

# ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC

Đề tài:

# HỆ THỐNG MIMO – OFDM 2X2 CHO TRUYỀN THÔNG DƯỚI NƯỚC

Sinh viên thực hiện:

Họ và tên Lớp MSSV

Nguyễn Văn Huy ĐTVT.09 – K63 20182587

Giảng viên hướng dẫn: TS. NGUYỄN QUỐC KHƯƠNG

# ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI TRƯỜNG ĐIỆN – ĐIỆN TỬ



# ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC

Đề tài:

# HỆ THỐNG MIMO – OFDM 2X2 CHO TRUYỀN THÔNG DƯỚI NƯỚC

Sinh viên thực hiện:

Họ và tên Lớp MSSV

Giảng viên hướng dẫn: TS. NGUYỄN QUỐC KHƯƠNG

Cán bộ phản biện:

Hà Nội, 8 - 2023

# ĐÁNH GIÁ ĐÔ ÁN TỐT NGHIỆP (DÀNH CHO CÁN BỘ HƯỚNG DẪN)

Tên đề tài:	
Họ tên SV:	MSSV:
Cán bộ hướng dẫn:	

ST T	<b>Tiêu chí</b> (Điểm tối đa)	Hướng dẫn đánh giá tiêu chí	Điểm tiêu chí
1	Thái độ làm việc	Nghiêm túc, tích cực và chủ động trong quá trình làm ĐATN	
1	(2,5 điểm)	Hoàn thành đầy đủ và đúng tiến độ các nội dung được GVHD giao	
2	Kỹ năng viết quyển ĐATN (2 điểm)	Trình bày đúng mẫu quy định, bố cục các chương logic và hợp lý: Bảng biểu, hình ảnh rõ ràng, có tiêu đề, được đánh số thứ tự và được giải thích hay đề cập đến trong đồ án, có căn lề, dấu cách sau dấu chấm, dấu phẩy, có mở đầu chương và kết luận chương, có liệt kê tài liệu tham khảo và có trích dẫn, v.v.  Kỹ năng diễn đạt, phân tích, giải thích, lập luận: Cấu trúc câu rõ ràng, văn phong khoa học, lập luận logic và có cơ sở, thuật ngữ chuyên ngành phù hợp, v.v.	
3	Nội dung và kết quả đạt được (5 điểm)	Nêu rõ tính cấp thiết, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài, các vấn đề và các giả thuyết, phạm vi ứng dụng của đề tài. Thực hiện đầy đủ quy trình nghiên cứu: Đặt vấn đề, mục tiêu đề ra, phương pháp nghiên cứu/ giải quyết vấn đề, kết quả đạt được, đánh giá và kết luận.  Nội dung và kết quả được trình bày một cách logic và họp lý, được phân tích và đánh giá thỏa đáng. Biện luận phân tích kết quả mô phỏng/ phần mềm/ thực nghiệm, so sánh kết quả đạt được với kết quả trước đó có liên quan.  Chỉ rõ phù hợp giữa kết quả đạt được và mục tiêu ban đầu đề ra đồng thời cung cấp lập luận để đề xuất hướng giải quyết có thể thực hiện trong tương lai. Hàm lượng khoa học/ độ phức tạp cao, có tính mới/tính sáng tạo trong nội dung và kết quả đồ án.	
4	Điểm thành tích (1 điểm)	Có bài báo KH được đăng hoặc chấp nhận đăng/ đạt giải SV NCKH giải 3 cấp Trường trở lên/ Các giải thưởng khoa học trong nước, quốc tế từ giải 3 trở lên/ Có đăng ký bằng phát minh sáng chế. (1 điểm)  Được báo cáo tại hội đồng cấp Trường trong hội nghị SV NCKH nhưng không đạt giải từ giải 3 trở lên/ Đạt giải khuyến khích trong cuộc thi khoa học trong nước, quốc tế/ Kết quả đồ án là sản phẩm ứng dụng có tính hoàn thiện cao, yêu cầu khối lượng thực hiện lớn. (0,5 điểm)	
		Điểm tổng các tiêu chí: Điểm hướng dẫn:	
		Diem nuong unit	

Cán bộ hướng dẫn

(Ký và ghi rõ họ tên)

# ĐÁNH GIÁ ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP (DÀNH CHO CÁN BỘ THÀNH VIÊN HỘI ĐỒNG)

Tên đề tài:	
Họ tên SV:	MSSV:
Cán bộ phản biện:	

STT	<b>Tiêu chí</b> (Điểm tối đa)	Hướng dẫn đánh giá tiêu chí	
1	Chất lượng slides/Bản vẽ kỹ thuật	lides/Bản dễ hiểu <b>ẽ kỹ thuật</b> Không quá nhiều từ, biết sử dụng từ khoá; bố cục logic, có đánh số	
2	(1,5 điểm) <b>Kỹ năng thuyết trình</b> (1,5 điểm)	trang  Tự tin, làm chủ nội dung trình bày, đúng thời gian quy định  Dễ hiểu, dễ theo dõi, lô-gic, lôi cuốn.	
3	Nội dung và kết quả đạt được (4 điểm)	Nêu rõ tính cấp thiết, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài, các vấn đề và các giả thuyết, phạm vi ứng dụng của đề tài. Thực hiện đầy đủ quy trình nghiên cứu: Đặt vấn đề, mục tiêu đề ra, phương pháp nghiên cứu/ giải quyết vấn đề, kết quả đạt được, đánh giá và kết luận.  Nội dung và kết quả được trình bày một cách logic và hợp lý, được phân tích và đánh giá thỏa đáng. Biện luận phân tích kết quả mô phỏng/ phần mềm/ thực nghiệm, so sánh kết quả đạt được với kết quả trước đó có liên quan.  Chỉ rõ phù hợp giữa kết quả đạt được và mục tiêu ban đầu đề ra đồng thời cung cấp lập luận để đề xuất hướng giải quyết có thể thực hiện trong tương lai. Hàm lượng khoa học/ độ phức tạp cao, có tính mới/ tính sáng tạo trong nội dung và kết quả đồ án.	
4	Trả lời câu hỏi (2,5 điểm)	Trả lời ngắn gọn, chính xác, đi thẳng vào vấn đề của câu hỏi.  Nắm vững kiến thức cơ bản liên quan đến lĩnh vực nghiên cứu/ công việc của đồ án.	
5	Điểm thành tích (1 điểm)	Có bài báo KH được đăng hoặc chấp nhận đăng/ đạt giải SV NCKH giải 3 cấp Trường trở lên/ Các giải thưởng khoa học trong nước, quốc tế từ giải 3 trở lên/ Có đăng ký bằng phát minh sáng chế. (1 điểm)  Được báo cáo tại hội đồng cấp Trường trong hội nghị SV NCKH nhưng không đạt giải từ giải 3 trở lên/ Đạt giải khuyến khích trong cuộc thi khoa học trong nước, quốc tế/ Kết quả đồ án là sản phẩm ứng dụng có tính hoàn thiện cao, yêu cầu khối lượng thực hiện lớn. (0,5 điểm)	
		Điểm tổng các tiêu chí:	
		Điểm bảo vệ:	

Cán bộ thành viên HĐ

(Ký và ghi rõ họ tên)

# ĐÁNH GIÁ ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP (DÀNH CHO CÁN BỘ THÀNH VIÊN HỘI ĐỒNG)

Hội đồng số:	
Họ tên SV:	MSSV:
Cán bô thành viên HĐ:	

STT	<b>Tiêu chí</b> (Điểm tối đa)	Hướng dẫn đánh giá tiêu chí	Điểm tiêu chí
1	Chất lượng slides/Bản vẽ kỹ thuật (1,5 điểm)	Sử dụng các minh họa hỗ trợ: Hình ảnh, biểu đồ rõ nét và phù hợp, dễ hiểu  Không quá nhiều từ, biết sử dụng từ khoá; bố cục logic, có đánh số trang	
2	Kỹ năng thuyết trình (1,5 điểm)	Tự tin, làm chủ nội dung trình bày, đúng thời gian quy định  Dễ hiểu, dễ theo dõi, lô-gic, lôi cuốn.	
3	Nội dung và kết quả đạt được (4 điểm)	Nêu rõ tính cấp thiết, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài, các vấn đề và các giả thuyết, phạm vi ứng dụng của đề tài. Thực hiện đầy đủ quy trình nghiên cứu: Đặt vấn đề, mục tiêu đề ra, phương pháp nghiên cứu/ giải quyết vấn đề, kết quả đạt được, đánh giá và kết luận.  Nội dung và kết quả được trình bày một cách logic và hợp lý, được phân tích và đánh giá thỏa đáng. Biện luận phân tích kết quả mô phỏng/ phần mềm/ thực nghiệm, so sánh kết quả đạt được với kết quả trước đó có liên quan.  Chỉ rõ phù hợp giữa kết quả đạt được và mục tiêu ban đầu đề ra đồng thời cung cấp lập luận để đề xuất hướng giải quyết có thể thực hiện trong tương lai. Hàm lượng khoa học/ độ phức tạp cao, có tính mới/ tính sáng tạo trong nội dung và kết quả đồ án.	
4	Trả lời câu hỏi (2,5 điểm)	Trả lời ngắn gọn, chính xác, đi thẳng vào vấn đề của câu hỏi.  Nắm vững kiến thức cơ bản liên quan đến lĩnh vực nghiên cứu/ công việc của đồ án.	
5	Diểm thành tích (1 điểm)	Có bài báo KH được đăng hoặc chấp nhận đăng/ đạt giải SV NCKH giải 3 cấp Trường trở lên/ Các giải thưởng khoa học trong nước, quốc tế từ giải 3 trở lên/ Có đăng ký bằng phát minh sáng chế. (1 điểm)  Được báo cáo tại hội đồng cấp Trường trong hội nghị SV NCKH nhưng không đạt giải từ giải 3 trở lên/ Đạt giải khuyến khích trong cuộc thi khoa học trong nước, quốc tế/ Kết quả đồ án là sản phẩm ứng dụng có tính hoàn thiện cao, yêu cầu khối lượng thực hiện lớn. (0,5 điểm)	
		Điểm tổng các tiêu chí:	
		Điểm bảo vệ:	

Cán bộ thành viên HĐ

(Ký và ghi rõ họ tên)

# LỜI NÓI ĐẦU

Ngày nay, truyền thông dưới nước là một lĩnh vực quan trọng, ngày càng phát triển và được nghiên cứu sâu và rộng hơn để áp dụng cho nhiều mục đích khác nhau như liên lạc trong quân sự hay thăm dò tài nguyên biển... Trên thế giới đã và đang triển khai rất nhiều phương pháp và mô hình kênh truyền thông tin dưới nước. Không những trên thế giới mà ở Việt Nam, truyền thông dưới nước cũng đang là một lĩnh vực nghiên cứu được quan tâm và chú trọng. Tuy nhiên vẫn còn bắt gặp những khó khăn do môi trường dưới nước khá phức tạp, tín hiệu bị ảnh hưởng bởi nhiễu, dịch tần doppler lớn. Để cải thiện chất lượng, tăng tốc độ truyền dẫn, hiệu suất băng thông thì việc áp dụng kĩ thuật xử lí OFDM vào hệ thống là điều tất yếu. Phối hợp OFDM và MIMO vừa tăng được dung lượng truyền vừa hạn chế được các yếu tố đa đường, nhiễu của môi trường.

Nhờ được sự định hướng, giúp đỡ và hướng dẫn của TS. Nguyễn Quốc Khương, em đã tham gia và thực hiện đề tài "Áp dụng thuật toán V-Blast ZF cho truyền thông dưới nước sử dụng MIMO – OFDM". Em xin chân thành cảm ơn TS. Nguyễn Quốc Khương, là giảng viên hướng dẫn, luôn nhiệt tình hướng dẫn, giảng giải cho em những bài học chuyên môn cũng như những kỹ năng mềm để có thể phát triển bản thân hơn nữa, động viên khích lệ về mặt tinh thần cho em hoàn thành đồ án tốt nghiệp này.

Trong quá trình thực hiện Đồ án tốt nghiệp, mặc dù đã cố gắng và nỗ lực để hoàn thành đồ án, tuy nhiên do thời gian gấp rút và kiến thức có hạn nên trong quá trình hoàn thiện vẫn còn gặp nhiều thiếu sót cần sửa chữa và hoàn thiện, em rất mong nhận được những đánh giá, góp ý từ phía thầy cô và các bạn để có thể phát triển cũng như hoàn thiện thêm các phương pháp và khả năng nghiên cứu tốt hơn.

Em xin chân thành cảm ơn!

