệ thống sử dụng dạng điều chế là QPSK thì độ lợi của thiết kế đề xuất tốt hơn thiết kế TZ khoảng 2.5 dB tại mức BER là $7 \cdot 10^{-5}$. Thêm đó, phẩm chất BER hệ thống của hai thiết kế

cũng giảm theo tương ứng với bậc dạng điều chế sử dụng lần lượt là 8PSK, QPSK và BPSK.



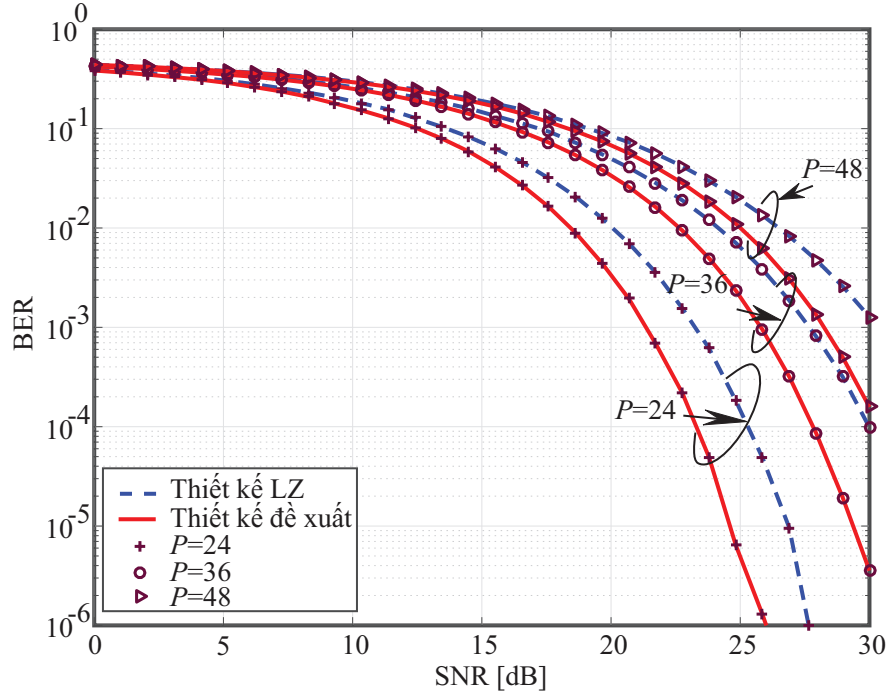
Hình 2.9: BER của sơ đồ TZ và sơ đồ cải tiến khi thay đổi dạng điều chế.

* So sánh thiết kế đề xuất với thiết kế LZ

Để đánh giá chất lượng hệ thống của phương pháp thiết kế đề xuất với thiết kế LZ. Trước hết, NCS tiến hành tiến hành đánh giá phẩm chất BER hệ thống thông qua 3 trường hợp khác nhau là độ dài symbol phát P , bậc của đáp ứng xung L và bậc dạng điều chế PSK với các kết quả mô phỏng tương ứng trên các Hình 2.10, 2.11 và 2.12.

Trong Hình 2.10, phẩm chất BER hệ thống của hai thiết kế được đánh giá trong ba trường hợp độ dài khối symbol phát khác nhau là $P = 24, 36$ và 48 . Rõ ràng phẩm chất BER của thiết kế đề xuất thấp hơn đáng kể so với thiết kế LZ trong cả ba trường hợp. Ví dụ, với trường hợp $P = 24$ tại mức tổng SNR bằng 25 dB, phẩm chất BER của phương pháp thiết kế đề xuất và LZ lần lượt là 10^{-6} và $6 \cdot 10^{-5}$. Ngoài ra, khi độ dài khối symbol phát tăng lên

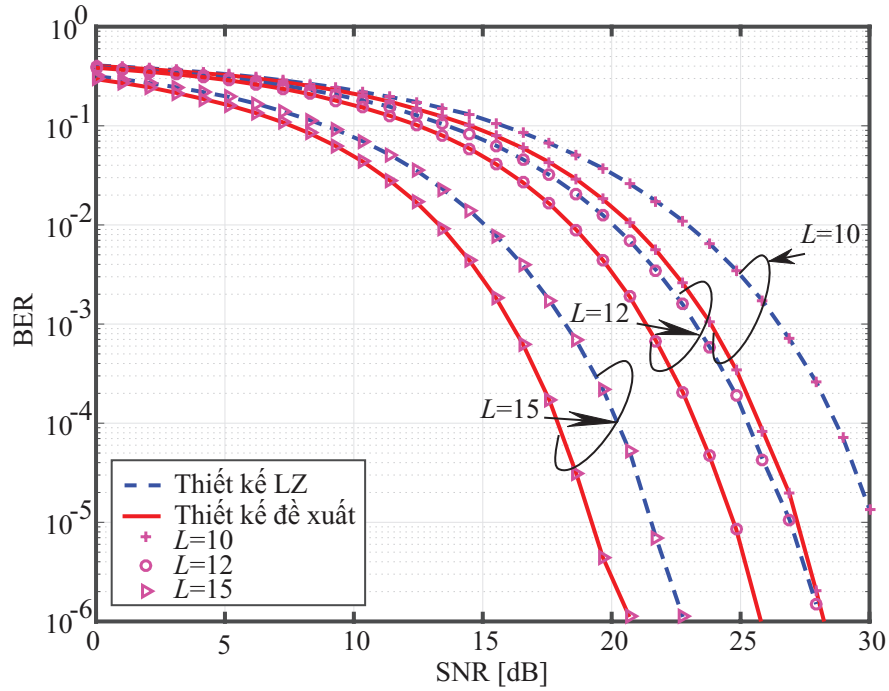
thì phẩm chất BER của hai thiết kế cũng tăng theo. Điều này là do khi P tăng hay độ dài vectơ symbol phát tăng lên (PM_T), dẫn đến số lượng kênh con cũng tăng lên. Vì vậy, trong điều kiện giới hạn công suất phát thì SNR trên từng kênh con giảm xuống như thể hiện kết quả trong Hình 2.5, do đó BER hệ thống sẽ tăng lên.



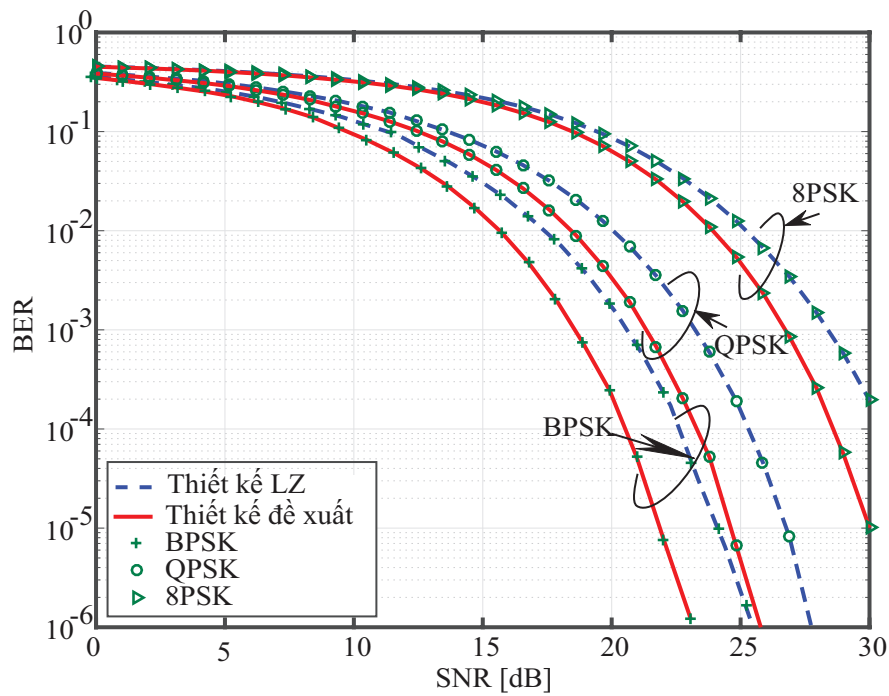
Hình 2.10: BER của 2 thiết kế với P khác nhau.

Trong Hình 2.11, thiết kế đề xuất cũng có phẩm chất BER hệ thống tốt hơn khi bậc của đáp ứng xung thay đổi. Ví dụ, với trường hợp $L = 15$ tại mức tổng SNR bằng 20 dB, phẩm chất BER của thiết kế đề xuất và LZ lần lượt là 10^{-6} và $3 \cdot 10^{-5}$. Ngoài ra, bậc của đáp ứng xung giảm từ $L = 15$ xuống $L = 10$ thì BER hệ thống tăng lên đồng thời khoảng cách đường cong BER của cả hai thiết kế sẽ giảm theo. Điều này có thể được giải thích là do khi bậc của đáp ứng xung L tăng, dẫn đến quá trình xử lý tách tín hiệu ở đầu thu trở nên hiệu quả hơn, vì vậy BER hệ thống sẽ giảm xuống. Ngoài

ra, khi sử dụng các bậc dạng điều chế khác nhau (BPSK, QPSK và 8PSK), phẩm chất BER của thiết kế đề xuất cũng tốt hơn thiết kế LZ như mô tả trong Hình 2.12.

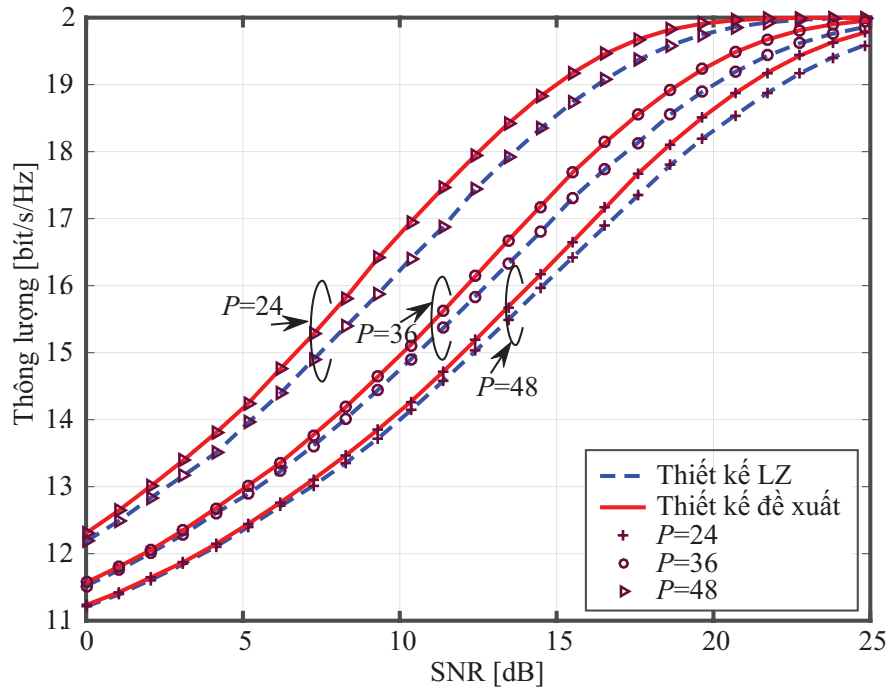


Hình 2.11: BER của 2 thiết kế với L khác nhau.



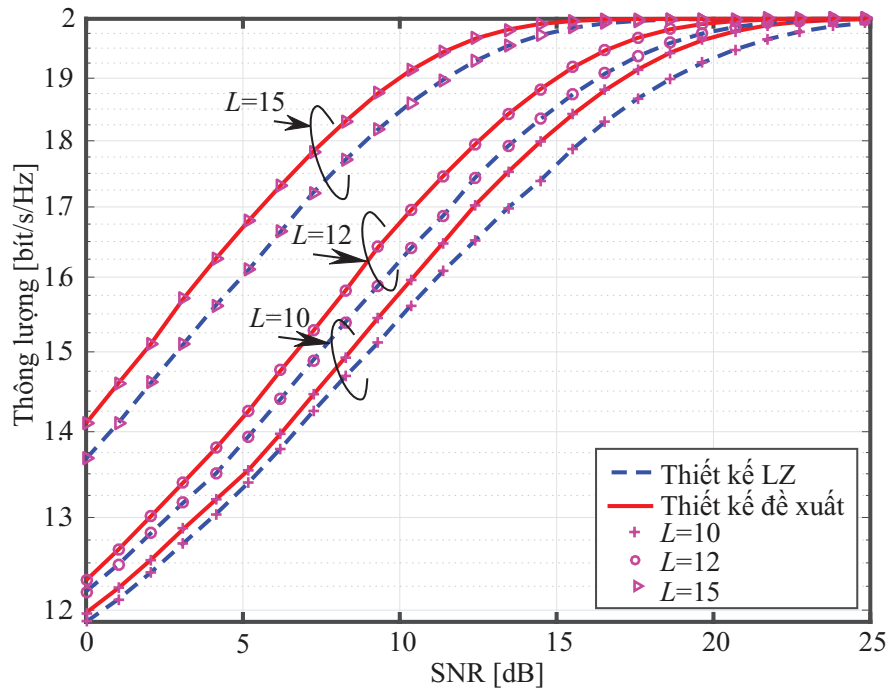
Hình 2.12: BER của 2 thiết kế với bậc điều chế khác nhau.

Tiếp theo, NCS đánh giá chất lượng của hệ thống thông qua thông lượng của hai phương pháp thiết kế trong các trường hợp thay đổi độ dài khối symbol phát P , bậc của đáp ứng xung L và sơ đồ điều chế PSK. Kết quả được thể hiện tương ứng trên các Hình 2.13, 2.14 và 2.15.

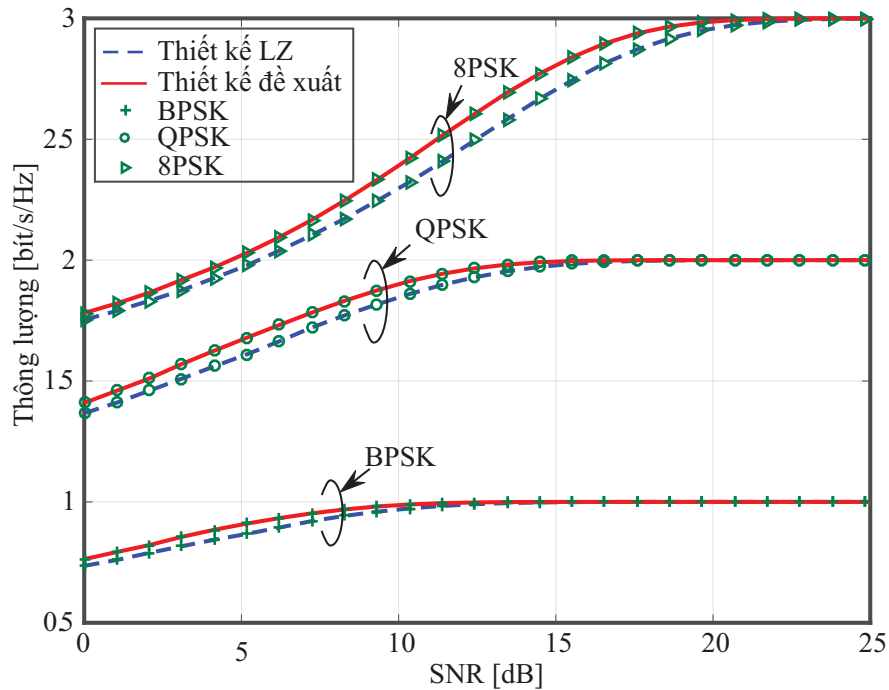


Hình 2.13: Thông lượng của 2 thiết kế với P khác nhau.

Quan sát từ Hình 2.13 ta có thể thấy, thông lượng hệ thống của thiết kế đề xuất cao hơn so với thiết kế LZ với ba giá trị độ dài symbol phát P khác nhau lần lượt $P = 24, 36$ và 48 . Ngoài ra, khi kích thước khối symbol phát tăng lên thì khoảng đường cong mô tả thông lượng của hai thiết kế giảm xuống. Thêm vào đó nếu tổng SNR đủ lớn khoảng 25 dB, chất lượng hệ thống của cả hai thiết kế là gần như giống nhau và thông lượng đạt được mức giá trị tối đa. Trong trường hợp này, thông lượng tối đa là 2 bit/s/Hz bởi vì kết quả nghiên cứu được sử dụng sơ đồ điều chế QPSK và tốc độ truyền được thiết lập chuẩn hóa bằng 1 symbol/s/Hz.



Hình 2.14: Thông lượng của 2 thiết kế với L khác nhau.



Hình 2.15: Thông lượng của 2 thiết kế với bậc điều chế khác nhau.

Trong Hình 2.14, thiết kế đề xuất tạo ra thông lượng lớn hơn đáng kể so với thiết kế LZ ứng theo các bậc của đáp ứng xung khác nhau $L = 10, 12$ và 15. So với các kết quả mô tả trong Hình 2.13, khi bậc của đáp ứng xung

tăng, khoảng cách đường cong mô tả thông lượng của cả hai thiết kế cũng tăng theo. Ngoài ra, nếu SNR tăng đến 25 dB hoặc lớn hơn thì chất lượng hệ thống của cả thiết kế gần như giống nhau. Trong Hình 2.15, thiết kế đề xuất cũng tạo ra thông lượng tốt hơn một chút với các bậc khác nhau của sơ đồ điều chế và khoảng cách đường cong mô tả thông lượng của cả hai thiết kế cũng tăng khi bậc của dạng điều chế này tăng lên.

2.3. Ảnh hưởng của CSI trong hệ thống MIMO ISI

2.3.1. Phân tích ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo

Trong thực tế, các hệ thống vô tuyến khó đạt được CSI hoàn hảo ở cả máy phát và máy thu. Trong phần này, giả sử rằng máy phát biết đầy đủ CSI trong khi máy thu không biết CSI. Xem xét mô hình hệ thống như Hình 2.2, ma trận kênh có thể được trình bày theo [70, 71] như sau:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \quad (2.40)$$

ở đây $\hat{\mathbf{H}}$ là ma trận kênh chính xác và $\hat{\mathbf{H}}_e$ ký hiệu là ma trận kênh lỗi với phân bố Gaussian phức $\hat{\mathbf{H}}_e \in CN(0, 1)$. Các ma trận kênh này đều có kích thước là $(P - L + K) M_R \times (P - K) M_T$, và ξ là tham số ước lượng kênh, $0 \leq \xi \leq 1$. Do vậy, phương trình (2.33) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{n}[i] \quad (2.41)$$

Các ma trận mã hóa trước $\tilde{\mathbf{F}}$ và san bằng $\tilde{\mathbf{G}}$ sẽ thiết kế theo tiêu chí MMSE [50] trong điều kiện máy thu không biết CSI như sau:

$$\begin{aligned} \min_{\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}} c(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) &= E \left\| \mathbf{W}^{1/2} \mathbf{e} \right\|^2 \\ \text{Subject to: } tr(\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H) &\leq p_0 \end{aligned} \quad (2.42)$$

ở đây $\mathbf{e} = \mathbf{x}[i] - (\tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i])$ là véc-tơ lỗi, $\mathbf{W}$ là ma trận trọng số lỗi được tính $\mathbf{W} = \mathbf{I}$ và công suất phát có điều kiện ràng buộc là p_0 . Giá trị kỳ vọng (E) liên quan đến việc phân bố của $\mathbf{x}$. Ta có:

$$c(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) = E\|\mathbf{e}\|^2 = E(\text{tr}[\mathbf{e}\mathbf{e}^H]) = \text{tr}[\mathbf{Re}(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}})] \quad (2.43)$$

trong đó ma trận $\mathbf{Re}(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}})$ là ma trận hiệp phương sai và được định nghĩa như sau:

$$\mathbf{Re}(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) := E(\mathbf{e}\mathbf{e}^H) \quad (2.44)$$

và giả sử rằng:

$$E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = \mathbf{I}; \quad E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H) = \mathbf{R}_{nn}; \quad E(\mathbf{x}\mathbf{n}^H) = 0 \quad (2.45)$$

Sử dụng các giả thiết (2.45), sau đó thế $\mathbf{e}$ vào (2.44), ta có phương trình sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_e(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) = & \left[\tilde{\mathbf{G}}(\xi\hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e)\tilde{\mathbf{F}} - \mathbf{I} \right] \times \\ & \left[\tilde{\mathbf{G}}(\xi\hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1-\xi^2}\bar{\mathbf{H}}_e)\tilde{\mathbf{F}} - \mathbf{I} \right]^H + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{R}_{nn}\tilde{\mathbf{G}}^H. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Áp dụng phương pháp của Lagrange Duality và điều kiện Karush-Kuhn-Tuck [48, 72] vào phương trình (2.42) để thiết kế bộ mã hóa trước và san bằng theo tiêu chí MMSE.

Xét biểu thức Lagrange với $\tilde{\mu}$ là tham số nhân Lagrange

$$L(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) = c(\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) + \tilde{\mu} \left[\text{tr}(\tilde{\mathbf{F}}\tilde{\mathbf{F}}^H) - p_0 \right]. \quad (2.47)$$

Sử dụng các phương trình (2.43) và (2.46) vào phương trình (2.47), ta có thể

tính được phương trình như sau:

$$\begin{aligned}
L(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}}) &= tr \left\{ \begin{aligned} &\left[\tilde{\mathbf{G}} \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} - \mathbf{I} \right] \times \\ &\left[\tilde{\mathbf{G}} \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} - \mathbf{I} \right]^H + \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_{nn} \tilde{\mathbf{G}}^H \end{aligned} \right\} \\
&\quad + \tilde{\mu} \left[tr \left(\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \right) - p_0 \right] \\
&= tr \left\{ \begin{aligned} &\left[\tilde{\mathbf{G}} \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \tilde{\mathbf{G}}^H \right] - \\ &\tilde{\mathbf{G}} \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} - \tilde{\mathbf{F}}^H \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \tilde{\mathbf{G}}^H \\ &+ \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_{nn} \tilde{\mathbf{G}}^H \\ &+ \tilde{\mu} \left[tr \left(\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \right) - p_0 \right] \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Để thiết kế các ma trận mã hóa trước $\tilde{\mathbf{F}}$ và san bằng $\tilde{\mathbf{G}}$ khi $\tilde{\mu}$ cùng với $\tilde{\mathbf{F}}$ và $\tilde{\mathbf{G}}$ cần thỏa mãn các điều kiện sau đây:

$$\nabla_{\tilde{\mathbf{F}}} L(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{F}}, \tilde{\mathbf{G}}) = 0 \tag{2.49}$$

$$\nabla_{\tilde{\mathbf{G}}} L(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{F}}, \tilde{\mathbf{G}}) = 0 \tag{2.50}$$

$$\tilde{\mu} \geq 0; \text{tr} \left(\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \right) - p_0 \leq 0 \tag{2.51}$$

$$\tilde{\mu} \left[\text{tr} \left(\tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \right) - p_0 \right] = 0. \tag{2.52}$$

Áp dụng điều kiện $L(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{F}})$ và thay phương trình (2.48) vào các phương trình (2.49) và (2.50), chúng ta tìm được mối quan hệ giữa $\tilde{\mathbf{F}}$ và $\tilde{\mathbf{G}}$ tương ứng sau đây:

$$\begin{aligned}
\left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} &= \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) \tilde{\mathbf{F}} \tilde{\mathbf{F}}^H \times \\
&\quad \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \tilde{\mathbf{G}}^H + \mathbf{R}_{nn} \tilde{\mathbf{G}}^H
\end{aligned} \tag{2.53}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{G}} \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) &= \tilde{\mathbf{F}}^H \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \tilde{\mathbf{G}}^H \tilde{\mathbf{G}} \times \\
&\quad \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \right) + \tilde{\mu} \tilde{\mathbf{F}}^H
\end{aligned} \tag{2.54}$$

Để tính được các phương trình (2.53) và (2.54), ta có thể áp dụng các công thức $\frac{\partial \text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B})}{\partial \mathbf{X}} = \mathbf{B}\mathbf{A}$ và $\frac{\partial \text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{X}^H\mathbf{B})}{\partial \mathbf{X}} = 0$ theo lý thuyết đạo hàm ma trận [73].

Trong đó $\tilde{\mathbf{F}}$, $\tilde{\mathbf{G}}$ được thiết kế theo tiêu chí MMSE. Kết quả là các ma trận $\tilde{\mathbf{F}}$, $\tilde{\mathbf{G}}$ được thiết kế và biểu diễn rút gọn như sau:

$$\tilde{\mathbf{F}} = \tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{\Phi}}_{\mathbf{f}} \quad (2.55)$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = \tilde{\mathbf{\Phi}}_{\mathbf{g}}\tilde{\mathbf{V}}^H \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{e}} \right)^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \quad (2.56)$$

ở đây $\tilde{\mu}$, $\tilde{\mathbf{\Phi}}_{\mathbf{f}}$ và $\tilde{\mathbf{\Phi}}_{\mathbf{g}}$ lần lượt được tính theo các phương trình sau:

$$\tilde{\mu}^{1/2} = \frac{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)}{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)}, \quad (2.57)$$

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{g},vv} \right|^2 = \left(\tilde{\mu}^{-1/2} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right) \quad (2.58)$$

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{g},vv} \right|^2 = \left(\tilde{\mu}^{-1/2} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \tilde{\mu} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right) \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \quad (2.59)$$

thế (2.57) vào (2.58) và (2.59), ta được các phương trình sau:

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{f},vv} \right|^2 = \left[\frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)}{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right], \quad (2.60)$$

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{g},vv} \right|^2 = \left\{ \frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)}{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \left[\frac{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)}{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)} \right]^2 \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right\} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \quad (2.61)$$

trong đó $\tilde{\lambda}_{vv}$ là các thành phần đường chéo chính của $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$. Ngoài ra, các ma trận $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$ và $\tilde{\mathbf{V}}$ được tính thông qua phép phân tích SVD như sau:

$$\left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{e}} \right)^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \times \left(\xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{e}} \right) = \tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{\Lambda}} \tilde{\mathbf{V}}^H \quad (2.62)$$

Với cấu trúc thiết kế của bộ mã hóa trước (2.54) và (2.55). Phương trình

(2.41) được tính lại như sau:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}[i] &= (\tilde{\mathbf{G}}\xi\hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{G}}\sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e)\hat{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{F}}\xi\hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{F}}\sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e)\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i] \\
&= \xi^2\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + \xi\sqrt{1-\xi^2}\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + \\
&\quad \xi\sqrt{1-\xi^2}\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + (1-\xi^2)\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}_e\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i]
\end{aligned} \tag{2.63}$$

Kết quả là, SINR của mỗi kênh con và dung lượng hệ thống được tính lần lượt theo các phương trình như sau:

$$\text{SINR}_v = \frac{\xi^2 \left| \tilde{\phi}_{f,vv} \right|^2 \hat{\lambda}_{vv}}{(2\xi\sqrt{1-\xi^2} + (1-\xi^2)) \left| \tilde{\phi}_{f,vv} \right|^2 \hat{\lambda}_{vv} + 1} \tag{2.64}$$

$$C = \sum_{v=1}^{v=N} \log_2 \left(1 + \frac{\xi^2 \left| \tilde{\phi}_{f,vv} \right|^2 \hat{\lambda}_{vv}}{(2\xi\sqrt{1-\xi^2} + (1-\xi^2)) \left| \tilde{\phi}_{f,vv} \right|^2 \hat{\lambda}_{vv} + 1} \right) \tag{2.65}$$