#### LÒI CAM ĐOAN

Tôi tên là Nguyễn Văn Huy, số hiệu sinh viên là 20182587, sinh viên lớp Kĩ thuật Điện tử Viễn thông 09 (ET1-09), khóa 63. Người hướng dẫn là TS. Nguyễn Quốc Khương. Tôi xin cam đoan toàn bộ nội dung trình bày trong đồ án: "Áp dụng thuật toán V-Blast ZF cho truyền thông dưới nước sử dụng MIMO – OFDM" là kết quả quá trình tìm hiểu và nghiên cứu của tôi. Các dữ liệu được nêu trong đồ án là hoàn toàn trung thực, phản ánh đúng kết quả thực tế. Mọi thông tin trích dẫn đều tuân thủ các quy định về sở hữu trí tuệ; các tài liệu tham khảo được liệt kê rõ ràng. Tôi xin chịu trách nhiệm với những nội dung được viết trong đồ án này.

Hà Nội, ngày 5 tháng 8 năm 2022

Người cam đoan

NGUYỄN VĂN HUY

# MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH VĒ	i
DANH MỤC BẢNG BIỀU	iii
TÓM TẮT ĐỒ ÁN	iv
ABSTRACT	v
PHẦN MỞ ĐẦU	vi
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN ĐỀ TÀI	1
1.1 Tổng quan về hệ thống thông tin vô tuyến	1
1.1.1 Thông tin vô tuyến là gì?	1
1.1.2 Khái niệm về kênh truyền	2
1.1.3 Truyền dẫn ở băng thông dải và băng tần cơ sở	2
1.1.4 Sóng mang	2
1.2 Giới thiệu về hệ thống thông tin thủy âm và xu hướng phát triển	2
1.3 Tính cấp thiết của đồ án	3
1.4 Động lực nghiên cứu	4
1.5 Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước	4
1.6 Những đóng góp chính của đồ án	5
1.7 Bố cục đồ án	5
1.8 Tiểu kết chương	5
CHƯƠNG 2. HỆ THỐNG MIMO – OFDM	6
2.1 Kỹ thuật OFDM	6
2.1.1 Sơ lược lịch sử của OFDM	6
2.1.2 Ưu, nhược điểm và ứng dụng của hệ thống OFDM	7
2.1.3 Cấu trúc hệ thống truyền dẫn OFDM	8
2.1.4 Các phân đoạn trong hệ thống OFDM	10

2.1.5 Một số kĩ thuật tăng chất lượng cho hệ thống OFDM	19
2.2 Kỹ thuật MIMO	20
2.2.1 Sơ lược về lịch sử phát triển của kỹ thuật MIMO	20
2.2.2 Phân loại MIMO và một số ứng dụng của MIMO	21
2.2.3 Ưu điểm và nhược điểm của hệ thống MIMO	22
2.2.4 Kiến trúc MIMO và tập kênh truyền	23
2.2.5 Các kỹ thuật phân tập cho MIMO	24
2.3 Hệ thống MIMO – OFDM	26
2.4 Tiểu kết chương	31
CHƯƠNG 3. CÁC PHƯƠNG PHÁP CÂN BẰNG VÀ GIẢM NHIỀU CH	O HỆ
THỐNG MIMO – OFDM	32
3.1 Các phương pháp cân bằng kênh cho hệ thống MIMO – OFDM	32
3.1.1 Bộ cân bằng kênh ZF	32
3.1.2 Bộ cân bằng kênh MMSE	33
3.1.3 Bộ cân bằng dựa trên biến đổi DFT	34
3.2 Các phương pháp giảm nhiễu cho hệ thống MIMO – OFDM	35
3.2.1 Xử lí nhiễu ISI	36
3.2.3 Xử lí nhiễu ICI	36
3.2.4 Các giải thuật V-Blast và phép tách sóng MIMO V-Blast ZF	47
3.3 Tiểu kết chương	52
CHƯƠNG 4. XÂY DỰNG HỆ THỐNG VÀ KẾT QUẢ THỰC NGHIỆN	<b>153</b>
4.1 Các phương án thử nghiệm	53
4.2 Kết quả mô phỏng qua kênh Fading Rayleigh	54
4.3 Các kết quả thu được khi xử lí truyền nhận qua môi trường thực tế	55
4.3.1 Thiết kế hệ thống phát MIMO – OFDM 2x2	55
4.3.2 Thiết kế hệ thống thu MIMO – OFDM 2x2	58

4.3.3 Kết quả thử nghiệm hệ thống MIMO – OFDM 2x2	60
4.4 Tiểu kết chương	64
CHUƠNG 5. KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG PHÁT TRIỀN	65
5.2 Kết luận	65
5.2 Định hướng phát triển	65
TÀI LIỆU THAM KHẢO	66
РНŲ LŲC	68

# DANH MỤC KÍ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Viết tắt	Tên tiếng Anh		Tên tiếng Việt
ADC	Analog to Digital Converter	số	Chuyển đổi tín hiệu tương tự sang
BER	Bit Error Rate		Tỷ lệ lỗi bit
BPF	Band Pass Filter		Lọc thông dải
CP	Cyclic Prefix		Tiền tố vòng
DAC	Digital to Analog Converter	tự	Chuyển đổi tín hiệu số sang tương
DPLL	Digital Phase Locked Loops		Vòng khóa pha số
FDM	Frequency Divionsion Multiplex		Ghép kênh phân chia theo tần số
FFT	Fast Fourier Transform		Biến đổi nhanh Fourier
GI	Guard Interval		Khoảng bảo vệ
ICI	Intercarrier Interference		Nhiễu liên kênh
ISI	Intersymbol Interference		Nhiễu liên mẫu tín hiệu
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform		Biến đổi nhanh ngược Fourier
M-QAM	Quadrature Amplitude Modulation		Điều chế biên độ vuông góc
M-PSK	Phase Shift Keying		Điều chế khóa dịch pha
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output		Hệ thống đa anten phát thu

MISO	Multiple-Input Single- Output	Hệ thống đa anten phát và một anten thu
OFDM	Orthogonal Frequency Divionsion Multiplex	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
P/S	Parallel/Serial	Biến đổi nối tiếp thành song song
PLL	Phase Lock Loop	Vòng khóa pha
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Điều chế pha trực giao
UWA	Underwater Acoustic	Thông tin thủy âm
S/P	Serial/Parallel	Biến đổi song song thành nối tiếp
SER	Symbol Error Rate	Tỷ lệ lỗi mẫu tín hiệu
SIMO	Single-Input Multiple- Output	Hệ thống một anten phát và nhiều anten thu
SISO	Single-Input Single- Output	Hệ thống một anten phát và một anten thu
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
VCO	Voltage-controlled Oscillator	Bộ dao động điều khiển điện áp

# DANH MỤC HÌNH VỄ

Hình 1.1 Cấu trúc hệ thống thông tin vô tuyến [1]	1
Hình 1.2 Ứng dụng của hệ thống thông tin thủy âm [18]	3
Hình 2.1 Sơ đồ thực hiện truyền nhận OFDM [1]	8
Hình 2.2 Phổ tín hiệu sau điều chế OFDM [12]	8
Hình 2.3 Phổ OFDM được phân tích trên Matlab	9
Hình 2.4 Sơ đồ thực hiện điều chế OFDM trong đồ án [5]	10
Hình 2.5 Biểu đồ chòm sao khi điều chế QPSK	11
Hình 2.6 Kiểu chèn Zeros loại 1	12
Hình 2.7 Kiểu chèn Zeros loại 2	13
Hình 2.8 Mẫu Pilot được sử dụng cho hệ thống OFDM	14
Hình 2.9 Ứng dụng mẫu pilot cho chương trình phát OFDM	14
Hình 2.10 Cách chèn chuỗi bảo vệ	15
Hình 2.11 Cấu trúc một OFDM symbol hoàn chỉnh [5]	15
Hình 2.12 Xung đồng bộ hệ thống OFDM	17
Hình 2.13 Xung đồng bộ khi dùng thuật toán nhiều bước tương quan	18
Hình 2.14 Các hệ thống thu phát vô tuyến [8]	20
Hình 2.15 So sánh dung lượng kênh giữa 4 kiểu thu phát [10]	21
Hình 2.16 Các ứng dụng quan trọng MIMO [8]	22
Hình 2.17 Sơ đồ thực hiện hệ thống MIMO	23
Hình 2.18 Phân tập không gian dựa trên khoảng cách anten phát	25
Hình 2.19 Mô hình phân tập tần số	26
Hình 2.20 Sơ đồ hệ thống MIMO – OFDM mxn	26
Hình 2.21 Sơ đồ bô phát MIMO – OFDM 2x2	27

Hình 2.22 Mâu Pilot dành cho MIMO – OFDM 2x2	28
Hình 2.23 Sơ đồ bộ thu MIMO – OFDM 2x2	29
Hình 2.24 Tập kênh MIMO 2x2 [11]	29
Hình 3.1 Phương pháp cân bằng kênh dùng biến đổi DFT	35
Hình 3.2 Ảnh hưởng của nhiễu ISI [17]	36
Hình 3.3 Sơ đồ thực hiện phương pháp tự triệt tiêu ICI [12]	37
Hình 3.4 So sánh CIR khi có và không dùng tự triệt ICI [12]	39
Hình 3.5 Sơ đồ thực hiện sửa dạng xung để giảm ICI [12]	40
Hình 3.6 So sánh CIR theo từng loại định dạng xung [12]	41
Hình 3.7 Lưu đồ bên phát theo phương pháp dùng CFP	42
Hình 3.8 Cách chèn Zeros theo phương pháp dùng CFP [15]	43
Hình 3.9 Cấu hình Pilot theo phương pháp dùng CFP [15]	44
Hình 3.10 Phổ tín hiệu OFDM khi có CFP [15]	44
Hình 3.11 Khối thu theo phương pháp dùng CFP	45
Hình 4.1 Sơ đồ mô phỏng hệ thống qua mô hình kênh	53
Hình 4.2 Sơ đồ thực hiện kịch bản thứ 2	54
Hình 4.3 Kết quả so sánh hệ thống khi dùng ZF và V-Blast ZF	55
Hình 4.4 Dạng sóng điện và phổ của tín hiệu phát ở transducer 1	56
Hình 4.5 Dạng sóng điện và phổ của tín hiệu phát ở transducer 2	57
Hình 4.6 Kết quả đo kiểm đầu ra máy phát tín hiệu MIMO – OFDM 2x2	57
Hình 4.7 Mạch phát sử dụng trong thử nghiệm	58
Hình 4.9 Mạch thu sử dụng trong thí nghiệm	<b>6</b> 0
Hình 4.10 Bố trí anten thử nghiệm ở bể thu tầng 7 thư viện	<b>6</b> 0
Hình 4.11 Tín hiệu thu thử nghiệm ở thư viện	61
Hình 4.12 Chòm sao giải mã theo ZF	62
Hình 4 13 Chòm sao giải mã theo V-Rlast ZF	. 62

Hình 4.14 Kết quả so sánh SER của hai phương pháp	.62
Hình 4.16 Thiết lập thí nghiệm dưới sự hướng dẫn của giảng viên	.63
Hình 4.17 Kết quả truyền bản tin	.63

# DANH MỤC BẢNG BIỂU

ng ứng12	Báng 2.1 Cặp bit điều chế và đầu ra phức tư
ệ thống truyền dẫn theo SNR [9]	Bảng 2.2 So sánh đánh giá sai lỗi bit trên các
21	
56	Bảng 4.1 Tham số mô phỏng trong đồ án

# TÓM TẮT ĐỒ ÁN

Trong đồ án "Áp dụng thuật toán V-Blast ZF cho truyền thông dưới nước sử dụng MIMO – OFDM", tôi đã thực hiện nghiên cứu và đưa ra tổng hợp lí thuyết của các kĩ thuật OFDM, MIMO, hệ thống MIMO – OFDM, các kĩ thuật giảm nhiễu cho hệ thống MIMO – OFDM. Sau khi phân tích lí thuyết, tôi đã tiến hành xây dựng hệ thống xử lí MIMO – OFDM 2x2, ứng dụng thêm kĩ thuật ZF, V-Blast ZF vào chương trình và tiến hành thử nghiệm so sánh hai phương pháp trên phần mềm Matlab. Thử nghiệm được thực hiện qua hai kịch bản: một là sử dụng mô hình kênh toán học, hai là thực nghiệm truyền nhận qua môi trường nước thực tế. Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu quả của V-Blast ZF cho hệ thống, SER thấp hơn so với ZF 1.7 lần khi mô phỏng qua mô hình kênh toán học.

#### **ABSTRACT**

In this graduation thesis "Applying V-Blast ZF algorithm for underwater communication using MIMO - OFDM", I have researched and presented a theoretical overview of OFDM, MIMO, MIMO - OFDM systems. , interference reduction techniques for MIMO - OFDM systems. After theoretical overview, I proceeded to build a 2x2 MIMO - OFDM processing system, apply ZF, V-Blast ZF techniques to the program and conduct comparative tests on the two methods on Matlab software. . The test is carried out through two scenarios: one is using a mathematical channel model, the other is a real-world water transmission experiment. The simulation results show that the efficiency of V-Blast ZF for the system, SER is 1.7 times lower than that use ZF method when simulating through the mathematical channel model.

# PHẦN MỞ ĐẦU

Hệ thống được nghiên cứu và ứng dụng thuật toán V-Blast vào trong hệ thống MIMO - OFDM cho truyền thông dưới nước (UWA)

Hệ thống được xây dựng, triển khai và thử nghiệm sử dụng phần mềm MATLAB 2014a, được viết dưới dạng ngôn ngữ chính là MATLAB.

Đồ án này đưa ra cơ sở lí thuyết của hệ thống MIMO – OFDM, các giải thuật cân bằng và giảm nhiễu cho hệ thống MIMO – OFDM. Thử nghiệm và đánh giá kết quả khi truyền thông thực tế giữa hai điểm thu phát trong môi trường truyền là nước.

Nội dung đồ án được trình bày theo 5 chương sau:

- Chương 1: Tổng quan đề tài.
- Chương 2: Hệ thống MIMO OFDM.
- Chương 3: Các phương pháp cân bằng và giảm nhiễu cho hệ thống MIMO
   OFDM
- Chương 4: Xây dựng hệ thống và kết quả thử nghiệm.
- Chương 5: Kết luận và định hướng phát triển.

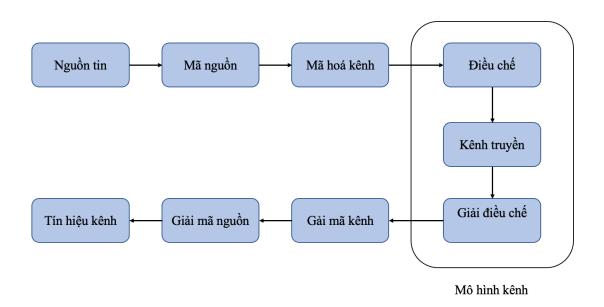
# CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN ĐỀ TÀI

Chương đầu tiên của đồ án trình bày về hệ thống thông tin vô tuyến, thông tin thủy âm, xu hướng phát triển. Bên cạnh đó là tính cấp thiết, động lực, tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước hay những đóng góp chính và tầm quan trọng của vấn đề giảm nhiễu trong hệ thống MIMO.

### 1.1 Tổng quan về hệ thống thông tin vô tuyến

#### 1.1.1 Thông tin vô tuyến là gì?

Hình 1.1 thể hiện mô hình cấu trúc hệ thống thông tin vô tuyến.



Hình 1.1 Cấu trúc hệ thống thông tin vô tuyến [1]

Nguồn tin ban đầu được đưa mã nguồn để làm giảm các thông tin dư thừa, tiếp đó được mã hoá kênh nhằm mục đích chống lỗi do kênh truyền gây ra. Tiếp theo, tín hiệu sẽ được điều chế để truyền tải đi xa. Tuỳ vào từng điều kiện và chất lượng lượng kênh truyền mà chọn mức điều chế phù hợp. Sau khi tín hiệu được truyền đi và được bên thu thu lại thì bên phía máy thu sẽ thực hiện ngược lại so với phía bên máy phát.

#### 1.1.2 Khái niệm về kênh truyền

Môi trường truyền dẫn (giả thiết có thể là trong một căn phòng, ngôi nhà, ngoài trời, phản xạ trên các tầng điện li) mà ở đó cho phép truyền lan sóng vô tuyến được gọi là kênh truyền. Môi trường truyền dẫn tác động đến các tính chất của kênh truyền.

## 1.1.3 Truyền dẫn ở băng thông dải và băng tần cơ sở

Truyền dẫn ở băng thông dải (bandpass) là tín hiệu trước khi phát đi thì phải được gắn lên bằng một sóng mang nào đó. Truyền dẫn vô tuyến thường được thực hiện ở băng thông dải.

Truyền dẫn ở băng tần cơ sở (baseband) là việc truyền dẫn không qua sóng mang và tín hiệu khi đó sẽ bị suy hao lớn dẫn tới không có khả năng truyền đi xa.

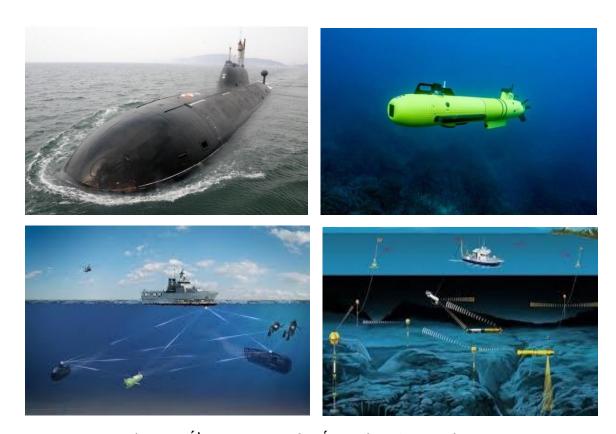
#### 1.1.4 Sóng mang

Sóng mà được nhân với tín hiệu có ích trước khi gửi ra anten phát thì được gọi là sóng mang, chính bản thân nó không mang tín hiệu có ích và thường là sóng trung tâm của giải băng tần hệ thống thông tin. Người ta thường lựa chọn giá trị tần số sóng mang dựa vào băng tần và môi trường truyền dẫn.

# 1.2 Giới thiệu về hệ thống thông tin thủy âm và xu hướng phát triển

Sự hình thành và phát triển của các lĩnh vực đều xuất phát từ những nhu cầu thực tiễn. Các nhu cầu cấp thiết từ các hoạt động quân sự của hải quân và vấn đề khai thác tài nguyên đại dương đã trở thành động lực mạnh mẽ cho sự phát triển của thông tin thủy âm.

Trên thế giới hiện nay, hệ thống thông tin thủy âm (truyền thông dưới nước) đã và đang ngày càng được chú trọng đi kèm với đó là những ứng dụng vô cùng quan trọng trong khoa học kỹ thuật. Thông tin thủy âm được sử dụng trong các hoạt động như liên lạc trong quân sự, liên lạc trên biển, thăm dò hoạt động dưới biển, tự động thu nhận tín hiệu các dữ liệu từ môi trường rồi truyền về trung tâm... Hình 1.2 cho thấy tổng quan về vai trò của hệ thống thông tin thủy âm.



Hình 1.2 Ứng dụng của hệ thống thông tin thủy âm [18]

Với các ứng dụng quan trọng và có tầm ảnh hưởng lớn như vậy, hệ thống thông tin truyền thông dưới nước đã và đang được rất nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu khoa học cả trong và ngoài nước [2].

# 1.3 Tính cấp thiết của đồ án

Như mục 1.2 đã trình bày về hệ thống thông tin thủy âm và xu hướng phát triển của nó, từ đấy ta thấy được tầm quan trọng của việc nghiên cứu và thử nghiệm đường truyền thủy âm.

Truyền thông tin thủy âm gặp phải nhiều thách thức hơn so với truyền thông tin vô tuyến do các đặc điểm của kênh dưới nước. Tốc độ truyền âm thanh dưới nước cỡ 1500 m/s thấp hơn nhiều so với sóng vô tuyến [4] cũng như hiệu ứng Doppler do chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu cũng ảnh hưởng đến chất lượng tín hiệu của hệ thống. Sử dụng kỹ thuật điều chế OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) trong truyền âm thanh dưới nước là lựa chọn phù hợp để có thể truyền tốc độ cao và có khả năng kháng được đa đường. Hệ thống MIMO – OFDM kết hợp cả MIMO và OFDM sẽ tăng được hiệu quả đường truyền. Nhưng như đã đề cập tới kênh thủy âm sẽ gặp nhiều vấn đề hơn kênh trên cạn, điều đó làm ảnh hưởng rất lớn đến việc sử dụng hệ thống MIMO OFDM, một trong số đó là nhiễu tín hiệu. Dùng kỹ thuật

OFDM cần đảm bảo tính trực giao của các sóng mang con, MIMO đòi hỏi các điều kiện phân tập để có thể detach tín hiệu thu, vì nguyên nhân đó chúng tôi thực hiện nghiên cứu thuật toán giảm nhiễu V-Blast cho hệ thống MIMO – OFDM trên kênh thủy âm.

#### 1.4 Động lực nghiên cứu

Nhận thấy rằng truyền thông thủy âm là lĩnh vực có nhiều hứa hẹn để phát triển trong tương lai. Khi mà như cầu giao tiếp trong môi trường dưới nước hay là truyền thông tin giữa các thiết bị máy móc ngày càng nhiều. Các chủ đề nghiên cứu về truyền thông tin thủy âm cũng đang được các nhà khoa học trong và ngoài nước quan tâm nghiên cứu.

Các hệ thống truyền thông tin dưới nước có các đặc điểm khác biệt so với truyền thông tin vô tuyến trong môi trường không khí như thông thường. Môi trường dưới nước có tốc độ truyền âm thanh thấp hơn nhiều (khoảng 1500 m/s). Băng tần sử dụng chỉ vào khoảng dưới vài chục kHz do ảnh hưởng của suy hao tần số cao. Sự dao động của bề mặt nước cũng như sự nhiễu động dòng nước cũng ảnh hưởng khác đang kể đến chất lượng tín hiệu.

Bên cạnh đó, việc sử dụng kỹ thuật OFDM được cho là có thể khắc phục được phần lớn các hạn chế trên, kết hợp MIMO vào hệ thống để làm tăng dung lượng đường truyền tối ưu hiệu suất băng thông. Tuy nhiên để sử dụng được MIMO – OFDM qua môi trường thủy âm cần lưu tâm đến các vấn đề nhiễu của hệ thống.

## 1.5 Tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước

Hiện nay việc xử lí can nhiễu, khôi phục dữ liệu MIMO cho các hệ thống trên mặt đất đã được quan tâm khá nhiều ví dụ như các giải thuật:

- Frequency-domain equalization
- Self-cancellation ICI
- MMSE (Minimum Mean-Squared Error)
- ZF (Zeros Forcing)
- Pulse Shapping
- Các giải thuật V-Blast

### 1.6 Những đóng góp chính của đồ án

Báo cáo này chỉ ra được hiệu quả khi áp dụng thuật toán V-Blast ZF cho hệ thống MIMO – OFDM qua đường truyền thủy âm. Tác giả sẽ đưa ra lý thuyết về thuật toán được sử dụng cũng như các phương pháp khác, cấu trúc hệ thống, kịch bản thử nghiệm, kết quả đo đạc.

Tiến hành mô phỏng phương pháp trên bằng phần mềm Matlab. Sử dụng phần mềm mô phỏng để đo kết quả từ thực nghiệm. Từ kết quả thực nghiệm có thể đánh giá độ hiệu quả của phương pháp.

Nghiên cứu và kết quả đạt được sẽ là tài liệu để học sinh, sinh viên tham khảo và tiếp tục phát triển nghiên cứu.

## 1.7 Bố cục đồ án

Để giải quyết được các vấn đề nêu trên, bản báo cáo đồ án tốt nghiệp này được thiết kế theo các chương sau:

Chương 1: Tổng quan đề tài

Chương 2: Lý thuyết hệ thống MIMO-OFDM

Chương 3: Các phương pháp cân bằng và giảm nhiễu cho hệ thống MIMO - OFDM

Chương 4: Xây dựng hệ thống và kết quả thử nghiệm.

Chương 5: Kết luận và hướng phát triển

# 1.8 Tiểu kết chương

Trong chương đầu tiên của đồ án, hệ thống thông tin thủy âm (UWA) được giới thiệu kèm theo những xu hướng phát triển. Bên cạnh đó là tính cấp thiết và tầm quan trọng của vấn đề giảm nhiễu cho hệ thống MIMO, nghiên cứu và ứng dụng thuật toán giảm nhiễu V-Blast ZF cho hệ thống MIMO – OFDM qua đường truyền thủy âm.

# CHƯƠNG 2. HỆ THỐNG MIMO – OFDM

Chương 2 sẽ giới thiệu cơ sở lí thuyết về điều chế OFDM, một số kĩ thuật trong hệ thống OFDM, kế tiếp là kĩ thuật MIMO và hệ thống MIMO – OFDM. Chương này sẽ là cơ sở để phục vụ các chương sau.

#### 2.1 Kỹ thuật OFDM

#### 2.1.1 Sơ lược lịch sử của OFDM

Kỹ thuật OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) là kỹ thuật ghép kênh đặc biệt dựa trên tính trực giao của các sóng mang thuộc kiểu điều chế đa sóng mang, nhờ tính trực giao các sóng mang con (Sub-Carrier - SC) nên hiệu suất phổ tín hiệu OFDM sẽ cao hơn so với các phương pháp điều chế khác.