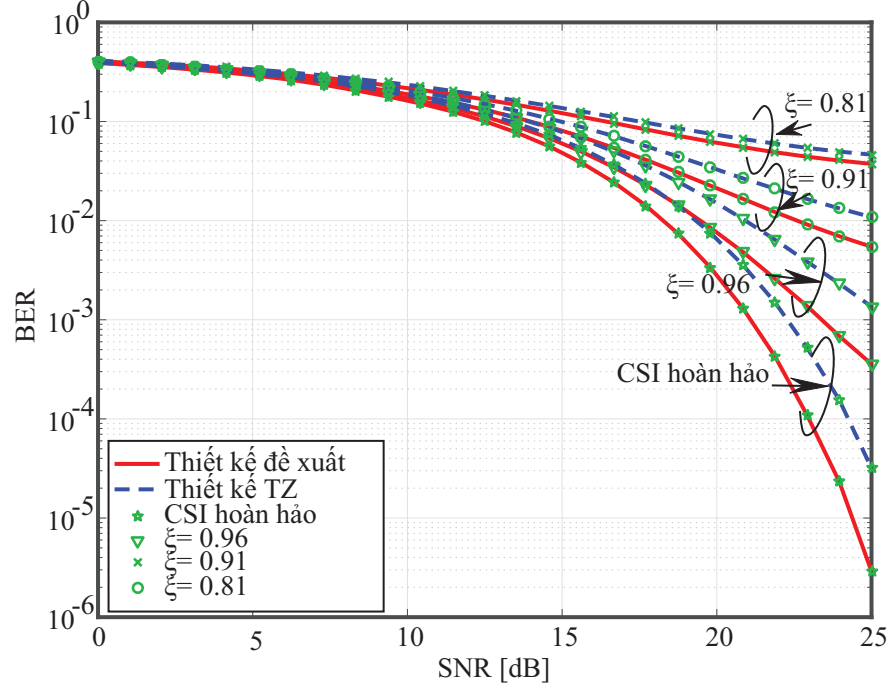
ở đây, $N \leq \text{rank}(K M_R, K M_T)$ và $\hat{\mathbf{\Lambda}}$ chứa các thành phần nằm trên đường chéo chính là $\hat{\lambda}_{vv}$, được tính từ phương trình sau:

$$\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{\Lambda}} \hat{\mathbf{V}}^H \tag{2.66}$$

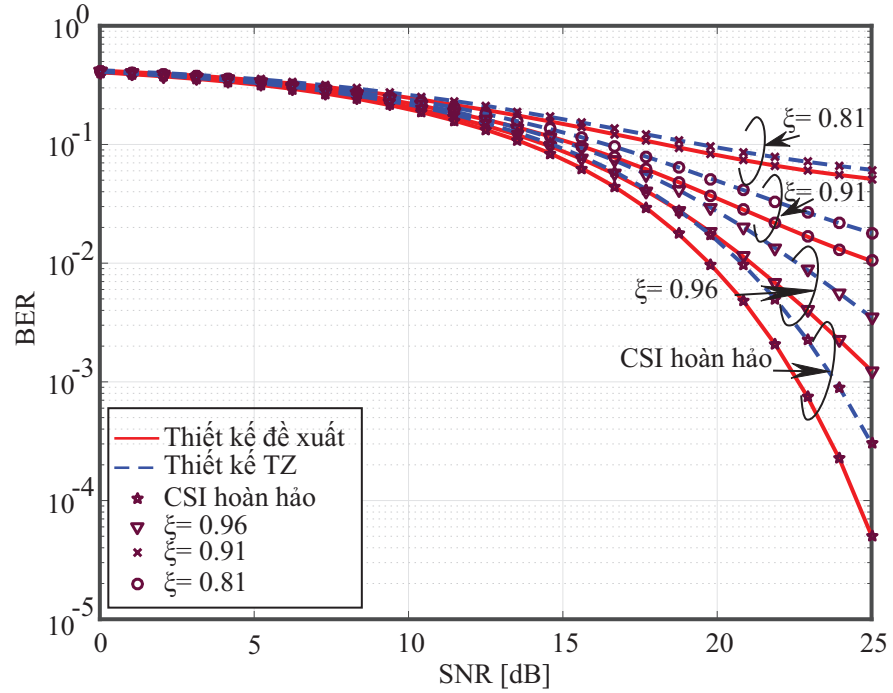
2.3.2. Kết quả mô phỏng

Chất lượng hệ thống của các phương pháp thiết kế được đánh giá với điều kiện CSI không hoàn hảo ở máy thu theo chỉ số ước lượng kênh ξ , bậc của đáp ứng xung L và độ dài khối symbol phát P . Ở đây, các nghiên cứu được tiến hành xây dựng bằng chương trình Monte-Carlo để mô phỏng kết quả tính toán với mô hình kênh CIR được tạo ra từ mô hình kênh trong nhà Saleh-Valenzuela như đề xuất trong tài liệu [69]. Thêm vào đó, mô hình hệ thống được sử dụng với 4 ăng-ten phát và 4 ăng-ten thu, sơ đồ điều chế là

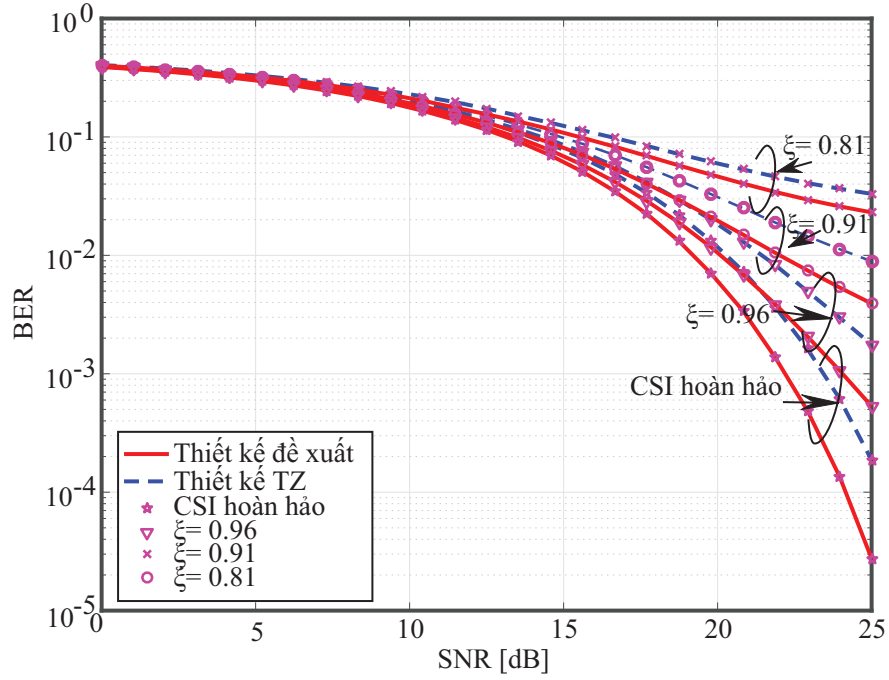
4QAM và tổng công suất phát trên các ăng-ten không đổi và được giả sử đã chuẩn hóa với $p_0=1$.



Hình 2.16: BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$.



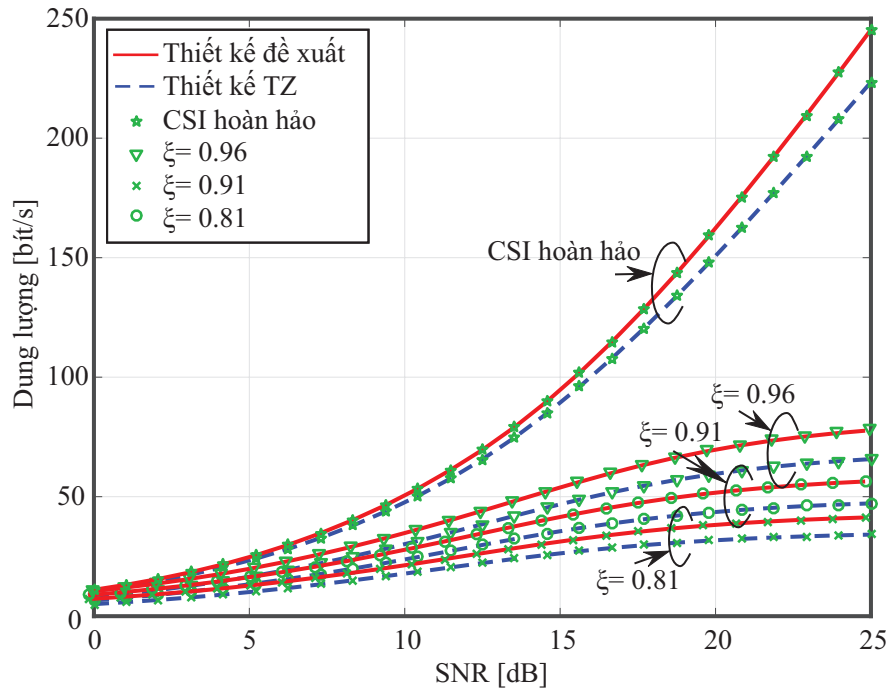
Hình 2.17: BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$.



Hình 2.18: BER của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$.

Các Hình 2.16, 2.17 và 2.18 so sánh phẩm chất BER giữa hai thiết kế với các trường hợp bậc của đáp ứng xung L và độ dài khối symbol phát P khác nhau. Nhìn chung, phẩm chất BER của thiết kế đề xuất thấp hơn đáng kể so với thiết kế TZ tại tất cả các giá trị chỉ số ước lượng kênh được xem xét như: $\xi = 0.81, 0.91, 0.96$ và 1 (CSI hoàn hảo). Ngoài ra, ta thấy rằng chỉ số ước lượng kênh tỷ lệ thuận với sự ảnh hưởng của phẩm chất BER, có nghĩa là chỉ số ước lượng kênh ξ càng cao thì phẩm chất BER hệ thống càng tốt, đặc biệt tại các mức có SNR cao. Điều này đúng với thực tế vì khi SNR tăng lên cùng với chỉ số ước lượng kênh càng tiến đến hoàn hảo thì sự ảnh hưởng bởi nhiễu càng giảm đi. Do đó, SINR của mỗi kênh con giảm mạnh so với SNR của kênh kênh con trong điều kiện CSI hoàn hảo.

Tiếp theo, ta thấy rằng dung lượng hệ thống của thiết kế đề xuất cao hơn đáng kể so với thiết kế TZ trong tất cả các trường hợp L và P khi thay đổi

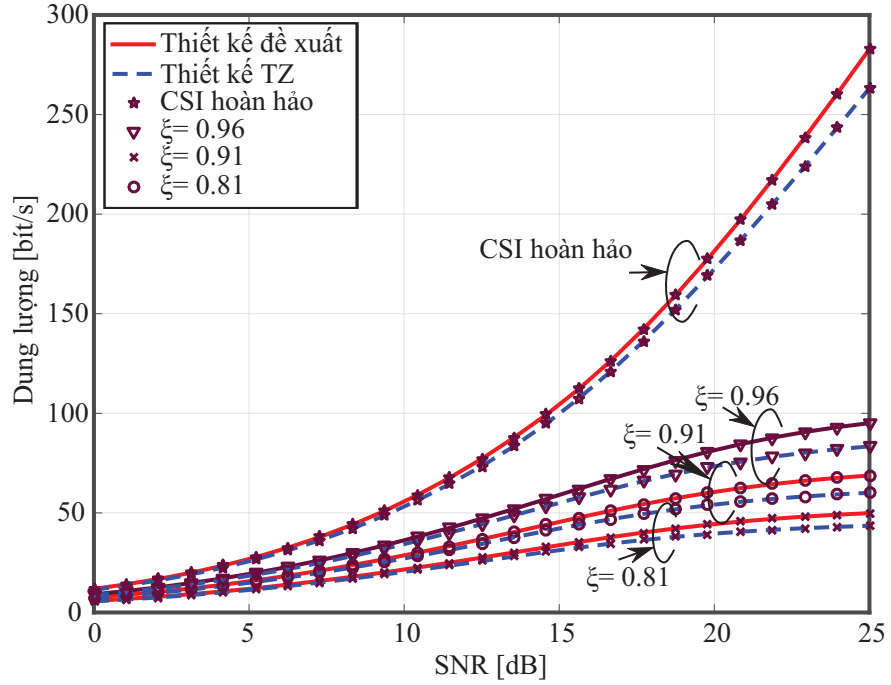


Hình 2.19: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$.

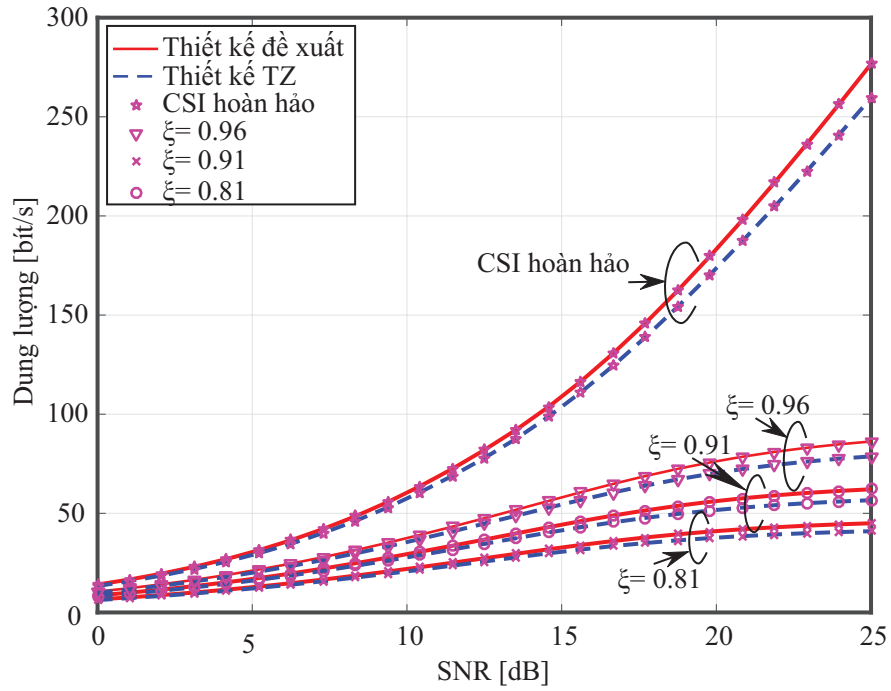
chỉ số ước lượng kênh ξ như được mô tả trên các Hình 2.19, 2.20 và 2.21.