OFDM ra đời từ rất sớm, từ những năm 1966 ở Mỹ do R.W Chang đề xuất và phát triển. Nhưng ban đầu kỹ thuật này gặp rất nhiều vấn đề bất cập như xử lí đa sóng mang tốn bộ tạo dao động nội (LO – Local Oscilator) và phải đảm bảo tính trực giao của các sóng mang con. Sau này khi thành tự xử lí tín hiệu số cùng bo mạch phần cứng trở nên phát triển thì Weistein và Ebert [2] đã chứng minh rằng có thể dùng phép biến đổi IDFT( Inverse Discrete Fourier Transform ) và DFT( Discrete Fourier Transform ) để thực hiện điều chế và giải điều chế cho OFDM. Phần lý thuyết này đã mở ra con đường cho OFDM phát triển rộng rãi và ngày càng được ứng dụng nhiều hơn, kéo theo đó là vô số các nghiên cứu để hoàn thiện cơ sở lí thuyết, cải tiến hệ thống, tăng hiệu suất cho kỹ thuật ghép kênh trực giao này. Sau này các phép IDFT và DFT được tối ưu hóa bằng các thuật toán IFFT (Inverse Fast Fourier Transform ) và FFT( Fast Fourier Transform ) giảm thiểu độ phức tạp đáng kể cho hệ thống xử lí số (DSP).

Hiện nay kỹ thuật OFDM cơ bản đã được hoàn thiện về mặt lí thuyết cơ sở, điều này được thể hiện qua những ứng dụng quan trọng của nó trong mạng lưới Internet toàn cầu hiện này với sự xuất hiện của 4G, 5G, Wifi. Ghép kênh OFDM thông thường sẽ kết hợp thêm các thành phần tăng cường cho hệ thống truyền dẫn như: mã hóa kênh để sửa lỗi FEC, chế độ thích ứng tùy biến mức điều chế theo sóng mang con – Adaptive Modulation techique, ghép phân tập MIMO, Beamforming, vv....

#### 2.1.2 Ưu, nhược điểm và ứng dụng của hệ thống OFDM

#### Về mặt ưu điểm:

- Kỹ thuật điều chế OFDM có thể hạn chế hoặc triệt tiêu ảnh hưởng của nhiễu sinh ra do truyền dẫn phân tập đa đường gây chồng lấn tín hiệu (ISI) thông qua chuỗi bảo vệ CP hay tên khác là Guard Interval (GI).
- Thích hợp cho các hệ thống thu phát băng rộng và siêu rộng, do hiệu suất phổ cao, hạn chế ảnh hưởng của phân tập tần số
- Bộ thu xử lí bớt phức tạp do trong OFDM đã hạn chế được ISI, xử lí cân bằng ước lượng được thực hiện trên miền tần số và trên từng sóng mang con

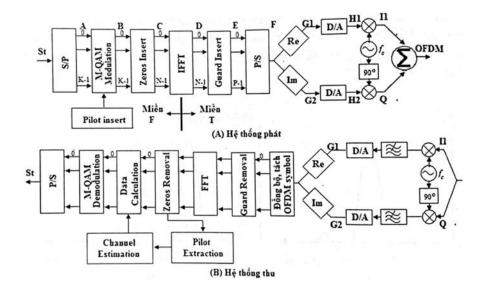
Đi đôi với ưu điểm thì OFDM có một số ưu điểm hiện nay đang được quan tâm và tối ưu hóa là:

- Dùng thêm chuỗi bảo vệ nên sẽ tốn một phần băng thông mà không truyền tín hiệu có ích
- Do sử dụng điều chế đa sóng mang dẫn đến tín hiệu tổng sau điều chế sẽ có đường bao tín hiệu không bằng phẳng gây khó khăn cho các bộ phát tín hiệu cao tần.
- Cần đảm bảo tính trực giao tần số giữa các sóng mang con, mất tính trực giao OFDM sẽ mất đi hiệu quả. Điều này khiến cho OFDM cần phải xử lí chính xác hiệu ứng Doppler và đồng bộ thời gian, tần số.

## Về phần ứng dụng của OFDM:

Phát triển lâu dài OFDM đã được thiết lập tiêu chuẩn hóa và đưa vào sử dụng cho các hệ thống như phát thanh số DAB và DRM, truyền hình mặt đất DVB-T, hệ thống mạng HiperLAN/2, chuẩn Wifi 802.11a. Hiện tại ứng dụng được nhiều người biết đến của OFDM là mạng di động thế hệ 4-4G/LTEA, mạng di động thế hệ 5-5G/NR và các chuẩn Wifi thế hệ 5.

#### 2.1.3 Cấu trúc hệ thống truyền dẫn OFDM

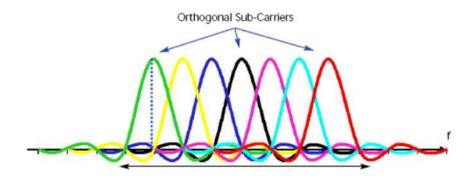


Hình 2.1 Sơ đồ thực hiện truyền nhận OFDM [1]

Hình 2.1 Là sơ đồ chung dành cho xử lí OFDM, thực hiện xử lí tín hiệu OFDM có một số điểm chú ý: phân tách miền thực hiện giữa miền thời gian và miền tần số, điều chế trên băng cơ sở và nâng tần lên băng thông dải. Trong nghiên cứu của đồ án tôi chỉ sử dụng tín hiệu trên băng cơ sở mà lược bỏ phần nâng tần lên băng thông dải. Các bước thực hiện trong báo cáo có thể sẽ có khác biệt so với sơ đồ cơ sở này.

Nhìn chung thì thực hiện OFDM có các phần cần quan tâm gồm: tách và ghép kênh để chuyển đổi các luồng dữ liệu, điều chế số, chèn tín hiệu dẫn đường Pilot, chèn chuỗi Zeros và GI, biến đổi FFT/IFFT, đồng bộ khung OFDM, ước lượng và cân bằng kênh, khôi phục dữ liệu.

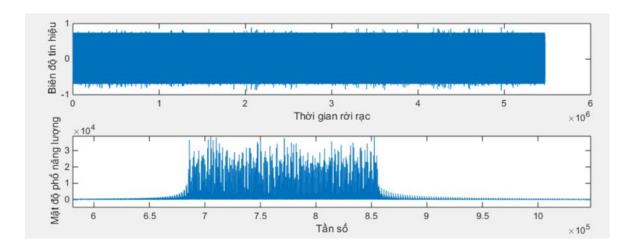
Phổ tín hiệu sau khi thực hiện điều chế có dạng hình được thể hiện trên Hình 2.2



Hình 2.2 Phổ tín hiệu sau điều chế OFDM [12]

Lưu ý rằng Hình 2.2 mô tả phổ tín hiệu OFDM trên các sóng mang con được dùng đến nhưng phổ OFDM thật là đường bao của chuỗi phổ của Hình 2.2. Mỗi sóng mang con sẽ có điểm cực đại trùng với cực tiểu của sóng mang con đứng liền kề, khi truyền dẫn phải đảm bảo yếu tố này để giữ tính trực giao.

Phổ tín hiệu OFDM trong nghiên cứu được tôi phân tích qua phép FFT trên matlab:

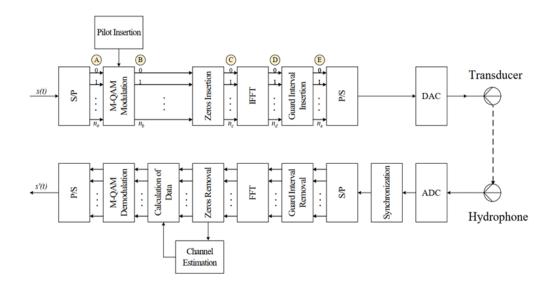


Hình 2.3 Phổ OFDM được phân tích trên Matlab

Trên Hình 2.3 gồm hai đồ thị:

- +) đồ thị phía trên là tín hiệu sau điều chế OFDM
- +) đồ thị phía dưới là phổ của tín hiệu OFDM sau khi tôi điều chế tín hiệu

Phổ OFDM trong nghiên cứu của tôi không bằng phẳng, được trích từ đường bao phổ như Hình 2.2. Để có được kết quả trên Hình 2.3 tôi thực hiện theo sơ đồ xử lí sau:



Hình 2.4 Sơ đồ thực hiện điều chế OFDM trong đồ án [5]

Trên Hình 2.4 tôi đưa ra những thao tác cần xử lí của phía phát và thu mà tôi sử dụng trong nghiên cứu này:

- Bên phát: Tín hiệu đầu vào được đi qua khối chuyển nối tiếp sang song song (S/P), sau đó đi qua khối M-QAM. Tiếp theo ta sẽ thực hiện chèn Pilot rồi tiến hành chèn mẫu Zeros, thực hiện IFFT và chèn khoảng bảo vệ GI. Khoảng bảo vệ được chèn sẽ sử dụng công nghệ CP và đi qua khối chuyển song song sang nối tiếp (P/S). Tiếp đó là đi qua bộ chuyển đổi số thành tương tự (DAC) trước khi đi qua transducer để phát qua môi trường nước.
- Bên thu: Ngược lại so với bên phát. Tín hiệu sẽ được đi qua bộ chuyển đổi tương tự sang số (ADC). Tiếp đó sẽ được đi qua khối lọc thông dải (BPF) để loại bỏ nhiễu và thực hiện đồng bộ thô thông qua việc lấy mẫu lại nhờ vào tần số lấy mẫu và tần số lấy mẫu lại. Tiếp theo sẽ là tìm điểm bắt đầu frame, tách frame, loại bỏ khoảng bảo vệ trước khi thực hiện biến đổi Fourier không đồng nhất. Cuối cùng, sau khi thực hiện biến đổi Fourier không đồng nhất, tín hiệu sẽ được đi qua khối cân bằng kênh và giải mã tín hiệu để đưa ra dữ liệu đầu ra.

Cụ thể các phân đoạn thực hiện điều chế và giải điều chế tín hiệu OFDM được tôi phân tích trong mục 2.1.4 dưới đây

# 2.1.4 Các phân đoạn trong hệ thống OFDM

### A - Cấu trúc bên phát

Bên phát sẽ thực hiện điều chế OFDM cho chuỗi bit đầu vào s(t) như trên Hình 2.4 và sau đó được xử lí theo các khối sau:

## a) Chuyển đổi nối tiếp – song song và song song – nối tiếp

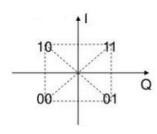
Dòng bit đầu vào luôn có một tốc độ nhất định, được cấu hình tùy theo giao diện truyền dẫn từ các lớp cao xuống lớp vật lí theo mô hình bảy lớp OSI. Tốc độ đầu vào thường cao do lớp trên có tốc độ truyền dẫn lớn hơn so với lớp vật lí, điều này làm cho muốn truyền dẫn vô tuyến cần thực hiện phân chia luồng, giảm tốc độ đầu ra. Đây là nhiệm vụ của bộ chuyển đổi nối tiếp ra song song: một luồng vào sẽ có K luồng ra và tốc độ trên mỗi luồng là như nhau.

Cơ sở vật lí của bộ chuyển đổi nối tiếp – song song là các bộ phân kênh – DEMUX.

Thực hiện điều chế tạo ra các OFDM symbol được sắp xếp theo kiểu xếp chồng để đảm bảo thu phát cần tiến hành đưa các symbol sau điều chế về dạng hàng đợi để đẩy ra đường truyền. Tiến hành ghép các dòng symbol này cần có sự góp mặt của các bộ dồn kênh – MUX.

#### b) Điều chế M – QAM

Các dòng bit sau khi được tách thành các kênh nhỏ hơn sẽ được tiến hành điều chế QAM hay điều chế số biên độ pha. Trong nghiên cứu này chúng tôi sử dụng kiểu điều chế 4 – QAM hay điều chế QPSK tuân thủ theo biểu đồ chòm sao



Hình 2.5 Biểu đồ chòm sao khi điều chế QPSK

Hình 2.5 là chòm sao điều chế QPSK chuỗi bit cần điều chế được ghép theo mức kí tự điều chế, cứ hai bit sẽ ghép được một symbol điều chế và được mapping theo bảng sau:

Cặp bit	Symbol	Output
00	0	-1-j
01	1	-1+j
11	3	1+j
10	2	1-j

Bảng 2.1 Cặp bit điều chế và đầu ra phức tương ứng

Các cặp bit đầu vào tương ứng sẽ được xử lí thành đầu ra tương ứng như trong Bảng 2.1

#### c) Chèn Zeros

Sau khi điều chế số, kết hợp mapping OFDM symbol cho các mẫu dữ liệu phức tiến hành chèn Zeros. Mục đích của việc chèn thêm các mẫu Zeros vào là nhằm thực hiện hai ý đồ: đảm bảo trung bình điện áp một chiều của tín hiệu bằng không và tạo khoảng cách giữa các OFDM symbol được xếp trong khung vô tuyến sau điều chế.

Giả sử tín hiệu sau điều chế QAM là chuỗi  $S(k) = [S_1 \ S_2 \ ... \ S_k]$ ; với k là số sóng mang con mang dữ liệu được xác định trước trên băng tần cấp phát, k được chọn phải nhỏ hơn 50% giá trị của số điểm IFFT để đảm bảo chèn thêm các thành phần phụ khác.

Sau khi điều chế số, kết hợp mapping OFDM symbol cho các mẫu dữ liệu phức tiến hành chèn Zeros. Mục đích của việc chèn thêm các mẫu Zeros vào là nhằm thực hiện hai ý đồ: đảm bảo trung bình điện áp một chiều của tín hiệu bằng không và tạo khoảng cách giữa các OFDM symbol được xếp trong khung vô tuyến sau điều chế.

Gia sử tín hiệu sau điều chế QAM là chuỗi  $S(k) = [S_1 \ S_2 \ ... \ S_k]$ ; với k là số sóng mang con mang dữ liệu được xác định trước trên băng tần cấp phát, k được chọn phải nhỏ hơn 50% giá trị của số điểm IFFT để đảm bảo chèn thêm các thành phần phụ khác.

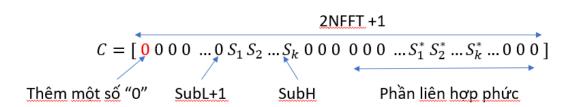
Cấu trúc chèn Zeros trong nghiên cứu này được thực hiện theo [5], kết quả chèn Zeros được thể hiện tại điểm C trên lưu đồ tại Hình 2.4.

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & S_1 & S_2 & \dots & S_k & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$$\underbrace{Subl+1} \quad \underbrace{SubH}$$

Hình 2.6 Kiểu chèn Zeros loại 1

Với kiểu chèn Zeros tại Hình 2.6 thì độ dài OFDM symbol tại C bằng độ dài số điểm IFFT( NFFT ), điểm chèn dữ liệu được xác định là từ SubL+1 đến SubH (SubL, SubH là số thứ tự sóng mang con mang dữ liệu sau điều chế QAM). Chèn Zeros kiểu 1 sẽ yêu cầu hệ thống các bước sau tiến hành điều chế IQ. Dựa trên nghiên cứu của [6] đề xuất kiểu chèn dữ liệu tại điểm C thành một dạng đặc biệt hơn để sau khi tiến hành IFFT sẽ thu được một dạng kết quả triệt tiêu đi phần ảo của tín hiệu trên băng cơ sở.



Hình 2.7 Kiểu chèn Zeros loại 2

Kiểu chèn Zeros loại 2 được mô tả trên Hình 1.7, kiểu chèn loại hai được chúng tôi sử dụng thêm chuỗi liên hợp phức theo tính chất đặc biệt của phép biến đổi IFFT. Điều này làm cho độ dài C tăng lên gấp đôi và số điểm IFFT tương ứng cũng tăng gấp đôi so với kiểu 1. Với kiểu chèn này sau khi IFFT sẽ thu được dạng tín hiệu chỉ có phần thực và có thể DAC để truyền ngay.

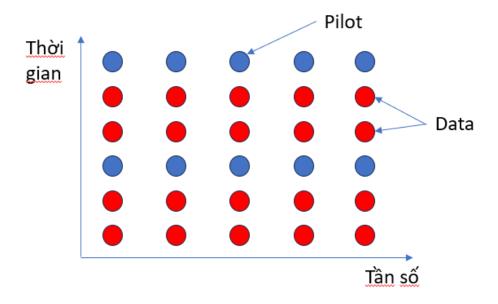
#### d) Chèn Pilot

Mẫu tin Pilot hay mẫu tin dẫn đường, bản tin hoa tiêu được sử dụng với mục đích để ước lượng kênh truyền. Khi sử dụng pilot thì bên phát và thu đều biết trước các mẫu tin này( quy ước thứ tự, giá trị biên độ..).

Hiện nay có ba kiểu chèn pilot phổ biến là:

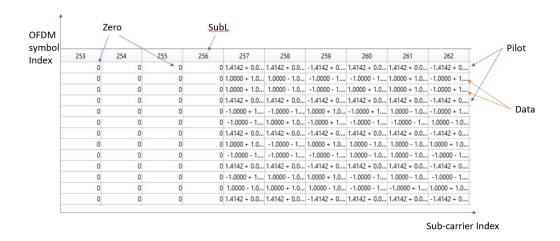
- Chèn pilot kiểu khối
- Chèn pilot kiểu răng lược
- Chèn pilot kiểu mắt lưới

Trong nghiên cứu này chúng tôi sử dụng mẫu pilot theo kiểu răng lược được mô tả trong Hình 2.8:



Hình 2.8 Mẫu Pilot được sử dụng cho hệ thống OFDM

Mẫu Pilot trên Hình 2.8 được TS. Nguyễn Quốc Khương đề xuất cho tôi sử dụng, mẫu pilot theo kiểu răng lược được cấu hình theo kiểu cứ một mẫu tin dẫn đường sẽ ước lượng cho hai data symbol và tuân thủ theo luật thời gian t sẽ phát Pilot symbol, thời gian t + 3\*dt sẽ phát tiếp Pilot symbol tiếp theo.

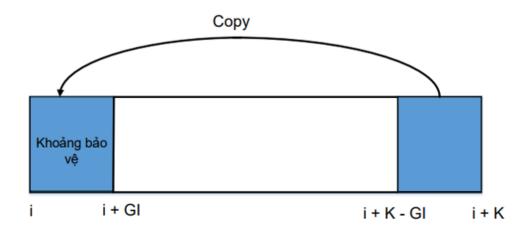


Hình 2.9 Ứng dụng mẫu pilot cho chương trình phát OFDM

Khi dùng mẫu Pilot của thầy Khương vào chương trình chúng tôi có kết quả như Hình 2.9. Thầy Khương sử dụng biên độ Pilot bằng với công suất của các mẫu dữ liệu QAM.

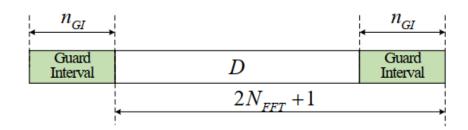
#### e) Chèn chuỗi bảo vệ

Mục đích của chèn chuỗi bảo vệ (GI) nhằm hạn chế tác động của nhiễu liên kí tự ISI. Kỹ thuật sử dụng là dùng chuỗi Cyclic Prefix (CP) thực hiện theo cách copy một số mẫu tín hiệu ở cuối OFDM symbol đưa lên đầu kí tự. Các làm này được mô tả theo hình dưới đây:



Hình 2.10 Cách chèn chuỗi bảo vệ

Với GI là số mẫu tín hiệu trong OFDM symbol được copy đưa lên đầu. Độ dài GI trên miền thời gian cần đảm bảo lớn hơn trải trễ lớn nhất của kênh truyền. Do sử dụng phép IFFT để tín hiệu ra toàn phần thực nên chúng tôi thu được định dạng của một symbol tuân thủ theo [5]



Hình 2.11 Cấu trúc một OFDM symbol hoàn chỉnh [5]

Theo Hình 2.11 thì phần màu xanh ở đầu symbol là các mẫu tín hiệu GI được đưa từ dưới lên, phần màu trắng chiếm  $2N_{FFT}$  +1 mẫu là dữ liệu ban đầu. Sau khi chèn GI đầy đủ chúng tôi có được chiều dài của một OFDM symbol trong khung là:

Length OFDM Symbol = 
$$GI + 2 * N_{FFT} + 1$$
 (sample) (2.1)

Sau khi định hình đầy đủ được OFDM symbol tiến hành nối các symbol lại thành một khung vô tuyến và tiến hành DAC để phát ra thiết bị chuyển đổi điện âm.

#### B - Cấu trúc bên thu

So với bên phát thì bên thu sẽ phức tạp hơn và cần áp dụng nhiều kĩ thuật nâng cao hơn so với bên phát. Bên thu cần xử lí ngược so với bên phát

### a) Đồng bộ khung tín hiệu thu

Tín hiệu sau khi phát và qua kênh đến bộ thu xử lí ADC xong cần phải được đồng bộ mới có thể tiến hành giải điều chế. Đồng bộ là bước quan trọng trong xử lí thu OFDM có tính quyết định đến chất lượng của hệ thống, đồng bộ sai lỗi dẫn tới hiệu suất của các khối sau giảm đi.

Đồng bộ tín hiệu nhằm mục đích tìm được điểm khởi đầu của khung vô tuyến ở bên đầu thu. Vấn đề đồng bộ đã được nghiên cứu và đưa ra nhiều giải pháp, tôi đưa ra một số phương pháp đã được ứng dụng hiện nay:

- +) Sử dụng chuỗi Zadoff -Chu trực giao làm header chèn thêm vào đầu khung vô tuyến. Phương pháp này đang được sử dụng phổ biến trong mạng LTE-A và NR
- +) Sử dụng sự giống nhau của đầu và cuối OFDM symbol kết hợp trung bình tín hiệu => phương pháp do Schmidl đề xuất. [7]
- +) Đồng bộ dựa trên GI và tương quan cực đại giữa đầu vào cuối OFDM symbol => phương pháp theo nghiên cứu của Khuong Nguyen Quoc. [6]
  - +) Đồng bộ thời gian thông qua nhiều bước tương quan [5]

Các phương pháp đều có ưu nhược điểm riêng, nhưng trong nghiên cứu này tôi tập trung sử dụng hai phương pháp đồng bộ do Khuong Nguyen Quoc đề xuất và nghiên cứu của tôi tại Hội nghị IMCOM2023.

Với thuật toán đồng bộ của tác giả Khuong Nguyen Quoc [6] sử dụng việc so sánh độ giống nhau của mẫu tín hiệu thu trong cửa sổ có độ rộng GI để đánh giá. Gia sử tín hiệu thu được là y(t) thì việc đồng bộ được thực hiện bằng cách so sánh hiệu (P) và tích (Q) giữa các cửa sổ độ rộng là GI với nhau trong y(t) cụ thể:

$$P(i) = \sum_{j=i}^{i+GI-1} |y(j) - y(j+2 \times NFFT+1)| \ v \acute{o}i \ i = 0: L - GI$$
 (2.2)

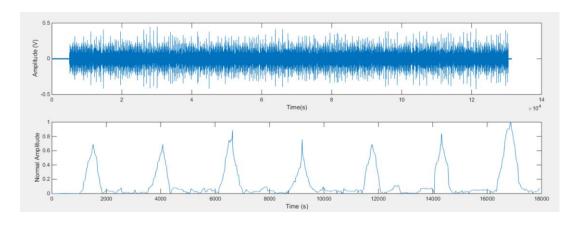
L là chiều dài y(t)

$$P(i) = \max(P(i)) - P(i) \tag{2.3}$$

$$Q(i) = \sum_{j=i}^{i+GI-1} |y(j) \times y(j+2 \times NFFT+1)|$$
 (2.4)

Cuối cùng xung đồng bộ được xác định và chuẩn hóa theo công thức:

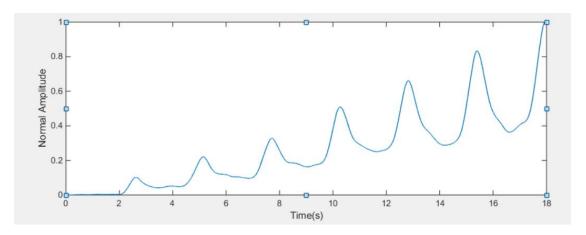
$$SYN = P(i) \times Q(i) \tag{2.5}$$



Hình 2.12 Xung đồng bộ hệ thống OFDM

Hình 2.12 là kết quả thử nghiệm đồng bộ theo thuật toán của tác giả Khuong Nguyen Quoc trong nghiên cứu [6]. Phía trên là tín hiệu thu được sau khi truyền qua kênh, phía dưới là xung đồng bộ đã được chuẩn hóa biên độ. Phương pháp đồng bộ này cho ta các xung đồng bộ dạng tam giác cách đều nhau, mỗi đỉnh cực đại là một điểm bắt đầu của OFDM Symbol. Khoảng cách giữa hai đỉnh đồng bộ bằng chiều dài của một OFDM Symbol tính theo (2.1). Đỉnh đồng bộ đầu tiên sẽ là điểm bắt đầu khung vô tuyến.

Trong trường hợp nhiễu cao do môi trường truyền dẫn tác động, chúng tôi đề xuất sử dụng kiểu đồng bộ thứ 2 [5]. Sau khi tiến hành các bước như đề xuất của tác giả Khuong Nguyen Quoc thì thực hiện tương quan thêm hai lần để xác định điểm đồng bộ chuẩn.



Hình 2.13 Xung đồng bộ khi dùng thuật toán nhiều bước tương quan

Với kiểu đồng bộ thứ 2 xung đồng bộ sẽ đánh giá theo tương quan, do trong khung phát sẽ có nhiều OFDM symbol dẫn tới có nhiều đoạn sẽ giống nhau, khi độ dài tương quan tăng thì biên độ tương quan cũng tăng dần dẫn đến xung đồng bộ sẽ cao dần lên và việc xác định đồng bộ được thực hiện bằng cách lấy đỉnh cực đại và lui về đúng số OFDM symbol đã sử dụng để đồng bộ.