Xem xét tại mức SNR bằng 25 dB với $\xi = 0.96$ thì dung lượng hệ thống của thiết kế đề xuất đạt được khoảng 80 bit/s còn thiết kế TZ chỉ đạt được 70 bit/s. Thêm vào đó, dung lượng của hệ thống của hai thiết kế đều giảm dần theo chỉ số ước lượng kênh ξ và khoảng cách đường cong mô tả dung lượng của thiết kế đề xuất có xu hướng lớn hơn so với thiết kế TZ khi SNR tăng lên. Ngoài ra, dung lượng hệ thống tăng lên khi độ dài symbol phát tăng và ngược lại giảm xuống khi bậc của đáp ứng xung tăng. Điều này được giải thích là do khi độ dài symbol phát tăng hay bậc đáp ứng xung giảm dẫn đến số lượng các kênh con trong kênh MIMO ISI tăng lên. Mặt khác, so với dung lượng hệ thống có CSI hoàn hảo thì dung lượng hệ thống có CSI không hoàn hảo giảm mạnh trong cả hai phương pháp thiết kế. Cụ thể, tại mức SNR bằng 25 dB với $\xi = 0.96$, mức độ chênh lệch dung lượng hệ thống trong điều

kiện CSI hoàn hảo so với CSI không hoàn hảo khoảng 185 bit/s trong cả hai phương pháp thiết kế như mô tả trên Hình 2.20.



Hình 2.20: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$.



Hình 2.21: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$.

Mặc dù phương pháp đề xuất đã cải thiện đáng kể phẩm chất BER và thông lượng hệ thống. Tuy nhiên, so với các phương pháp LZ hoặc TZ, thiết kế đề xuất có sự khó khăn và phức tạp hơn khi triển khai áp dụng vào trong thực tế do phải chèn độ dư vào cả hai phía máy phát và máy thu. Ngoài ra, thông tin trạng thái kênh không hoàn hảo có ảnh hưởng tương đối lớn đến các hệ thống MIMO ISI.

2.4. Kết luận chương

Trong chương này, NCS đã phát triển một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng từ kênh SISO ISI sang kênh MIMO ISI. Trên cơ sở đó, NCS tiến hành đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng có sử dụng độ dư một cách hợp lý giữa máy phát và máy thu hay chính là phương pháp thiết kế chia sẻ độ dư. Các kết quả nghiên cứu cho thấy thiết kế đề xuất có phẩm chất BER tốt hơn hay đạt được một độ lợi đáng kể so với phương pháp thiết kế không chia sẻ độ dư (TZ hoặc LZ). Nội dung này được công bố trong công trình [CT1, CT2, CT3]. Đồng thời, NCS còn phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo cho kênh MIMO ISI dựa trên các phương pháp thiết kế sử dụng độ dư. Qua phân tích có thể thấy rằng chất lượng của hệ thống MIMO ISI có ảnh hưởng đáng kể đến thông tin trạng thái kênh. Nội dung này được công bố trong công trình [CT4, CT5].

Chương 3

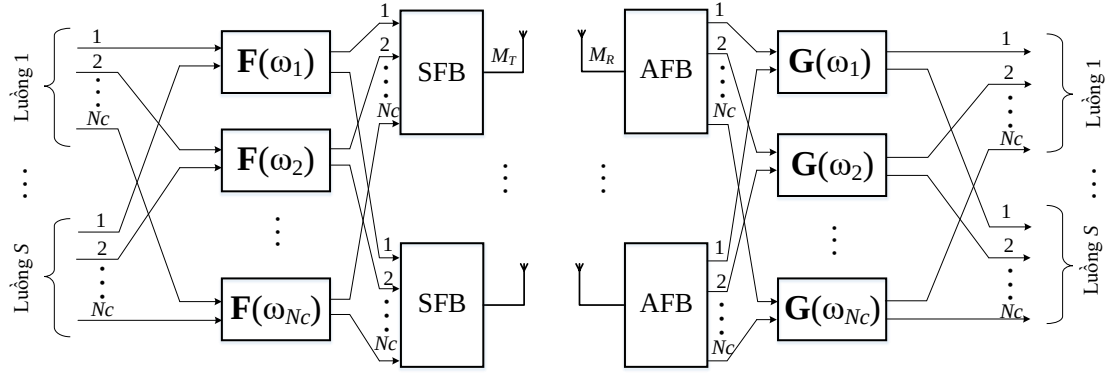
KỸ THUẬT MÃ HÓA TRƯỚC VÀ SAN BẰNG CHO HỆ THỐNG MIMO FBMC

Gần đây, kỹ thuật đa sóng mang FBMC được nhiều nhà khoa học quan tâm nghiên cứu vì có thể sẽ là sự kế thừa tiềm năng kế tiếp của kỹ thuật OFDM truyền thống cho hệ thống 5G do những ưu điểm nổi bật như loại bỏ nhiễu ISI mà không cần sử dụng khoảng bảo vệ dưới dạng CP mà vẫn cải thiện được chất lượng truyền dẫn của hệ thống thông tin [12, 16, 60, 61]. Để hiểu rõ hơn một số giải pháp kỹ thuật nhằm nâng cao chất lượng trong hệ thống FBMC, trong chương này, trước hết NCS trình bày các giải pháp kỹ thuật cho hệ thống MIMO FBMC như kỹ thuật san bằng ZF và MMSE. Từ đó đề xuất thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa trên các thuật toán phân bổ công suất phát. Kết quả nghiên cứu đã chứng tỏ được phương pháp thiết kế đề xuất đã cải thiện đáng kể phẩm chất BER và thông lượng trong hệ thống MIMO FBMC.

3.1. Mô hình hệ thống MIMO FBMC

Xem xét một mô hình hệ thống MIMO FBMC bao gồm M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu có S luồng dữ liệu khác nhau. Số lượng các sóng mang con N_c đủ lớn đối với độ trải trễ kênh truyền và có thể xem là phẳng trên mỗi băng tần để các bộ mã hóa trước và san bằng có thể thực hiện được tại mỗi sóng mang con. Mỗi một sóng mang con ở đây có khả năng truyền S luồng dữ

liệu. Các ma trận mã hóa trước ở phía phát và san bằng ở phía thu tại sóng mang con thứ n được ký hiệu lần lượt là $\mathbf{F}(\omega_n)$ và $\mathbf{G}(\omega_n)$, $n = 1, 2, \dots, N_c$. Giàn bộ lọc trong hệ thống bao gồm các khối SFB, AFB và hệ thống sử dụng dạng điều chế OQAM đã được trình bày như trong mục 1.3 của chương 1. Mô hình hệ thống MIMO FBMC được mô tả như Hình 3.1.



Hình 3.1: Mô hình hệ thống MIMO FBMC với thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng làm việc trên mỗi kênh con.

Các bộ lọc mẫu sử dụng tại phía phát và phía thu của hệ thống MIMO FBMC được thiết kế theo bộ lọc mẫu PHYDYAS [20], có các hệ số bộ lọc P_k được cung cấp trong bảng 3.1 với các hệ số chồng lấn $K = 3, 4$ và 5 . Bộ lọc mẫu là một thành phần chính của giàn bộ lọc, có các thuộc tính ảnh hưởng đến đặc tính trải phổ của bộ lọc cũng như chất lượng của hệ thống FBMC.

Bảng 3.1: Các hệ số bộ lọc mẫu

K	P_0	P_1	P_2	P_3	P_4
3	1	0.971960	0.411438	-	-
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147	-
5	1	0.971960	0.88101964	0.4731	0.235147

Sử dụng mô hình kênh pha đỉnh Rayleigh chọn lọc tần số có tác động bởi AWGN. Mỗi một khối dữ liệu phát ở đây có các tham số kênh truyền thay đổi, tức là mỗi nhóm các symbol dữ liệu phát thì ma trận kênh là khác nhau

cho mỗi khe thời gian. Trong mỗi khe thời gian, ăng-ten phát truyền một khối dữ liệu được mô tả như sau:

$$\mathbf{D}_m = \begin{bmatrix} a_m & b_m \end{bmatrix}^T. \quad (3.1)$$

Trong đó, $\mathbf{D}_m$ biểu diễn một khối dữ liệu đầy đủ được truyền vào các khe thời gian; a_m và b_m là dữ liệu được tạo bởi hai luồng đầu vào; m là chỉ số dữ liệu. Ngoài ra, mỗi $\mathbf{D}_m$ cũng bị ảnh hưởng bởi kênh pha đình Rayleigh và biến đổi theo thời gian. Với hệ thống MIMO có 2 ăng-ten phát và 2 ăng-ten thu và có 2 luồng dữ liệu đầu vào thì ma trận kênh truyền có thể được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Các hệ số kênh truyền của ăng-ten phát thứ nhất nhận được tại ăng-ten thu thứ nhất và thứ hai tương ứng là h_{11} và h_{21} . Tương tự, các hệ số kênh truyền của ăng-ten phát thứ hai nhận được tại các ăng-ten thu thứ nhất và thứ hai lần lượt là h_{12} và h_{22} . Nhiễu AWGN được thêm vào tín hiệu và biểu diễn theo phương trình:

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_m & \cdots & n_n \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

Có thể thấy rằng các luồng dữ liệu sau khi được xử lý bởi bộ điều chế OQAM sẽ thực hiện phép biến đổi IFFT rồi đưa vào bộ lọc mẫu PHYDYAS. Sau đó, các luồng dữ liệu được truyền từ các ăng-ten phát với mỗi ăng-ten được thiết kế truyền cho một luồng.

Ở phía máy thu, tín hiệu nhận được trên mỗi ăng-ten lần lượt là $\hat{x}_1$ và $\hat{x}_2$. Tín hiệu này được tạo ra bởi tín hiệu phát, nhiễu AWGN và ISI, và được

biểu diễn bởi các phương trình sau:

$$\hat{x}_1 = h_{11}a_m + h_{21}b_m, \quad (3.4)$$

$$\hat{x}_2 = h_{22}b_m + h_{12}a_m \quad (3.5)$$

Từ các phương trình (3.4) và (3.5), ta có thể biểu diễn tín hiệu thu dưới dạng tổng quát như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{D} + \mathbf{n} \quad (3.6)$$

hay tín hiệu thu được trên mỗi ăng-ten ở đầu thu có thể được viết lại như sau:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Từ phương trình (3.7), rõ ràng trong hệ thống MIMO có 2 ăng-ten phát và 2 ăng-ten thu, ta có thể thực hiện truyền nhiều hơn một khối dữ liệu trong một khe thời gian. Phương trình (3.7) có thể biểu diễn bởi các phương trình như sau:

$$\mathbf{y}_1 = h_{11}a_m + h_{21}b_m + n_1 \quad (3.8)$$

$$\mathbf{y}_2 = h_{22}b_m + h_{12}a_m + n_2 \quad (3.9)$$

Tín hiệu thu ở các ăng-ten $\mathbf{y}_1$ và $\mathbf{y}_2$ đi đến khối AFB có các bộ lọc mẫu ở phía thu và thực hiện phép biến đổi FFT rồi được san bằng trước khi giải điều chế để thu được tín hiệu gốc ban đầu. Ở đây, dữ liệu nhận được chỉ thực hiện ở phần thực.

3.2. Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng

3.2.1. Kỹ thuật san bằng

Có hai phương pháp san bằng tuyến tính cơ bản là phương pháp san bằng ZF và MMSE. Bộ san bằng ZF sử dụng bộ lọc nghịch đảo ở đầu thu để cường bức sự ảnh hưởng của đáp ứng kênh truyền. Điều đó có nghĩa là toàn bộ đáp ứng kênh truyền của một symbol đầu ra sẽ được tách và các symbol khác bằng 0. Giả sử các cột trong ma trận kênh $\mathbf{H}$ độc lập tuyến tính, không tương quan và có số hạng đầy đủ sẽ tồn tại một ma trận nghịch đảo ở đầu thu. Áp dụng đáp ứng xung nghịch đảo của kênh truyền, phương trình (3.6) có thể được tính như sau:

$$\mathbf{y}\mathbf{H}^{-1} = \mathbf{D} + \mathbf{n}\mathbf{H}^{-1} \quad (3.10)$$

Khi sử dụng bộ san bằng ZF để tách các symbol dữ liệu, cần có một ma trận $\mathbf{Z}_{ZF}$ thỏa mãn điều kiện $\mathbf{Z}_{ZF}\mathbf{H} = \mathbf{I}$ và được thực hiện bằng một ma trận giả nghịch đảo theo phương trình sau:

$$\mathbf{Z}_{ZF} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.11)$$

Ở đây, $\mathbf{H}^H$ là chuyển vị liên hợp phức của ma trận $\mathbf{H}$, $(.)^{-1}$ là phép tính giả nghịch đảo. Thành phần thứ nhất bên phải của phương trình (3.11) có thể được mở rộng như sau:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}^H & \mathbf{H} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{22}|^2 & h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22} \\ h_{12}^* h_{11} + h_{22}^* h_{21} & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.12)$$

Trong phương trình (3.12) có thể thấy rằng các thành phần ngoài đường chéo khác không. Bộ san bằng ZF cố gắng loại bỏ các thành phần nhiễu khi thực hiện san bằng, tuy nhiên tạp âm sẽ được khuếch đại trong quá trình

xử lý tín hiệu ở phía thu. Với phương pháp này thì công suất tạp âm của hệ thống tăng theo thành phần $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ của ma trận hiệp phương sai như sau:

$$E \left[(\mathbf{n}\mathbf{H}^{-1})^H \mathbf{n}\mathbf{H}^{-1} \right] = \mathbf{n}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (3.13)$$

Tương tự như phương pháp san bằng ZF, ta có thể tính được ma trận san bằng MMSE như sau:

$$\mathbf{Z}_{MMSE} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_g^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.14)$$

Dễ dàng nhận thấy rằng ma trận san bằng MMSE chỉ khác ma trận san bằng ZF là có thêm thành phần công suất nhiễu σ_g^2 hay SNR. Do vậy, phương trình (3.14) có thể được viết lại như sau:

$$\mathbf{Z}_{MMSE} = \left[\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.15)$$

Mặc dù cả hai phương pháp thiết kế này có độ phức tạp tính toán đơn giản. Với thiết kế san bằng MMSE có khả năng loại bỏ nhiễu tốt hơn thiết kế san bằng ZF, nhưng phương pháp thiết kế MMSE vẫn chịu sự thỏa hiệp (trade-off) giữa việc loại bỏ nhiễu và công suất phát. Vì vậy, chất lượng truyền dẫn của hai phương pháp thiết kế này sẽ trở nên kém hiệu quả trong hệ thống MIMO FBMC nếu bị giới hạn công suất phát.

3.2.2. Đề xuất thiết kế kết hợp theo thuật toán phân bổ công suất

Để khắc phục nhược điểm trên, NCS đề xuất phương pháp thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ ở máy phát và bộ san bằng $\mathbf{G}$ ở máy thu dựa theo thuật toán phân bổ công suất phát. Trong nội dung nghiên cứu của Luận án, NCS sử dụng hai thuật toán phân bổ công suất [50]. Thứ nhất, việc phân bổ công suất đến tất cả các kênh con kể cả kênh con yếu, để đảm bảo sự cân bằng các SNR và MSE giữa các kênh con, được gọi là thiết kế cân bằng lỗi.

Thứ hai, việc phân bổ công suất chỉ tập trung vào những kênh tốt, một số kênh con yếu hơn thì được phân bổ công suất ít hơn thậm chí là loại bỏ mà không phân bổ thêm công suất để tăng thông lượng của hệ thống, được gọi là thiết kế đổ nước .

a. Thiết kế cân bằng lỗi

Theo thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng giữa máy phát và máy thu, ta có thể biểu diễn tín hiệu thu dưới dạng tổng quát như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{D} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (3.16)$$

Xét điều kiện ràng buộc công suất phát p_0 trên mỗi sóng mang con, để tối ưu các ma trận mã hóa trước và san bằng trong hệ thống MIMO FBMC với các luồng dữ liệu đầu vào cố định, các bộ mã hóa trước và san bằng phải được thiết kế kết hợp sao cho xác suất lỗi symbol hay các SNR trên mỗi luồng symbol bằng nhau. Áp dụng công thức tính xác suất lỗi cân bằng trên các kênh con [74]. Thiết kế này được thực hiện theo phương trình như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2}\mu^{-1/2}\mathbf{\Lambda}^{1/2} - \mathbf{I} = \gamma\mathbf{I} \quad (3.17)$$

trong đó, $\mathbf{W}$ là một ma trận trọng số có đường chéo dương, $\mathbf{\Lambda}$ là ma trận đường chéo mà các giá trị đường chéo được tính bởi phần thực của phép phân tích SVD theo phương trình sau:

$$\mathbf{H}^H\mathbf{R}_{nn}^{-1}\mathbf{H} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H \quad (3.18)$$

và γ là giá trị vô hướng. Từ phương trình (3.17), ma trận trọng số $\mathbf{W}$ được viết lại như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2} = (1 + \gamma) \mathbf{\Lambda}^{-1/2}\mu^{1/2} \quad (3.19)$$

ở đây, μ là một hàm của $\mathbf{W}$ và được tính theo phương trình:

$$\mu^{1/2} = \frac{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1/2}\mathbf{W}^{1/2})}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1}) + \rho_0} \quad (3.20)$$

Thay $\mathbf{W}$ từ (3.19) vào (3.20), ta tính được γ như sau:

$$\gamma = \frac{p_0}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1})} \quad (3.21)$$

Thay γ vào phương trình (3.19), ta tính được giá trị trọng số $\mathbf{W}$ như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2} = \mu^{1/2} \left(\frac{\rho_0}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1})} + 1 \right) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.22)$$

Để thiết kế được các ma trận mã hóa trước $\mathbf{F}$ và ma trận san bằng $\mathbf{G}$ đảm bảo cân bằng lỗi giữa các kênh con, các ma trận đường chéo $\mathbf{\Phi}_f$ và $\mathbf{\Phi}_g$ tương ứng của chúng có các phần tử nằm trên đường chéo chính được tính lần lượt theo các phương trình sau:

$$\mathbf{\Phi}_f = \left(\mu^{-1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{W}^{1/2} - \mathbf{\Lambda}^{-1} \right)_+^{1/2} \quad (3.23)$$

$$\mathbf{\Phi}_g = \left(\mu^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{W}^{-1/2} - \mu \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{W}^{-1} \right)_+^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.24)$$

Ký hiệu $(.)_+$ chỉ các thành phần âm của ma trận đường chéo trong dấu ngoặc đơn sẽ được thay thế bằng 0. Thế $\mathbf{W}$ trong phương trình (3.22) vào các phương trình (3.23) và (3.24), từ đó ta tính được giá trị của các phần tử trên đường chéo chính của hai ma trận $\mathbf{\Phi}_f$ và $\mathbf{\Phi}_g$ lần lượt như sau:

$$\mathbf{\Phi}_f = \gamma^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{\Phi}_g = \gamma^{1/2} (1 + \gamma)^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.26)$$

Để tối ưu các bộ mã hóa trước và san bằng đảm bảo cân bằng lỗi cho mỗi sóng mang con. Các ma trận mã hóa trước $\mathbf{F}$ và san bằng $\mathbf{G}$ sẽ được tính

lần lượt theo các phương trình sau:

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}\Phi_f, \quad (3.27)$$

$$\mathbf{G} = \Phi_g \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1}. \quad (3.28)$$

Trong đó, $\mathbf{R}_{nn}$ là ma trận hiệp phương sai tạp âm và $\mathbf{V}$ là ma trận unitary được tính theo phương trình (3.18).

Theo thiết kế này, sự phân bố công suất trên các kênh con sẽ khác nhau, có nghĩa là các kênh con có giá trị riêng thấp sẽ được phân bố công suất lớn hơn và ngược lại các kênh con có giá trị riêng lớn sẽ được phân bố công suất ít hơn. Kết quả đảm bảo duy trì các SNR trên tất cả các luồng symbol là bằng nhau. Do vậy, với phương pháp thiết cân bằng lỗi thì một số kênh con có giá trị riêng thấp sẽ không bị loại bỏ nên đã cải thiện được phẩm chất BER đáng kể trong hệ thống MIMO FBMC. Thiết kế này thường được áp dụng trong các hệ thống đa người dùng khi cần duy trì các lỗi bằng nhau trên mỗi luồng symbol thuộc về một người dùng khác nhau.

b. Thiết kế đổ nước

Khác với thiết kế cân bằng lỗi, trong thiết kế đổ nước công suất chỉ tập trung phân bố cho các kênh con tốt, dẫn đến tăng đáng kể thông lượng hệ thống. Thiết kế đổ nước được thực hiện bằng cách, trong biểu thức (3.17) ta chọn trọng số $\mathbf{W} = \mathbf{I}$. Với lựa chọn này, các phần tử trên đường chéo chính của các ma trận Φ_f và Φ_g sẽ được tính lần lượt theo các phương trình sau:

$$\Phi_f = \left(\mu^{-1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} - \mathbf{\Lambda}^{-1} \right)_+^{1/2} \quad (3.29)$$

$$\Phi_g = \left(\mu^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} - \mu \mathbf{\Lambda}^{-1} \right)_+^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.30)$$

ở đây, $\mathbf{\Lambda}$ được tính theo phương trình (3.18), còn μ được tính theo phương

trình (3.20) và được biểu diễn lại như sau:

$$\mu^{1/2} = \frac{tr(\mathbf{\Lambda}^{-1/2})}{tr(\mathbf{\Lambda}^{-1}) + \rho_0} \quad (3.31)$$

Trong đó, $\mathbf{\Lambda} = diag(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_B)$ và được giả sử các giá trị λ được sắp xếp theo thứ tự giảm dần như sau: $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_k \geq \dots \geq \lambda_B$. Xét điều kiện ràng buộc công suất phát, $tr(\mathbf{\Phi}_f^2) = \rho_0$, khi số lượng kênh con sử dụng để truyền với $k \leq B$, $B = rank(\mathbf{H})$. Biểu thức μ của phương trình (3.31) có thể viết theo phương trình sau:

$$\mu^{1/2} = \frac{\sum_{i=1}^k (\lambda_i^{-1/2})}{p_0 + \sum_{i=1}^k (\lambda_i^{-1})}, \quad (3.32)$$

Đặt $\mathbf{\Phi}_f = diag([\phi_{f1}, \phi_{f2}, \dots, \phi_{fB}])$. Quy trình xử lý lặp lại được khởi tạo với $k = B$ để tính tối ưu giá trị của $\mathbf{\Phi}_f$. Chính sách phân bổ công suất theo thiết kế đổ nước được thực hiện như sau:

Bước 1: Giả sử $\mu \leq \lambda_k$, các phần tử trên đường chéo chính của ma trận $\mathbf{\Phi}_f$ được tính từ phương trình (3.29) khi $\phi_{f,i} \geq 0$, với $i = 1, 2, \dots, k$. Quy trình được xử lý trong điều kiện $\mu \leq \lambda_k$, nếu $\mu > \lambda_k$ thì dừng lại và chuyển sang bước 2.

Bước 2: Đặt $\phi_{j,k} = 0$ và $k = k - 1$. Chuyển về bước 1.

Có thể thấy rằng sau mỗi lần lặp lại bổ sung, công suất sẽ được phân bổ cho một trong các giá trị riêng mạnh hơn. Vì có tổng B các giá trị riêng nên việc lặp lại sẽ kết thúc ngay tại các bước $B - 1$. Trong mỗi quá trình như vậy toàn bộ công suất chỉ được phân bổ cho giá trị riêng lớn nhất.

Cũng giống quá trình thực hiện phân bổ công suất phát trong thiết kế cân bằng lỗi nhưng sự khác biệt chính trong thiết kế này là việc phân bổ lại công suất giữa các giá trị riêng để nâng cao chất lượng truyền dẫn. Điều đó

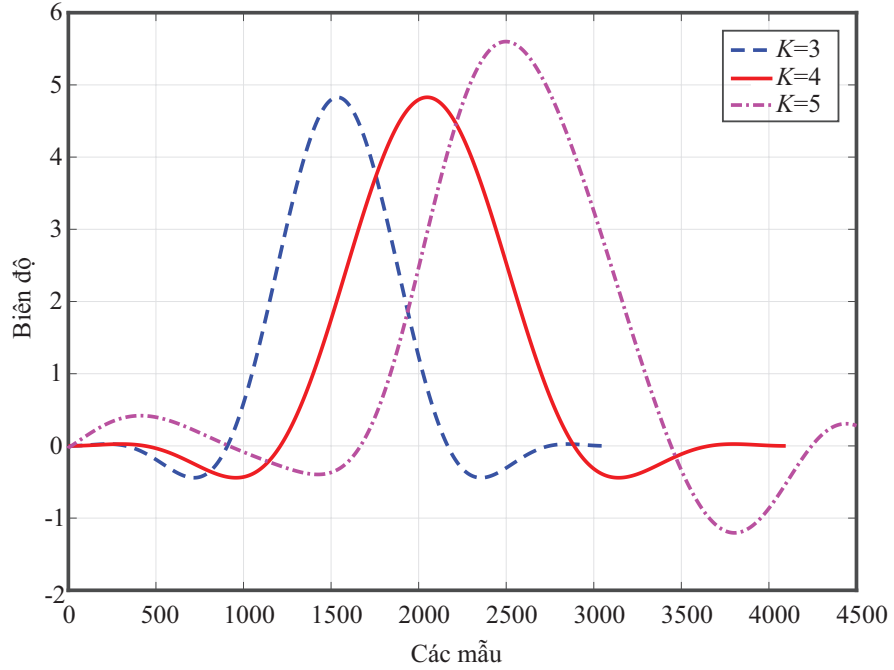
có nghĩa là các kênh con có giá trị riêng lớn hơn sẽ được phân bổ công suất lớn hơn còn các kênh con có giá trị riêng nhỏ hơn sẽ được phân bổ công suất yếu hơn thậm chí là sẽ loại bỏ mà không cần phân bổ thêm công suất. Với phương pháp thiết kế này thì các ma trận mã hóa trước $\mathbf{F}$ và san bằng $\mathbf{G}$ được tính lần lượt theo (3.27) và (3.28), còn các phần tử trên đường chéo chính của các ma trận Φ_f và Φ_g sẽ được tính tương ứng theo (3.29) và (3.30). Thiết kế đề xuất đồ nước thường được ứng dụng vào những hệ thống thông tin khi cần tăng thông lượng như tín hiệu truyền hình.

3.3. Kết quả mô phỏng

Để kiểm tra đánh giá kết quả nghiên cứu, NCS sử dụng chương trình mô phỏng Monte-Carlo để mô tả thiết kế bộ lọc mẫu và so sánh phẩm chất BER của thiết kế đề xuất với các thiết kế bộ san bằng MMSE và ZF [16]. Thêm vào đó, để thuận tiện trong quá trình so sánh chất lượng truyền dẫn của hệ thống mà không mất tính tổng quát, NCS sử dụng các bộ lọc mẫu theo tiêu chuẩn PHYDYAS [20]. Ở đây, các tham số được giả thiết như sau: Hệ thống MIMO FBMC có M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu (M_T, M_R); tín hiệu phát sử dụng dạng điều chế OQAM; kênh truyền pha-đỉnh Rayleigh chọn lọc tần số với nhiễu AWGN; số lượng sóng mang con $N_c = 256$ và tổng công suất phát được chuẩn hóa và giới hạn $p_0 = 1$.