Sau khi đồng bộ được tín hiệu, chúng tôi tiến hành phân tách các symbol, bỏ khoảng bảo vệ GI, thực hiện FFT để chuyển tín hiệu sang miền tần số và tiến hành các bước tiếp theo.

## b) Ước lượng kênh truyền

Trong phần 2.4.1 chúng tôi đã trình bày về việc chèn mẫu pilot vào bên phát OFDM, sau khi thu được tín hiệu, chúng tôi thực hiện việc ước lượng kênh truyền qua mẫu pilot như đã nêu ở trên.

Để đơn giản hóa cho hệ thống chúng tôi lựa chọn ước lượng kênh theo phương pháp LS – Least square. Để thực hiện được phương pháp này chúng tôi tiến hành bước tách mẫu tín hiệu dẫn đường tại bên thu, tách mẫu tín hiệu mang dữ liệu gốc cần khôi phục.

Đặt mẫu tín hiệu Pilot được dùng có dạng là:  $X_p$  sau khi qua kênh truyền, bên thu lọc tách mẫu tín hiệu:

$$Y_p = H_p \times X_p \tag{2.6}$$

Kênh truyền:

$$H_p = \frac{Y_p}{X_p} \tag{2.7}$$

Sau khi tính toán được giá trị kênh truyền tại các vị trí pilot chúng ta cần xác định giá trị kênh truyền tại các vị trí dữ liệu có ích. Có hai cách thực hiện xác định đáp ứng kênh tại vị trí có dữ liệu:

- Cách thứ nhất dùng phép nội suy để tìm:  $H_d = interpolation(H_p)$
- Cách thứ hai xem kênh biến đổi chậm và dùng H<sub>p</sub> cho khôi phục dữ liệu Sau khi ước lượng kênh dữ liệu được khôi phục lại theo công thức:

$$X = \frac{Y}{H_d} \tag{2.8}$$

Tiến trình tiếp theo của bên thu sau khi tìm được các điểm dữ liệu X là tiến hành giải điều chế số M-QAM, ghép luồng và khôi phục trạng thái nguyên gốc dữ liệu.

## 2.1.5 Một số kĩ thuật tăng chất lượng cho hệ thống OFDM

Theo sơ đồ ở Hình 2.1 hệ thống chỉ có tạo chương trình phát và thu đơn giản mà chưa có thêm giải pháp nâng cao chất lượng, bảo mật cho dữ liệu người dùng. Để nâng cao chất lượng có thể tiến hành:

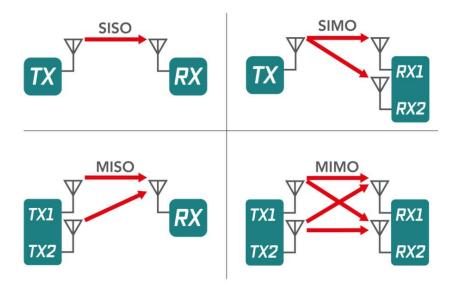
- Thêm mã hóa sửa lỗi mã hóa kênh
- Thêm thuật toán xử lí bảo mật cho luồng bit hay bản tin đầu vào
- Nén tín hiệu số để tối ưu băng thông
- Xây dựng chế độ thích ứng cho mẫu Pilot thay vì cấu hình Pilot được chỉnh cố định

Do thời gian thực hiện nghiên cứu có hạn chúng tôi chỉ có thể xây dựng hệ thống tối giản cho hai đề xuất phía trên là thêm mã hóa sửa lỗi dùng mã tích chập và bảo mật dữ liệu sử dụng khóa bí mật (mã PN).

#### 2.2 Kỹ thuật MIMO

# 2.2.1 Sơ lược về lịch sử phát triển của kỹ thuật MIMO

MIMO – Multiple Input Multiple Output là kỹ thuật truyền dẫn vô tuyến bằng nhiều anten phát và nhiều anten thu. Hệ thống MIMO ra đời sau khi thế giới trải qua các thế hệ đường truyền vô tuyến như: SISO (Single Input – Single Output), MISO (MISO (Multiple Input Single Output), SIMO (Single Input – Multiple Output)



Hình 2.14 Các hệ thống thu phát vô tuyến [8]

Hình 2.14 cho ta thấy các kiểu truyền dẫn trong hệ thống vô tuyến từ đơn phát đơn thu đến các kiểu thu phát tăng cường khả năng nhận tín hiệu và cuối là thu phát nhiều anten đồng thời.

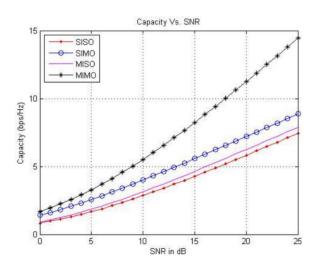
Do các ưu điểm về hiệu suất, triệt tiêu can nhiễu, dung lượng và chất lượng hệ thống MIMO đang được sử dụng rất nhiều trong các hệ thống viễn thông hiện nay ví dụ như hệ thống thông tin di động 4G, 5G ở các mode phát TM7, TM9, MIMO 2x2, 4x4.

Một số kết quả nghiên cứu đánh giá các hệ thống:

SNR (dB)	SISO (errors/bit)	SIMO (errors/bit)	MISO (errors/bit)	MIMO (errors/bit)
0	0.147	0.0844	0.081	0.04048
2	0.112	0.0499	0.0469	0.01787
4	0.077	0.0308	0.0252	0.006693
6	0.063	0.0154	0.0136	0.001984
8	0.03	0.008	0.006	0.000138

Bảng 2.2 So sánh đánh giá sai lỗi bit trên các hệ thống truyền dẫn theo SNR [9]

Trên Bảng 2.2 là kết quả đánh giá nghiên cứu được tham khảo từ tài liệu [10]. Các tác giả đã mô phỏng và đánh giá sai lỗi của các hệ thống dựa trên tỉ số SNR. Khi SNR tăng dần thì BER – bit error rate sẽ giảm dần nhưng tốc độ giảm của mỗi hệ thống là khác nhau và nhanh nhất là MIMO chỉ cần SNR =8 dB MIMO đã có thể đạt được  $BER = 10^{-4}$ 



Hình 2.15 So sánh dung lượng kênh giữa 4 kiểu thu phát [10]

Hình 2.15 là một kết quả nghiên cứu khác trong tài liệu [10] là đánh gia dung lượng kênh truyền. Với cùng một mức SNR thì MIMO luôn có dung lượng vượt trội hơn hẳn, SNR càng cao việc sử dụng MIMO càng có lợi.

# 2.2.2 Phân loại MIMO và một số ứng dụng của MIMO

- Phân loai:

Hiện nay MIMO có hai loại chủ yếu là SU-MIMO và MU-MIMO cụ thể:

- +) SU-MIMO là Single User MIMO cần hiểu rằng user ở đây là thiết bị đang kết nối với hệ thống MIMO, SU-MIMO tức là tại một thời điểm dữ liệu chỉ được truyền cho một user trên hệ thống MIMO (Kỹ thuật phân chia thời gian) qua thời gian kế tiếp dữ liệu lại được truyền đến user tiếp theo do tốc độ cao chúng ta sẽ khó phát hiện sự ngắt quãng này nhưng nếu số người dùng tăng lên quá cao chúng ta sẽ cảm nhận được sự ngắt quãng chậm chạp này.
- +) MU MIMO là Multiple User MIMO tại cùng một thời điểm sẽ có nhiều luồng MIMO phát xuống cho user kết nối với mạng, sẽ không có sự ngắt quãng trong lúc truyền dữ liệu, điều này dĩ nhiên sẽ tuyệt vời hơn vì đảm bảo tính liên tục, tốc độ cũng cao hơn

## - Ứng dụng của MIMO:

MIMO hiện đã có mặt trong một số mạng viễn thông như: thế hệ mạng di động thứ 4 LTE – 4G sử dụng MIMO OFDM cho đường xuống, NR – 5G dùng MIMO OFDM kết hợp beamforming cho cả đường lên và đường xuống, hệ thống Wifi theo chuẩn 802.11 dùng SU-MIMO, hệ thống Wifi theo chuẩn 802.11ac trở lên đã có hỗ trợ MU-MIMO.



Hình 2.16 Các ứng dung quan trong MIMO [8]

# 2.2.3 Ưu điểm và nhược điểm của hệ thống MIMO

Hệ thống nào cũng có những điểm mạnh và những hạn chế nhất định, MIMO cũng không ngoại lệ. MIMO có một số ưu nhược điểm được trình bày dưới đây:

#### Ưu điểm:

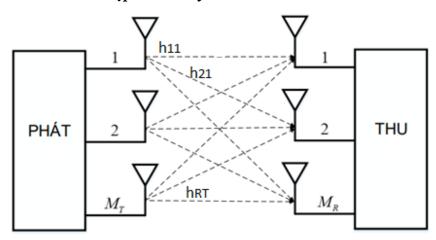
- + Hiệu suất sử dụng băng thông cao
- + Truyền dẫn đa luồng tốc độ cao, dung lượng lớn
- + Kết hợp các thuật toán ở phía thu sẽ làm giảm được nhiễu

- + Hạn chế được các hiệu ứng Fading
- + Thời gian phục vụ dịch vụ dữ liệu cho người dùng nhanh hơn
- + Nâng cao trải nghiệm người dùng

#### Nhược điểm:

- +) Thu phát đa luồng nên sẽ cần nhiều các bộ thu phát cao tần gây tốn năng lượng
- +) Cần xử lí phân tập không gian hợp lí để tránh nhiễu
- +) Chi phí thiết bị đầu cuối tích hợp MIMO sẽ tăng lên
- +) Xử lí đa luồng sẽ yêu cầu tiêu tốn tài nguyên phần cứng hơn để đáp ứng tốc đô

## 2.2.4 Kiến trúc MIMO và tập kênh truyền



Hình 2.17 Sơ đồ thực hiện hệ thống MIMO

Trên Hình 2.17 là sơ đồ các kênh truyền của hệ thống truyền dẫn đa luồng MIMO với bên phát sẽ có  $M_T$  anten và bên thu có  $M_R$  anten ở giữa là các kênh truyền vô tuyến tương ứng. Trình tự đọc kênh sẽ theo nguyên tắc thu đặt trước phát đặt sau ví dụ như:  $H_{mn}$  thì sẽ là kênh vô tuyến kết nối giữa anten phát thứ n đến anten thu thứ m

Từ quy tắc trên ta có thể biểu diễn kênh truyền dưới dạng ma trận đáp ứng xung trên miền thời gian :

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_T} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \dots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix}$$
(2.9)

Với các luồng phát dữ liệu lần lượt là:  $x_1, x_2, x_3, ..., x_{M_T}$  và tại các đầu thu chúng ta có các giá trị thu:  $y_1, y_2, y_3, ..., y_{M_R}$ . Xử lí bên thu trên miền thời gian sẽ tuân theo hệ phương trình:

$$\begin{cases} y_{1} = x_{1} * h_{11} + x_{2} * h_{12} + \dots + x_{M_{T}} * h_{1M_{T}} + n_{1} \\ y_{2} = x_{1} * h_{21} + x_{2} * h_{22} + \dots + x_{M_{T}} * h_{2M_{T}} + n_{2} \\ \vdots \\ y_{N_{R}} = x_{1} * h_{M_{R}1} + x_{2} * h_{M_{R}2} + \dots + x_{M_{T}} * h_{M_{R}M_{T}} + n_{M_{R}} \end{cases}$$

$$(2.10)$$

 $n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$  là nhiễu Gauss toán tử "\*" đại diện cho phép tích chập.

Dùng phép biến đổi Fourier chuyển tín hiệu từ miền thời gian sang miền tần số ta sẽ có hệ phương trình theo phép tính nhân như sau :

$$\begin{cases} Y_{1} = X_{1} \times H_{11} + X_{2} \times H_{12} + \dots + X_{M_{T}} \times H_{1M_{T}} + N_{1} \\ Y_{2} = X_{1} \times H_{21} + X_{2} \times H_{22} + \dots + X_{M_{T}} \times H_{2M_{T}} + N_{2} \\ \vdots \\ Y_{N_{R}} = X_{1} \times H_{M_{R}1} + X_{2} \times H_{M_{R}2} + \dots + X_{M_{T}} \times H_{M_{R}M_{T}} + N_{M_{R}} \end{cases}$$

$$(2.11)$$

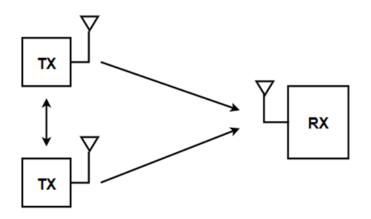
Xử lí theo hệ phương trình thứ 2 sẽ dễ dàng hơn so với hệ thứ nhất đây là sở cứ để sau này hệ thống MIMO OFDM ra đời và được ứng dụng rộng rãi.