Trước hết, NCS mô phỏng đặc tính đáp ứng xung của bộ lọc mẫu. Từ kết quả mô tả đáp ứng xung của bộ lọc mẫu PHYDYAS như trên Hình 3.2, ta thấy rằng trong ba trường hợp với các hệ số chồng lấn khác nhau $K = 3, 4$ và 5. Trường hợp hệ số chồng lấn $K = 5$ có biên độ đáp ứng xung lớn nhất, còn trường hợp hệ số chồng lấn $K = 3$ có đặc tính trải phổ nhỏ nhất. Trong

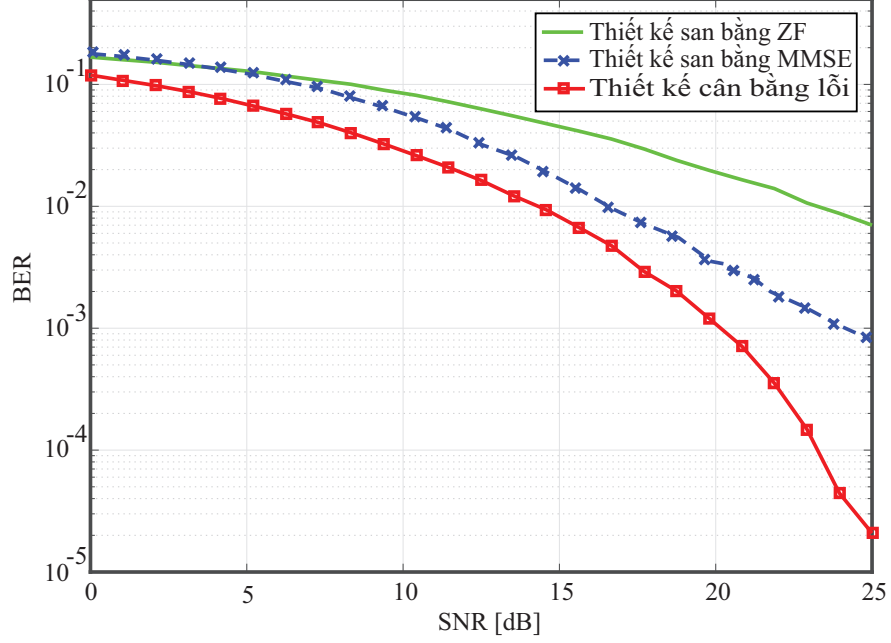
khi đó, với trường hợp hệ số chồng lấn $K = 4$, mặc dù có biên độ đáp ứng xung nhỏ hơn trường hợp $K = 5$ nhưng lại cho đặc tính trải phổ tốt hơn. Điều này được giải thích là do các bộ lọc mẫu có hệ số chồng lấn $K = 3$ hoặc 4 có bức xạ ngoài băng nhỏ hơn so với $K = 5$. Ngoài ra, một số công trình nghiên cứu khác cũng cho thấy các bộ lọc mẫu có đặc tính trải phổ tốt khi hệ số chồng lấn $K \leq 4$ [75, 76, 77]. Đặc biệt khi thiết kế các bộ lọc mẫu với hệ số $K = 4$ sẽ cho hiệu suất sử dụng phổ tốt nhất trong các hệ thống MIMO FBMC OQAM [75].



Hình 3.2: Đáp ứng xung của bộ lọc mẫu với $K = 3, 4$ và 5.

Tiếp theo, NCS tiến hành đánh giá phẩm chất BER và thông lượng của hệ thống MIMO FBMC. Hình 3.3 mô tả phẩm chất BER của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi với các thiết kế san bằng MMSE và ZF [16], trong trường hợp có số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu là $(2, 2)$ với hệ số chồng lấn $K = 3$. Rõ ràng thiết kế đề xuất kết hợp mã hóa trước và san bằng theo phương pháp cân bằng lỗi có phẩm chất BER tốt hơn so với hai phương pháp MMSE và

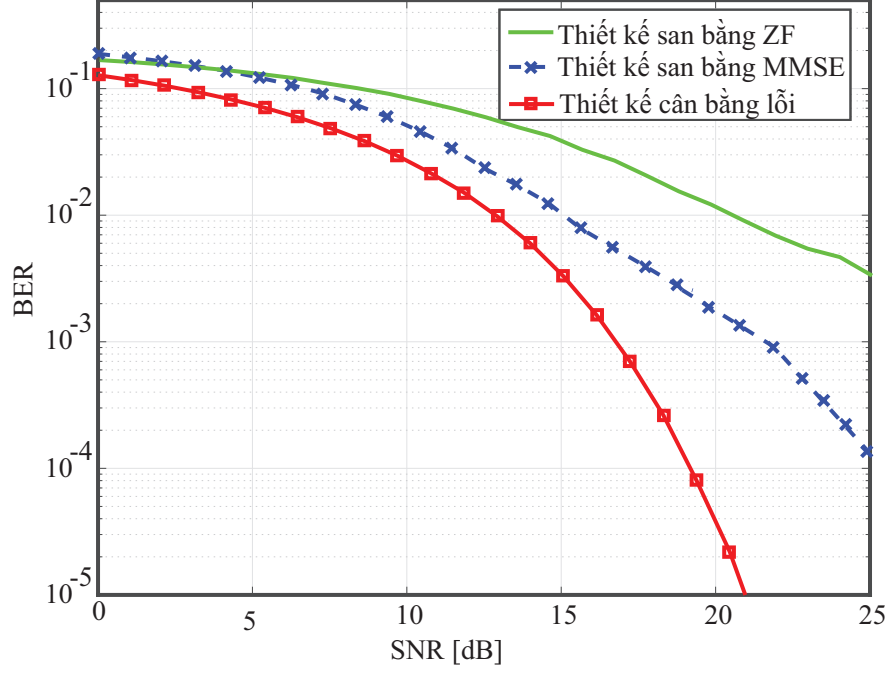
ZF. Cụ thể, tại mức tổng SNR bằng 25 dB thì phẩm chất BER hệ thống của các thiết kế cân bằng lỗi, MMSE và ZF lần lượt là 2.10^{-5} , 8.10^{-4} và 6.10^{-3} .



Hình 3.3: BER của các thiết kế với $M_T = M_R = 2$ và $K = 3$.

Kết quả mô phỏng được giải thích như sau: so với thiết kế san bằng ZF thì thiết kế san bằng MMSE không chịu ảnh hưởng lớn của hiệu ứng khuếch đại tạp âm do bộ san bằng MMSE có tính đến đặc tính của tạp âm còn bộ san bằng ZF sử dụng bộ lọc nghịch đảo ở đầu thu để cường bức sự ảnh hưởng của đáp ứng kênh truyền. Vì vậy, phương pháp san bằng MMSE luôn cho phẩm chất BER tốt hơn phương pháp san bằng ZF. Trong các phương pháp này, thiết kế cân bằng lỗi cho phẩm chất BER tốt nhất do có sự phân bổ công suất được chia đều trên các kênh nên một số kênh con có giá trị riêng thấp vẫn có thể truyền tín hiệu tới phía thu. Còn đối với phương pháp san bằng MMSE vì phải chịu sự ràng buộc giữa loại bỏ nhiễu và công suất phát nên khi hệ thống bị giới hạn công suất phát dẫn đến sự phân bổ năng lượng trên các kênh con có sự chênh lệch rất lớn đặc biệt khi các kênh con có giá trị

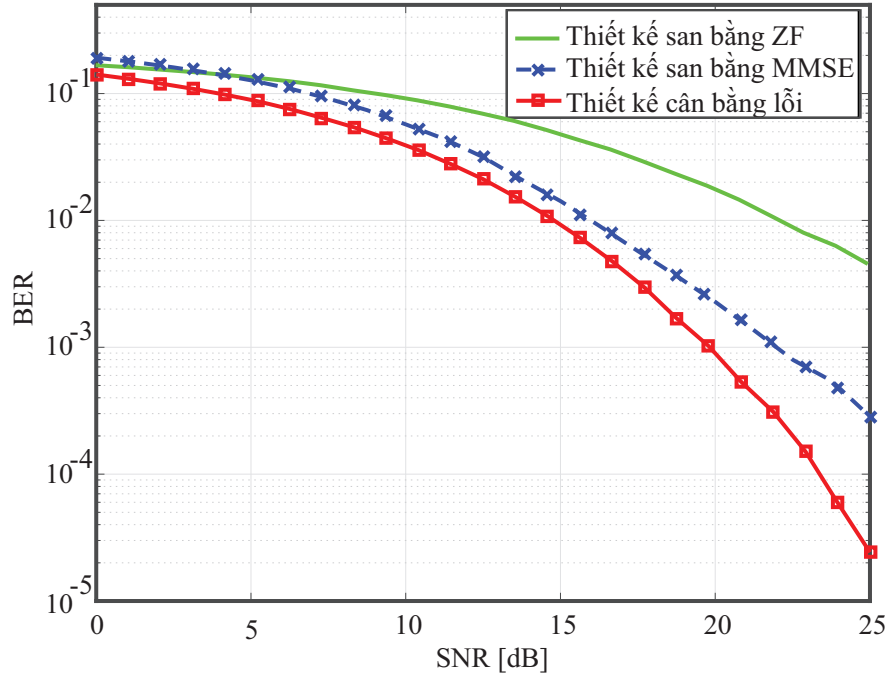
riêng thấp, dẫn đến một số tín hiệu trên các kênh con có giá trị riêng thấp sẽ không thể truyền tới đầu thu mặc dù vẫn được phân bổ công suất, do đó phẩm chất BER của phương pháp này thấp hơn so với thiết kế cân bằng lỗi.



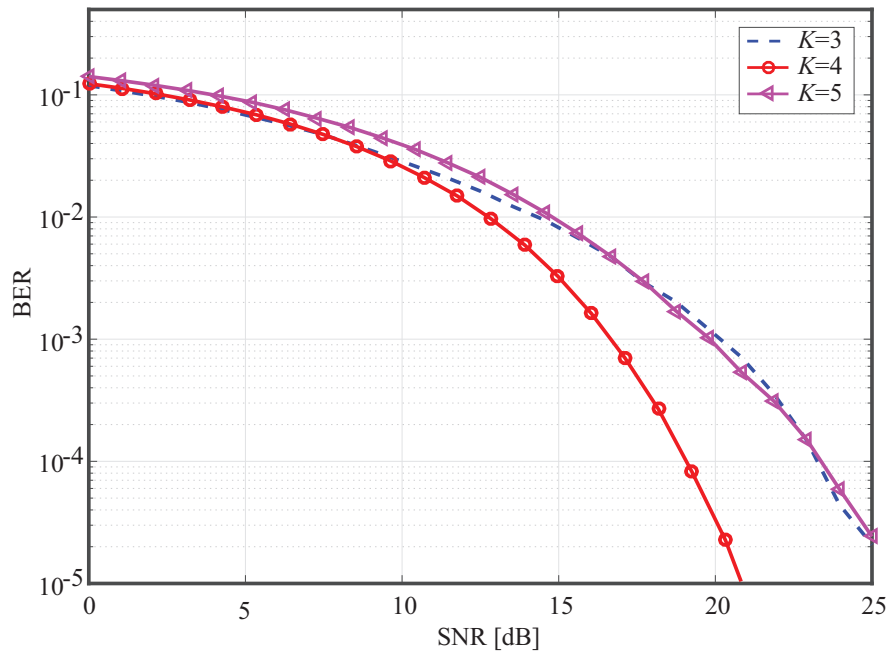
Hình 3.4: BER của các thiết kế với $K = 4$.

Vẫn giữ nguyên các tham số cài đặt nhưng hệ số chống lấn được thay đổi lần lượt $K = 4$ và 5. Kết quả mô tả phẩm chất BER hệ thống của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi vẫn tốt hơn so với hai phương pháp thiết kế còn lại. Điều này cho thấy thiết kế đề xuất đã cải thiện đáng kể chất lượng truyền dẫn trong các hệ thống MIMO FBMC. Cụ thể, khi quan sát lần lượt các Hình 3.4 và 3.5, nếu ta so sánh thiết kế đề xuất cân bằng lỗi với thiết kế san bằng MMSE. Rõ ràng tại mức tổng SNR bằng 20 dB thì phẩm chất BER hệ thống của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi tương ứng là $3 \cdot 10^{-5}$ và 10^{-3} còn thiết kế MMSE đều khoảng $2 \cdot 10^{-3}$. Ngoài ra, trên Hình 3.6 mô tả phẩm chất BER của thiết kế cân bằng lỗi cũng cho thấy rằng trong các hệ thống MIMO FBMC-OQAM khi sử dụng bộ lọc mẫu với hệ số chống lấn $K = 4$ thì độ lợi

SNR tốt hơn so với các hệ số còn lại, điều này cũng được chỉ ra trong công trình [75].



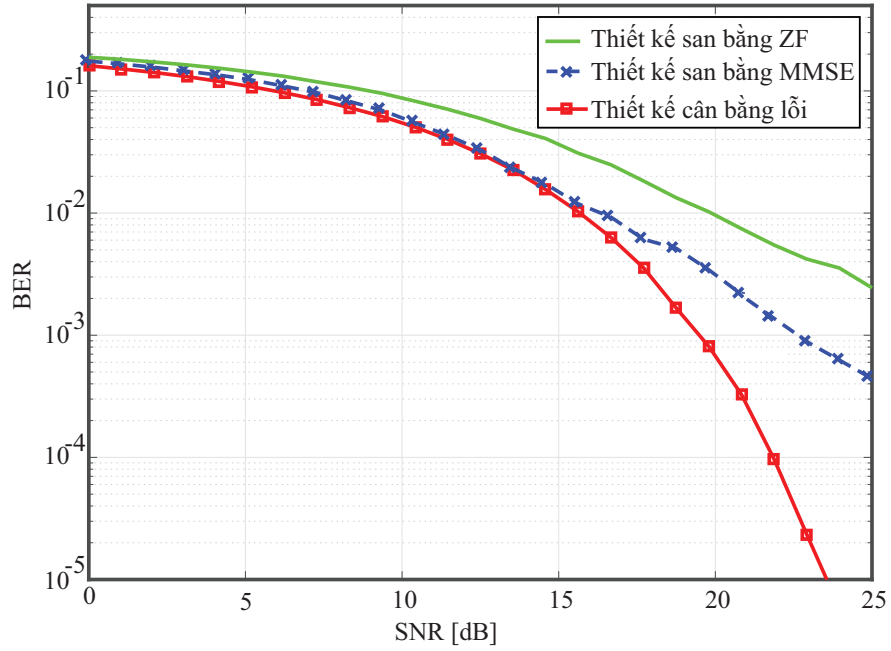
Hình 3.5: BER của các thiết kế với $K = 5$.



Hình 3.6: BER của thiết kế đề xuất với $M_T=M_R = 2$ và $K = 3, 4$ và 5 .

Tiếp theo, NCS tiến hành so sánh phẩm chất BER của ba phương pháp

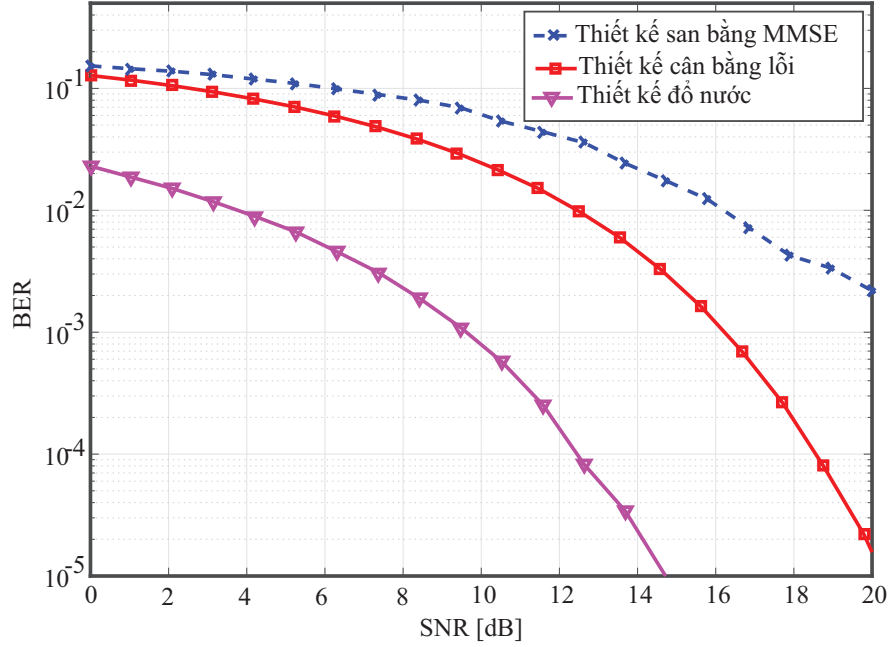
thiết kế khi tăng số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu lên bằng (4, 4), hệ số chồng lấn $K = 4$. Kết quả trên Hình 3.7 cho thấy phẩm chất BER của phương pháp đề xuất cân bằng lỗi vẫn tốt hơn so với hai phương pháp thiết kế MMSE và ZF. Thêm vào đó, ta cũng thấy rằng khi tăng số lượng ăng-ten lên (4, 4) thì phẩm chất BER của của các thiết kế giảm xuống và khoảng cách đường cong mô tả phẩm chất BER giữa các thiết kế cũng hẹp hơn so với trường hợp hệ thống sử dụng số lượng ăng-ten (2, 2). Bởi vì khi tăng số lượng ăng-ten thì số kênh con cũng tăng lên trong khi công suất phát bị giới hạn, dẫn tới BER tổng trên tất cả các luồng symbol giảm xuống.



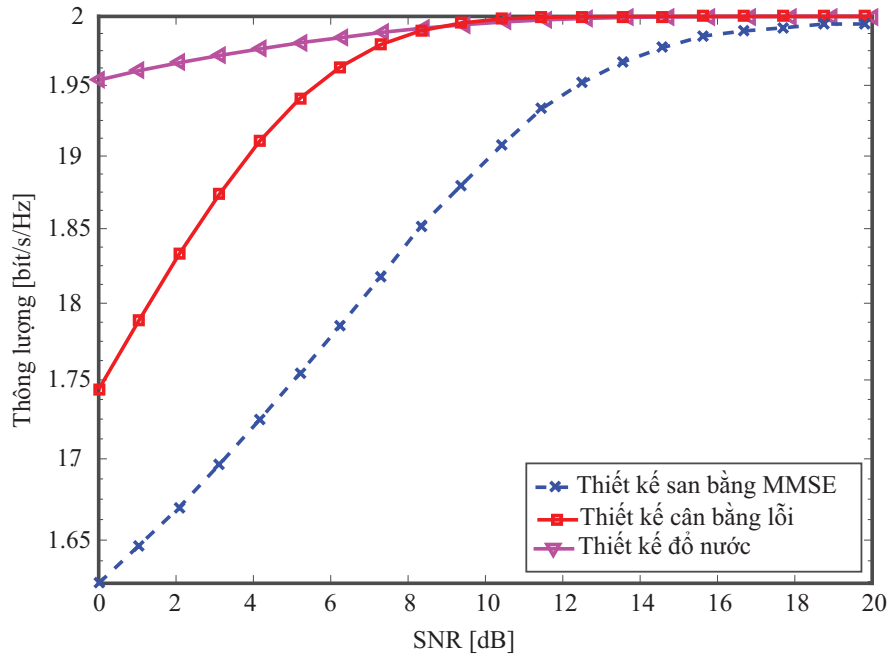
Hình 3.7: BER của các thiết kế với $M_T=M_R = 4$.

Cuối cùng, NCS tiến hành so sánh phẩm chất BER và thông lượng của các thiết kế đổ nước, cân bằng lỗi và MMSE như mô tả lần lượt trên các Hình 3.8 và 3.9. Từ kết quả thể hiện trên hai hình này cho thấy, phẩm chất BER hay thông lượng hệ thống của thiết kế đề xuất đổ nước là tốt nhất, trong khi đó thiết kế MMSE cho kết quả nhỏ nhất. Ví dụ, để đạt BER bằng $2 \cdot 10^{-3}$ thì

tổng SNR của 3 thiết kế đổ nước, cân bằng lỗi và MMSE có giá trị dB tương ứng là 8, 15 và 20 dB.



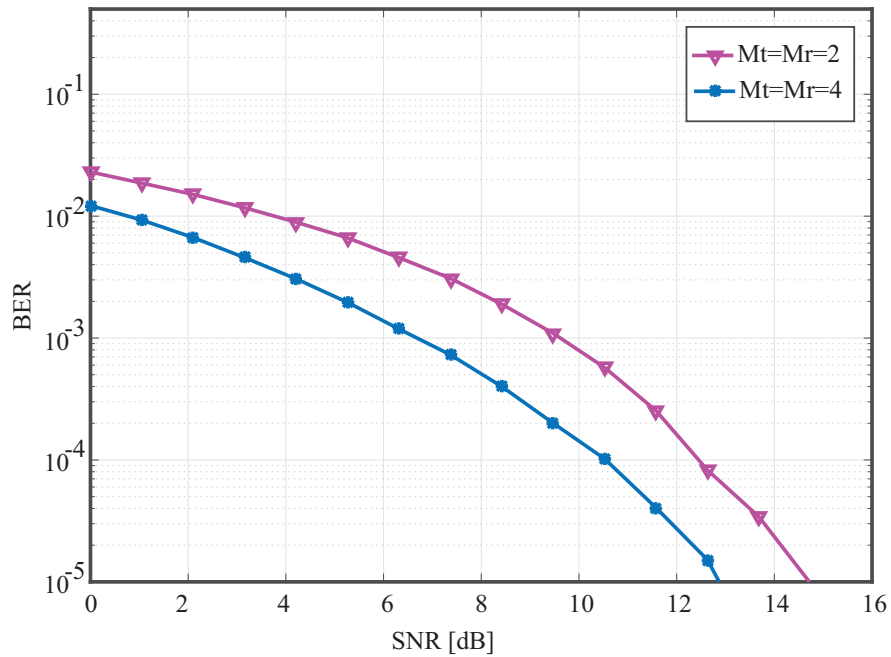
Hình 3.8: BER của các thiết kế với $M_T=M_R = 2$.



Hình 3.9: Thông lượng của các thiết kế.

Điều này có nghĩa là độ lợi phẩm chất BER đạt được của thiết kế đổ nước

so với hai thiết kế còn lại lần lượt là 7 và 12 dB. Nguyên nhân được giải thích là do trong quá trình phân bổ công suất, thiết kế đổ nước đã loại bỏ đi một số kênh có các giá trị riêng yếu trước khi phân bổ lại công suất cho các kênh con có giá trị riêng mạnh nên đạt được phẩm chất BER hay thông lượng hệ thống tốt hơn so với 2 thiết kế còn lại. Ngoài ra, độ lợi đạt được của thiết kế đề xuất đổ nước còn được thể hiện rõ hơn khi hệ thống tăng số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu. Bởi vì khi ăng-ten phát và thu thì sự phân bổ lại công suất càng được tập trung nhiều hơn vào các kênh con có giá trị riêng tốt hơn, dẫn đến chất lượng hệ thống càng được cải thiện. Ví dụ, tại mức BER bằng 10^{-5} thì độ lợi đạt được của thiết kế đổ nước sử dụng số lượng ăng-ten (4, 4) so với (2, 2) là khoảng 2 dB như được mô tả trên Hình 3.10.



Hình 3.10: BER của thiết kế đổ nước với trường hợp ăng-ten phát và thu khác nhau.

Từ các kết quả tính toán và mô phỏng có thể thấy rằng, kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC đã cải thiện đáng kể chất lượng truyền dẫn so với một số kỹ thuật cơ bản trước đó. Tuy

nhiên các kỹ thuật xử lý tín hiệu trong hệ thống MIMO FBMC có tính phức tạp do có sự chồng lấn trong miền thời gian giữa các sóng mang con. Do đó đòi hỏi yêu cầu cao khi thiết kế các bộ lọc mẫu và sự đồng bộ giữa các bộ lọc trong quá trình tách và ghép tín hiệu. Tóm lại, khả năng phát triển của hệ thống MIMO FBMC là rất lớn nhưng việc nghiên cứu và ứng dụng trong mạng thông tin thế hệ mới vẫn còn nhiều hạn chế.

3.4. Kết luận chương

Trong chương này, NCS đã trình bày hai kỹ thuật san bằng cơ bản MMSE và ZF trong hệ thống MIMO đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc với điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian, sau đó đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho hệ thống thông tin MIMO FBMC dựa trên các thuật toán phân bổ công suất phát. Các kết quả nghiên cứu chỉ ra rằng thiết kế đề xuất nhận được phẩm chất BER tốt hơn và thông lượng của hệ thống cũng tăng lên đáng so với hai thiết kế MMSE và ZF. Ngoài ra, phẩm chất BER của hệ thống MIMO FBMC sử dụng bộ lọc mẫu PHYDYAS với hệ số chồng lấn $K = 4$ có độ tăng ích SNR lớn nhất. Các phương pháp thiết kế đề xuất mới này có ý nghĩa quan trọng, khi được triển khai áp dụng trong thực tế và góp phần nâng cao chất lượng truyền dẫn cho các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ mới. Nội dung nghiên cứu của chương này được công bố trong các công trình [CT6, CT7].

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU

Luận án trước hết đã giới thiệu khái quát những kiến thức cơ bản liên quan trực tiếp đến quá trình thực hiện đề tài. Trình bày mô hình kênh SISO, MIMO và mô hình kênh sử dụng phương pháp SVD. Giới thiệu mô hình mã hóa trước và san bằng, các kỹ thuật xử lý chính trong hệ thống MIMO nhằm nâng cao hiệu quả truyền dẫn. Các công trình liên quan trực tiếp đến nội dung Luận án cũng được nghiên cứu. Trên cơ sở đó, NCS đã đề xuất các kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI và hệ thống MIMO FBMC. Thêm vào đó, NCS còn phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo cho hệ thống MIMO ISI. Cuối cùng Luận án đưa ra một số kết quả đạt được, cũng như đề xuất một số hướng nghiên cứu tiếp theo.

A. Một số kết quả đạt được của luận án

1. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng thông qua sử dụng chia sẻ độ dư của kênh một đầu vào và một đầu ra (SISO: Single Input and Single Output) cho kênh MIMO ISI [CT1, CT2, CT3], đồng thời phân tích và đánh giá chất lượng của hệ thống theo ảnh hưởng của thông tin kênh truyền [CT4, CT5].
2. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa trên thuật toán cân bằng lỗi và thuật toán đổ nước để phân bổ công suất cho các kênh con trong hệ thống MIMO FBMC OQAM nhằm cải thiện phẩm chất BER và thông lượng của hệ thống [CT6, CT7].

B. Hướng phát triển tiếp theo

Mặc dù luận án đã tập trung nghiên cứu những lý thuyết cơ bản cũng như đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng theo các phương pháp khác nhau cho hệ thống MIMO FBMC. Tuy nhiên, theo nhận định chủ quan của NCS thì vẫn còn một số vấn đề cần tiếp tục được nghiên cứu và thực hiện trong tương lai:

1. Nghiên cứu và phát triển các phương pháp thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng cho các hệ thống Massive MIMO hay sóng milimet;
2. Nghiên cứu đánh giá độ phức tạp và đề xuất các sơ đồ có độ phức tạp thấp hơn cho hệ thống MIMO ISI;
3. Nghiên cứu đánh giá phẩm chất hệ thống đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc trong môi trường pha-đỉnh đa đường;
4. Nghiên cứu các kỹ thuật xử lý cho các hệ thống thống đa sóng mang thể hệ mới như Generalized frequency division multiplexing (GFDM) và Universal-filtered multi-carrier (UFMC).