## 2.2.5 Các kỹ thuật phân tập cho MIMO

Hệ thống MIMO sử dụng nhiều luồng phát đồng thời dẫn đến phát sinh vấn đề can nhiễu giữa các anten với nhau, để xử lí vấn đề này các nghiên cứu đề xuất ra các kỹ thuật phân tập định hướng (Diversity) cho hệ thống MIMO. Kỹ thuật phân tập gồm ba cách thực hiện chính: phân tập không gian, phân tập thời gian và phân tập tần số.

#### a) Phân tập không gian

Phân tập không gian hay cách sắp xếp tối ưu cho anten, cách sắp xếp cũng như khoảng cách giữa các anten để hạn chế tối đa nhiễu giữa các luồng phát từ anten ra. Phân tập không gian thường được dùng trong các hệ truyền sóng Viba đa anten.



Hình 2.18 Phân tập không gian dựa trên khoảng cách anten phát

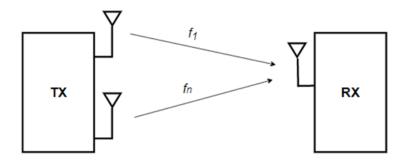
Phân tập không gian sử dụng hệ số tương quan để đánh giá chất lượng, khi các luồng phát hoặc thu càng ít tương quan sẽ càng có lợi, thuận lợi cho giải mã tín hiệu đa luồng. Khoảng cách của các anten điển hình được dựa trên bước sóng của tín hiệu. Phân tập không gian có một lợi thế rất lớn đó là không làm giảm hiệu suất băng thông của hệ thống. Nếu sử dụng phân tập đa anten thu thì có thể cải thiện được SNR thông qua kết hợp các tín hiệu được thu lại và giảm được fading đa đường.

#### b) Phân tập thời gian

Phân tập thời gian có thể thực hiện bằng mã hóa và xen kênh. Mã hóa thực chất là phát cùng một tín hiệu nhưng ở nhiều dạng khác nhau còn xen kênh là truyền dữ liệu giống nhau nhưng ghép lên các khe thời gian khác nhau, tại đầu thu các tín hiệu không tương quan với nhau. Khoảng thời gian phát lặp phải bằng ít nhất khoảng thời gian ổn định của kênh truyền. Thông thường người ta sẽ kết hợp cả mã hóa và xen kênh để đạt được phân tập thời gian. Kỹ thuật phân tập thời gian thường hiệu quả với các kênh xảy ra fading nhanh.

## c) Phân tập tần số

Kỹ thuật phân tập tần số sẽ dùng các thành phần tần số khác nhau để truyền một bản tin. Các làm này sẽ phù hợp với các kiểu điều chế đa sóng mang, trải phổ do băng thông rông phân cấp tần số sẽ dễ dàng hơn.



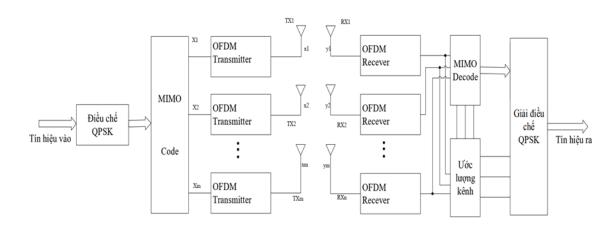
Hình 2.19 Mô hình phân tập tần số

Khoảng cách giữa các tần số cũng phải đảm bảo lớn hơn vài lần băng thông ổn định của kênh, đảm bảo tín hiệu trên các kênh tần số là không tương quan với nhau. Phân tập tần số thường dễ sử dụng hơn nhưng có nhược điểm là làm giảm hiệu suất băng thông. Trong đồ án này chúng tôi sử dụng kiểu phân tập tần số trên mẫu pilot cho hệ thống MIMO OFDM 2x2.

## 2.3 Hê thống MIMO – OFDM

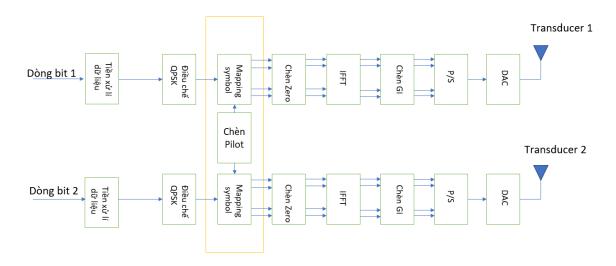
Hệ thống MIMO OFDM là hệ thống được xây dựng bằng cách kết hợp hai kĩ thuật MIMO và ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM (đã giới thiệu ở phía trên). Hệ thống sẽ tận dụng đồng thời ưu thế của cả OFDM và MIMO đạt được dung lượng cao hơn, chất lượng tốt hơn.

Xử lí MIMO OFDM trên cơ sở vẫn dựa trên OFDM và cần kết hợp thêm các kỹ thuật cho MIMO. Sơ đồ hệ thống xử lí được minh họa trên hình:



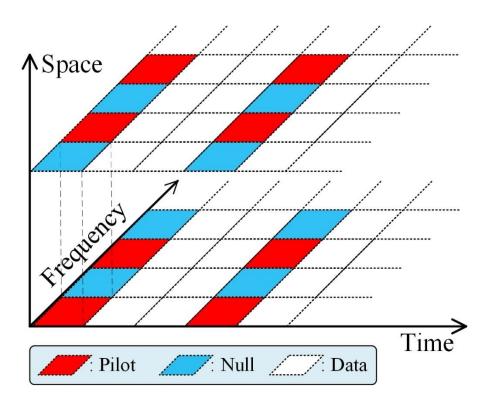
Hình 2.20 Sơ đồ hệ thống MIMO – OFDM mxn

Với hệ thống MIMO – OFDM có m anten phát và n anten thu việc truyền dẫn tín hiệu vẫn tuân thủ theo hệ phương trình (2.10). Do nghiên cứu thực hiện trên hệ thống MIMO 2x2 nên chúng tôi sẽ phân tích và làm rõ kiến trúc MIMO – OFDM 2x2. Sơ đồ hệ thống được mô tả trên Hình 2.21 và Hình 2.23



Hình 2.21 Sơ đồ bộ phát MIMO – OFDM 2x2

Hình 2.21 Là mô tả cho xử lí bên bộ phát MIMO – OFDM 2x2, cấu trúc phát MIMO đa phần giống như hai kênh SISO kết hợp nhưng có thêm phần xử lí phân tập tần số (phần khung vàng trên Hình 2.21. Đầu ra của hệ thống là hai luồng phát đồng thời qua hai transducer. Ngoài ra để tăng hiệu năng của hệ thống MIMO OFDM chúng tôi đã thêm khối xử lí dữ liệu vào hệ thống bao gồm: bảo mật dữ liệu, mã hóa kênh với bộ mã tích chập tốc độ 1 / 2. Do hai luồng phát MIMO dùng cùng một băng tần để truyền nên cần xử lí phân tập tần số, ở đây tôi sử dụng nguyên tắc Pilot phát trực giao, dữ liệu truyền đồng thời, điều này được mô tả trên mẫu Pilot như Hình 2.22

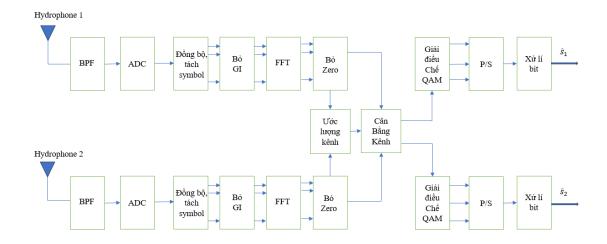


Hình 2.22 Mẫu Pilot dành cho MIMO – OFDM 2x2

Trên Hình 2.22 Chúng tôi mô tả cách dùng Pilot trực giao cho hệ thống. Tại cùng thời điểm cả hai anten sẽ truyền Pilot nhưng trên trục tần số thì tại một tần số hay một sub-carrier chỉ có một anten được phát Pilot. Mẫu Pilot trực giao này sẽ hạn chế tương quan giữa các Pilot của hai anten, giảm nhiễu đảm bảo khi qua bộ thu có thể ước lượng chính xác kênh và khôi phục được dữ liệu mong muốn. Chưa hết cự li giữa hai anten là S1S2 cũng cần phải được quan tâm tới để tiến hành phối hợp thêm phân tập không gian cho hệ thống. Việc hạn chế được can nhiễu giữa các luồng sẽ làm tăng khả năng detach được tín hiệu của hệ thống, cải thiện chất lượng hệ thống.

Sau khi xử lí Pilot cho hệ thống các luồng thực hiện tiếp theo sẽ giống như xử lí OFDM thông thường đã trình bày ở phần 2.1.

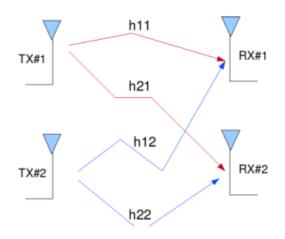
Phía thu MIMO – OFDM 2x2 được thiết lập và thực hiện theo sơ đồ như trên Hình 2.23



Hình 2.23 Sơ đồ bộ thu MIMO – OFDM 2x2

Sau khi thu được tín hiệu từ hai anten tiến hành lọc nhiễu ngoài băng tần, chúng tôi tiến hành đồng bộ tách khung OFDM và tiến hành các bước như ban đầu như bên xử lí OFDM.

Sau bộ FFT tín hiệu được chuyển qua miền tần số, do hệ thống MIMO có thực hiện phân tập tần số nên cần tiến hành giải mã theo các thuật toán ước lượng và cân bằng kênh. Hệ thống MIMO OFDM 2x2 tuân thủ theo sơ đồ kênh truyền dựa trên Hình 2.24 và (2.10):



Hình 2.24 Tập kênh MIMO 2x2 [11]

Dựa vào Hình 2.24 chúng ta có hệ phương trình tạo tín hiệu thu tại các anten giả sử không có can nhiễu là:

$$\begin{cases} y_1 = x_1 * h_{11} + x_2 * h_{12} \\ y_2 = x_1 * h_{21} + x_2 * h_{22} \end{cases}$$
 (2.12)

Thực hiện xử lí giải mã  $y_1$ ,  $y_2$  để thu được dữ liệu ban đầu, sau khi chuyển miền tần số ma trận xử lí trở thành:

$$\begin{cases} Y_1 = X_1 \times H_{11} + X_2 \times H_{12} \\ Y_2 = X_1 \times H_{21} + X_2 \times H_{22} \end{cases}$$
 (2.13)

Dùng ma trận để biểu diễn:

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}$$

$$(2.14)$$

Khôi phục dữ liệu sẽ thực hiện bằng cách

Ma trận đáp ứng kênh:  $H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}$  được xác định thông qua việc ước lượng kênh truyền. Việc khôi phục dữ liệu sẽ phụ thuộc vào các phương án tác động lên ma trận kênh truyền H, ước lượng H càng chính xác thì khôi phục dữ liệu bên phát sẽ càng chính xác. Do thực hiện ghép kênh tần số dẫn tới mỗi thành phần trong H sẽ là một vector

$$H_{11} = [H_{11}^1, H_{11}^2, \dots, H_{11}^n] \tag{2.16}$$

$$H_{12} = [H_{12}^1, H_{12}^2, \dots, H_{12}^n] \tag{2.17}$$

$$H_{21} = [H_{21}^1, H_{21}^2, \dots, H_{21}^n] \tag{2.18}$$

$$H_{22} = [H_{22}^1, H_{22}^2, \dots, H_{22}^n] \tag{2.19}$$

Tương tự với kênh dữ liệu cần khôi phục chúng ta cũng có lần lượt các kênh Y

$$Y_1 = [Y_1^1, Y_1^2, \dots, Y_1^n] \tag{2.20}$$

$$Y_2 = [Y_2^1, Y_2^2, \dots, Y_2^n]$$
 (2.21)

Với n là số sóng mang con mang dữ liệu được gắn lên khi phát,

$$n = SubH - SubL \tag{2.22}$$

SubH, SubL được đề cập tới trong phần hệ thống OFDM, trên Hình 2.7. Tại mỗi tần số có sóng mang dữ liệu sẽ được khôi phục lần lượt theo phương trình số (2.15)

# 2.4 Tiểu kết chương

Nội dung chương hai đã bao quát đa phần lí thuyết của đồ án nghiên cứu này, nó cung cấp thông tin về kĩ thuật OFDM, cách xây dựng hệ thống OFDM sử dụng trong đồ án, kĩ thuật MIMO và hệ thống MIMO – OFDM. Xác lập sơ đồ xử lí hệ thống MIMO – OFDM 2x2, phân tích các kĩ thuật cần thiết như đồng bộ tín hiệu, ước lượng kênh, đưa ra mẫu Pilot cho SISO và mẫu Pilot trực giao cho hệ thống MIMO – OFDM 2x2.