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

1. **B.Q. Doanh**, P.T. Hiep, and T.C. Hieu, “Thiết kế mã hóa trước và san bằng cải thiện chất lượng cho các kênh MIMO ISI,” *Journal of Military Science and Technology*, Issue 58, pp. 30-38, December 2018.
2. **B.Q. Doanh**, D.T. Quan, P.T. Hiep, and T.C. Hieu, “An Efficient Design of Precoding and Equalization to Reduce BER of Multi-path MIMO Channels,” in *Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*, International Conference on. IEEE, pp. 15-19, March, 2019. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8696166> (SCOPUS).
3. **B.Q. Doanh**, D.T. Quan, P.T. Hiep, and T.C. Hieu, “A Combining Design of Precoder and Equalizer Based on Shared Redundancy to Improve Performance of ISI MIMO Systems,” *Wireless Networks*, Springer, Volume 25, Issue 5, pp 2741–2750, July 2019. <https://doi.org/10.1007/s11276-019-01990-z> (ISI-Q2).
4. **B.Q. Doanh**, P.T. Hiep, and T.C. Hieu, “Impact of Imperfect CSI on Capacity of ISI MIMO Systems Based on Joint Precoding and Equalization Designs,” *The International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, International Conference on. IEEE, pp. 334-338, September, 2019. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8905137>
5. **B.Q. Doanh**, T.C. Hieu, Truong Sy Nam, Pham Thi Phuong Anh, and P.T. Hiep, “Performance analysis of Joint Precoding and Equalization

- Design with Shared Redundancy for Imperfect CSI MIMO Systems,” *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 5, No. 3, pp. 142-149, May, 2020. <https://dx.doi.org/10.25046/aj050319> (SCOPUS).
6. **B.Q. Doanh**, D.T. Quan, P.T. Hiep, and T.C. Hieu, “A Joint Precoding and Equalization Design for MIMO FBMC-OQAM Systems to Reduce Bit Error Rates,” in *Green and Human Information Technology (ICGHIT)*, International Conference on. IEEE, pp. 159-164, February, 2020.
 7. **B.Q. Doanh**, D.T. Quan, T.C. Hieu, and P.T. Hiep, “Combining Designs of Precoder and Equalizer for MIMO FBMC-OQAM Systems Based on Power Allocation Strategies,” *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*, Elsevier, vol 130, pp. 153572, February, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153572> (ISI-Q2).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] N. Al-Falahy and O. Y. Alani, “Technologies for 5G networks: challenges and opportunities,” *IT Professional*, vol. 19, no. 1, pp. 12–20, 2017.
- [2] G. A. Akpakwu, B. J. Silva, G. P. Hancke, and A. M. Abu-Mahfouz, “A survey on 5G networks for the internet of things: Communication technologies and challenges,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 3619–3647, 2018.
- [3] A. Gohil, H. Modi, and S. K. Patel, “5G technology of mobile communication: A survey,” in *Intelligent Systems and Signal Processing (ISSP), International Conference on*. IEEE, pp. 288–292, 2013.
- [4] A. Gupta and R. K. Jha, “A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies,” *IEEE access*, vol. 3, pp. 1206–1232, 2015.
- [5] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, “Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1617–1655, 2016.
- [6] W. Obile, “Ericsson mobility report,” *Nov*, 2016.
- [7] Q. P. Liu, Y. N. Yang, and W. X. Li, “Application of OFDM technology in 4G mobile network,” in *Applied Mechanics and Materials*, vol. 631. Trans Tech Publ, pp. 851–855, 2014.
- [8] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, “Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the

- Heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 80–93, 2014.
- [9] A. Benjebbovu, A. Li, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Harada, and T. Nakamura, “System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements,” in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. IEEE, pp. 66–70, 2013.
- [10] Y. Liang, X. Li, J. Zhang, and Z. Ding, “Non-orthogonal random access for 5G networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 7, pp. 4817–4831, 2017.
- [11] F. Rottenberg, X. Mestre, F. Horlin, and J. Louveaux, “Single-tap precoders and decoders for multiuser MIMO FBMC-OQAM under strong channel frequency selectivity,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 65, no. 3, pp. 587–600, 2016.
- [12] A. I. Pérez-Neira, M. Caus, R. Zakaria, D. Le Ruyet, E. Kofidis, M. Haardt, X. Mestre, and Y. Cheng, “MIMO signal processing in offset-QAM based filter bank multicarrier systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 21, pp. 5733–5762, 2016.
- [13] R. Chang, “High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals,” *Bell Sys. Tech. J*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, 1966.
- [14] B. Saltzberg, “Performance of an efficient parallel data transmission system,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 15, no. 6,

pp. 805–811, 1967.

- [15] B. Hirosaki, “An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete fourier transform,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 7, pp. 982–989, 1981.
- [16] A. Basheer and A. Habib, “Filter bank multi carrier based MIMO system for 5G wireless communication,” in *International Workshop on Link-and System Level Simulations (IWSLS)*. IEEE, pp. 1–6, 2016.
- [17] C.-W. Chen and F. Maehara, “An enhanced MMSE subchannel decision feedback equalizer with ICI suppression for FBMC-OQAM systems,” in *International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*. IEEE, pp. 1041–1045, 2017.
- [18] A. Waseem, A. Khaliq, R. Ahmad, and M. F. Munir, “Channel equalization for MIMO-FBMC systems,” in *International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)*, pp. 272–277, 2016.
- [19] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, 1966.
- [20] M. Bellanger, D. Le Ruyet, D. Roviras, M. Terré, J. Nossek, L. Baltar, Q. Bai, D. Waldhauser, M. Renfors, T. Ihalainen *et al.*, “FBMC physical layer: a primer,” *Phydyas*, vol. 25, no. 4, pp. 7–10, 2010.
- [21] C. R. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S. J. Shellhammer, and W. Caldwell, “IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional

- area network standard,” *IEEE communications magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 130–138, 2009.
- [22] H. K. Bizaki, *Towards 5G Wireless Networks: A Physical Layer Perspective*. BoD–Books on Demand, 2016.
- [23] J. Nadal, C. A. Nour, and A. Baghdadi, “Flexible and efficient hardware platform and architectures for waveform design and proof-of-concept in the context of 5G,” *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 97, pp. 85–93, 2018.
- [24] M. Z. Chowdhury, M. Shahjalal, S. Ahmed, and Y. M. Jang, “6G wireless communication systems: Applications, requirements, technologies, challenges, and research directions,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020.
- [25] I. F. Akyildiz, A. Kak, and S. Nie, “6G and beyond: The future of wireless communications systems,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 133 995–134 030, 2020.
- [26] T. S. Rappaport *et al.*, *Wireless communications: principles and practice*. prentice hall PTR New Jersey, vol. 2, 1996.
- [27] B. Sklar, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. i. characterization,” *IEEE Communications magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, 1997.
- [28] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, “Spatio-temporal coding for wireless communication,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 3, pp. 357–366, 1998.

- [29] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, 2002.
- [30] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, "Analysis and design of OFDM-OQAM systems based on filterbank theory," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183, 2002.
- [31] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded orthogonal frequency division multiplex [tv broadcasting]," *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 6, pp. 982–996, 1995.
- [32] H. Bölcskei, "Orthogonal frequency division multiplexing based on offset QAM," in *Advances in Gabor analysis*. Springer, pp. 321–352, 2003.
- [33] A. Maaref and S. Aïssa, "Combined adaptive modulation and truncated ARQ for packet data transmission in MIMO systems," in *Global Telecommunications Conference. GLOBECOM'04. IEEE*, vol. 6. IEEE, pp. 3818–3822, 2004.
- [34] X. Gao, B. Jiang, X. You, Z. Pan, Y. Xue, and E. Schulz, "Efficient channel estimation for MIMO single-carrier block transmission with dual cyclic timeslot structure," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 11, pp. 2210–2223, 2007.
- [35] C.-Y. Lin, J.-Y. Wu, and T.-S. Lee, "Robust receiver design for MIMO single-carrier block transmission over time-varying dispersive channels against imperfect channel knowledge," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 10, 2008.

- [36] E. Dall’Anese, S. Pupolin, and A. Assalini, “Sum mutual information of block-faded MIMO MAC with LMMSE channel estimation for packet transmission,” in *Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), International Symposium on*. IEEE, pp. 1–5, 2011.
- [37] S.-Y. Cheng, C.-A. Tsai, and T.-Y. Hsu, “Channel estimator and aliasing canceller for equalizing and decoding non-cyclic prefixed single-carrier block transmission via MIMO-OFDM modem,” *IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems*, vol. 19, no. 1, pp. 156–160, 2011.
- [38] B. Vrigneau, J. Letessier, P. Rostaing, L. Collin, and G. Burel, “Extension of the MIMO precoder based on the minimum Euclidean distance: a cross-form matrix,” *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, vol. 2, no. 2, p. 135, 2008.
- [39] M. Grossmann, “SVD-based precoding for single carrier MIMO transmission with frequency domain MMSE turbo equalization,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 418–421, 2009.
- [40] P. Xiao and M. Sellathurai, “Improved linear transmit processing for single-user and multi-user MIMO communications systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 3, pp. 1768–1779, 2010.
- [41] M. Sandell, H. Vetter, and F. Tosato, “Joint linear and nonlinear precoding in MIMO systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 12, pp. 1265–1267, 2011.

- [42] W. Zeng, C. Xiao, M. Wang, and J. Lu, "Linear precoding for finite-alphabet inputs over MIMO fading channels with statistical CSI," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 6, pp. 3134–3148, 2012.
- [43] M.-W. Kwan and C.-W. Kok, "MMSE equalizer for MIMO-ISI channel with shorten guard period," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 55, no. 1, pp. 389–395, 2007.
- [44] K. Kuchi, "MMSE-prewhitened-MLD equalizer for MIMO-DFT-precoded-OFDM," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 328–331, 2012.
- [45] C. Dong, J. Lin, K. Niu, Z. He, and Z. Bie, "Block-iterative decision feedback equalizer with noise prediction for single-carrier MIMO transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3772–3776, 2012.
- [46] S. Song and K. B. Letaief, "Diversity analysis for linear equalizers over ISI channels," *IEEE transactions on communications*, vol. 59, no. 9, pp. 2414–2423, 2011.
- [47] R. Gupta and A. Grover, "BER performance analysis of MIMO systems using equalization techniques," *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 3, no. 10, pp. 11–25, 2012.
- [48] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, "Redundant filter-bank precoders and equalizers. i. unification and optimal designs," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, no. 7, pp. 1988–2006, 1999.

- [49] A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 3, pp. 1019–1032, 1999.
- [50] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, pp. 2198–2206, 2001.
- [51] C. H. Ta and S. Weiss, "A design of precoding and equalisation for broadband MIMO systems," in *Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. IEEE, pp. 1616–1620, 2007.
- [52] S. Weiss, C. H. Ta, and C. Liu, "A wiener filter approach to the design of filter bank based single-carrier precoding and equalisation," in *Power Line Communications and Its Applications, ISPLC'07. IEEE International Symposium on*. IEEE, pp. 493–498, 2007.
- [53] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Single-carrier transmission with joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization," in *The 3rd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2006)*, pp. 262–266, 2006.
- [54] C. H. Ta, C. Liu, and S. Weiss, "An approach for block transmission based precoding and equalisation with improved performance," in *IEEE*

- International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. IEEE, pp. 331–335, 2008.
- [55] C. H. Ta, “Precoding and equalisation for broadband MIMO systems,” Ph.D. dissertation, University of Strathclyde, 2009.
- [56] Q. Duong and H. H. Nguyen, “Walsh-hadamard precoded circular filter-bank multicarrier communications,” in *International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*. IEEE, pp. 193–198, 2017.
- [57] Y. Cheng, V. Ramireddy, and M. Haardt, “Non-linear precoding for the downlink of FBMC-OQAM based multi-user MIMO systems,” in *WSA 19th International ITG Workshop on Smart Antennas*. VDE, pp. 1–6, 2015.
- [58] D. Le Ruyet, R. Zakaria, and B. Özbek, “On precoding MIMO-FBMC with imperfect channel state information at the transmitter,” in *11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS)*. IEEE, pp. 808–812, 2014.
- [59] C. A. F. Da Rocha and M. G. Bellanger, “Sub-channel equalizer design based on geometric interpolation for FBMC-OQAM systems,” in *IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*. IEEE, pp. 1279–1282, 2011.
- [60] Y. Cheng, L. G. Baltar, M. Haardt, and J. A. Nossek, “Precoder and equalizer design for multi-user MIMO FBMC-OQAM with highly frequency selective channels,” in *IEEE International Conference on*

- Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. IEEE, pp. 2429–2433, 2015.
- [61] M. Caus and A. I. Pérez-Neira, “Multi-stream transmission for highly frequency selective channels in MIMO FBMC-OQAM systems,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 62, no. 4, pp. 786–796, 2013.
 - [62] B. S. Chang, C. A. da Rocha, D. Le Ruyet, and D. Roviras, “On the effect of ISI in the error performance of precoded FBMC-OQAM systems,” in *18th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*. IEEE, pp. 987–991, 2012.
 - [63] B. S. Chang, C. Da Rocha, D. Le Ruyet, and D. Roviras, “On the use of precoding in FBMC-OQAM systems,” in *ITS*, 2010.
 - [64] B. S. Chang, “New precoding and equalization techniques for multicarrier systems,” Ph.D. dissertation, Conservatoire national des arts et metiers-CNAM, 2012.
 - [65] Y. Tao, L. Liu, S. Liu, and Z. Zhang, “A survey: Several technologies of non-orthogonal transmission for 5G,” *China Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 1–15, 2015.
 - [66] A. Sahin, I. Guvenc, and H. Arslan, “A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects,” *IEEE communications surveys & tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1312–1338, 2013.

- [67] F. Schaich, T. Wild, and Y. Chen, “Waveform contenders for 5G-suitability for short packet and low latency transmissions,” in *IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE, pp. 1–5, 2014.
- [68] Y.-P. Lin and S.-M. Phoong, “Minimum-redundancy ISI-free FIR filter-bank transceivers,” in *Wavelet Applications in Signal and Image Processing VIII*, vol. 4119. International Society for Optics and Photonics, pp. 745–756, 2000.
- [69] A. A. Saleh and R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [70] S. Serbetli and A. Yener, “MMSE transmitter design for correlated MIMO systems with imperfect channel estimates: Power allocation trade-offs,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 8, pp. 2295–2304, 2006.
- [71] L. Musavian, M. R. Nakhai, M. Dohler, and A. H. Aghvami, “Effect of channel uncertainty on the mutual information of MIMO fading channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, pp. 2798–2806, 2007.
- [72] J. Yang and S. Roy, “On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output (MIMO) transmission systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 12, pp. 3221–3231, 1994.
- [73] J. R. Magnus and H. Neudecker, *Matrix differential calculus with applications in statistics and econometrics*. Wiley, 2019.

- [74] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*. McGraw-hill New York, vol. 4, 2001.
- [75] M. G. Bellanger, “Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission,” in *ICASSP*, vol. 1, pp. 2417–2420, 2001.
- [76] H. Bölcskei, P. Duhamel, and R. Hleiss, “Design of pulse shaping OFDM-OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels,” in *IEEE International Conference on Communications*, vol. 1. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 559–564, 1999.
- [77] D. Chen, D. Qu, T. Jiang, and Y. He, “Prototype filter optimization to minimize stopband energy with NPR constraint for filter bank multicarrier modulation systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 1, pp. 159–169, 2012.