# CHƯƠNG 3. CÁC PHƯƠNG PHÁP CÂN BẰNG VÀ GIẢM NHIỄU CHO HỆ THỐNG MIMO – OFDM

# 3.1 Các phương pháp cân bằng kênh cho hệ thống MIMO – OFDM

Cân bằng kênh là việc được tiến hành sau khi đã ước lượng kênh xong, việc này nhằm mục đích loại bỏ hoặc giảm bớt tác động của kênh lên tín hiệu đã truyền. Trong hệ thống MIMO – OFDM các phương pháp cân bằng được thực hiện chủ yếu trên miền tần số.

## 3.1.1 Bộ cân bằng kênh ZF

Cân bằng ZF – Zero Forcing là bộ cân bằng khá đơn giản và dễ thực hiện triển khai nhất

Với mô hình kênh truyền như trên Hình 3.11 và ma trận đáp ứng kênh truyền theo miền tần số cộng thêm can nhiễu như sau:

$$\begin{cases} y_1 = x_1 * h_{11} + x_2 * h_{12} + n_1 \\ y_2 = x_1 * h_{21} + x_2 * h_{22} + n_2 \end{cases}$$
 (3.1)

Thu gọn công thức ta được:

$$y = h * x + n \tag{3.3}$$

Chuyển qua miền tần số ta có phương trình dùng cho cân bằng ZF:

$$Y = H \times X + N \tag{3.4}$$

Trong đó:

 $y_1,y_2$ : lần lượt là symbol nhận được ở anten thu 1 và anten thu 2  $x_1,x_2$  lần lượt là symbol phát ra ở anten phát 1 và anten phát 2

 $h_{11}$  là kênh truyền từ anten phát 1 sang anten thu số 1  $h_{21}$  là kênh truyền từ anten phát 1 sang anten thu số 2  $h_{12}$  là kênh truyền từ anten phát 2 sang anten thu số 1  $h_{22}$  là kênh truyền từ anten phát 2 sang anten thu số 2

Để khôi phục được tín hiệu X bộ cân bằng ZF sẽ tiến hành tìm ma trận W sao cho:

$$W \times H = I \tag{3.5}$$

Với I là ma trận đơn vị cấp 2x2.

Khi đó gọi  $\tilde{X} = \begin{bmatrix} \widetilde{X_1} \\ \widetilde{X_2} \end{bmatrix}$  là dữ liệu được khôi phục,  $\tilde{X}$  được xác định bởi công thức:

$$\tilde{X} = (H^H \times H)^{-1} \times H^H \times Y \tag{3.6}$$

Hay viết đầy đủ là:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{X_1} \\ \widetilde{X_2} \end{bmatrix} = (H^H \times H)^{-1} \times H^H \times \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$
(3.7)

Với  $W = (H^H \times H)^{-1} \times H^H$  và  $H^H$  là toán tử chuyển vị liên hợp phức. Ngoài ra  $H^H \times H$  được xác định thêm là:

$$H^{H} \times H = \begin{bmatrix} |H_{11}|^{2} + |H_{21}|^{2} & H_{11}^{*} \times H_{12} + H_{21}^{*} \times H_{22} \\ H_{12}^{*} \times H_{11} + H_{22}^{*} \times H_{21} & |H_{12}|^{2} + |H_{22}|^{2} \end{bmatrix}$$
(3.8)

 $H_{12}^*$ ,  $H_{11}^*$  là liên hợp phức của  $H_{12}$ ,  $H_{11}$ 

Bộ cân bằng ZF như đã đề cập đến là khá dễ thực hiện và tính toán nhưng bộ cân bằng ZF có nhược điểm khá cục bộ đó là chưa tính đến can nhiễu của tín hiệu và rất nhạy cảm với nhiễu. Nếu tín hiệu bị can nhiễu ZF trong một số trường hợp sẽ khuyếch đại nhiễu dẫn tới sai lỗi hệ thống.

# 3.1.2 Bộ cân bằng kênh MMSE

Cân bằng của MMSE – Minimum Mean Squre Error được cải tiến hơn ZF hạn chế được nhược điểm của ZF, hiện nay trong cấu trúc xử lí của mạng LTE đang sử dụng bộ cân bằng này.

MMSE vẫn tuân thủ cách xử lí theo hệ phương trình đáp ứng kênh truyền (3.4) nhưng khi tìm ma trận W sẽ sử dụng nguyên lí tối ưu hóa hàm sai lỗi trung bình bình phương [11]:

$$E\{[Wy - x] \times [Wy - x]^H\} \tag{3.9}$$

Kết quả thu được ma trận W:

$$W = \left(H^H \times H + \frac{N_R}{SNR} \times I\right)^{-1} \times H^H \tag{3.10}$$

Với  $N_R$  là số lượng anten thu

I là ma trận đơn vị cấp nxn với hệ thống n anten phát, n anten thu

SNR tỷ số công suất tín hiệu trên tạp âm do hệ thống ước lượng được

Khi đó tín hiệu được khôi phục:

$$\tilde{X} = W \times Y \tag{3.11}$$

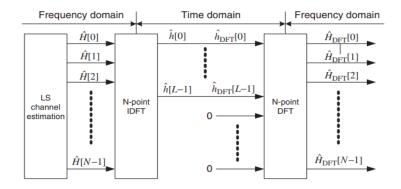
Hay cụ thể là:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{X_1} \\ \widetilde{X_2} \end{bmatrix} = \left( H^H \times H + \frac{N_R}{SNR} \times I \right)^{-1} \times H^H \times \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$
 (3.12)

Phương pháp MMSE có độ chính xác cao hơn ZF điều này đã được nhiều nghiên cứu chỉ ra, song về mặt tín toán MMSE cần phải có thêm bước ước lượng tỉ số SNR mới có thể thực hiện được, điều này đòi hỏi một vài kĩ thuật khác được áp dụng vào hệ thống.

# 3.1.3 Bộ cân bằng dựa trên biến đổi DFT

Bộ cân bằng số ba được đề cập đến này thực chất là một phương pháp nâng cao để tìm ra đáp ứng xung của kênh chính xác hơn, không cần phải tìm ma trận W như hai phương pháp ZF, MMSE



Hình 3.1 Phương pháp cân bằng kênh dùng biến đổi DFT

Trên Hình 3.1 là sơ đồ thực hiện phương pháp cân bằng kênh dùng DFT, phương pháp này có một điểm vô cùng quan trọng đó là cần phải xác định được độ trễ cực đại trên miền thời gian của kênh -L. Sau khi thực hiện ước lượng kênh bằng phương pháp LS các giá trị kênh trên miền tần số  $H = [H_0, H_1, H_2, \dots, H_{N-1}]$  sẽ được biến đổi DFT ngược đưa về miền thời gian thành  $h = [h_0, h_1, \dots, h_{n-1}]$ . Trên miền thời gian đáp ứng xung được tìm đến vị trí trải trễ cực đại của kênh, sau đó chèn chuỗi "null" vào cho đủ số điểm DFT ban đầu:

$$\hat{h}_{DFT} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, 0, 0 \dots 0]$$
(3.13)

Sau cùng cho  $\hat{h}_{DFT}$  qua bộ DFT chuyển ngược về miền tần số chúng ta thu được đáp ứng kênh tương ứng. Do hệ thống MIMO – OFDM 2x2 có tất cả 4 kênh truyền dẫn tới cần phải xử lí tới bốn lần cho các kênh  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ . Thực hiện cân bằng khi đã tinh chỉnh các kênh trong đường truyền:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{X_1} \\ \widetilde{X_2} \end{bmatrix} = H^{-1} \times \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$
(3.14)

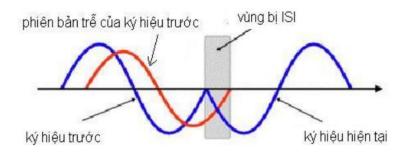
# 3.2 Các phương pháp giảm nhiễu cho hệ thống MIMO – OFDM

Nhiễu trong hệ thống MIMO – OFDM không chỉ đến từ các nguồn ngoài mà còn xảy ra trong chính hệ thống, điều này bắt nguồn từ kĩ thuật OFDM bởi lẽ OFDM cần giữ được sự trực giao giữa các sóng mang con nhưng nếu xảy ra dịch tần sẽ làm mất trực giao cho các sóng mang con vì thế cần đảm bảo giữa các sóng mang không được can nhiễu lên nhau. Chưa hết việc dùng đa anten phát thì trong các luồng phát cũng luôn tồn tại các khả năng gây can nhiễu lên nhau. Một số nhiễu điển hình trong hệ thống

MIMO – OFDM như ISI, ICI với mỗi loại nhiễu sẽ đề cập tới các phương pháp xử lí khác nhau.

#### 3.2.1 Xử lí nhiễu ISI

Nhiễu ISI - Inter Symbol Interference sinh do sự truyền lan đa đường của tín hiệu, các tín hiệu có thể bị chồng lấn bởi các bản sao bị trễ ở đầu thu. Nhiễu ISI có thể tăng cường tín hiệu nhưng cũng có thể gây suy giảm cường độ tín hiệu



Hình 3.2 Ẩnh hưởng của nhiễu ISI [17]

Hình 3.2 mô tả cho nhiễu ISI trong thực thế, đường màu xanh là tín hiệu thu đến sớm nhất còn màu xanh là nhân bản của tín hiệu trước nhưng đến đầu thu sau, khi cộng tổng tín hiệu sẽ xuất hiện vùng ảnh hưởng chồng lấn từ bản sao của kí hiệu trước lên kí hiệu sau.

Để khắc phục nhiễu ISI trước đây người ta hay sử dụng các bộ thu triệt tiêu ISI rất phức tạp nhưng hiện nay như đã đề cập trong chương 2 về OFDM, kỹ thuật chèn chuỗi GI vào symbol để tạo tiền tố lặp (CP) có thể tránh được ảnh hưởng của nhiễu ISI với điều kiện tiên quyết: " độ dài chuỗi bảo vệ trên miền thời gian phải lớn hơn hoặc bằng trải trễ cực đại của kênh ". Vì thế cần kiểm tra và tính toán để tối ưu hóa được chiều dài GI cho phù hợp với đô dài kênh truyền.

#### 3.2.3 Xử lí nhiễu ICI

Nhiễu ICI sinh ra chủ yếu do hiệu ứng Doppler. Hiệu ứng Doppler sinh ra dịch tần Doppler  $f_D$  khi máy phát và máy thu di chuyển tương đối.

$$f_D = f_c \times \frac{v}{c} \times \cos \propto \tag{3.15}$$

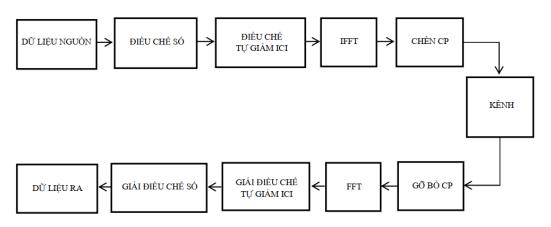
Trong đó:  $f_c$  là tần số sóng mang, v là tốc độ di chuyển của máy thu hoặc máy phát, c tốc độ lan truyền của sóng vô tuyến trong không gian tự do,  $\propto$  là góc hợp bởi phương di chuyển của người dùng và phương kết nối giữa anten phát và thu.

Hiệu ứng dịch tần này rất nhạy cảm đối với OFDM, nó có thể làm mất sự trực giao của các sóng mang con trong khung OFDM. Ngoài ra hiện tượng frequency offset cũng gây ra ICI, các bộ dao động giữa máy phát và thu luôn có sự chênh lệch tần số nhất định dẫn tới các hiện tượng lấy mẫu lệch, nhân tần có sai lệch.

Hiện nay đã có một số phương pháp làm giảm nhiễu ICI được sử dụng đến, sau đây chúng tôi giới thiệu một số phương pháp đưuọc trình bày phía dưới:

#### a) Tự triệt tiêu ICI (ICI Self Cancellation)

Để nghiên cứu phương pháp này chúng tôi thực hiện trên mô hình SISO trước và sẽ ghép tương ứng vào hệ MIMO sơ đồ thực hiện như Hình 3.3 [12]



Hình 3.3 Sơ đồ thực hiện phương pháp tự triệt tiêu ICI [12]

Phương pháp này sơ khỏi sẽ thực hiện ghép các tín hiệu a và -a lên các sóng mang con thứ 2i và 2i+1 với  $i \in \{0,1,\dots,N-1\}$  hình thành trình tự phát :

$$x = [a_0, -a_0, a_1, -a_1, \dots, a_{\frac{N}{2}-1}, -a_{\frac{N}{2}-1}]$$
(3.16)

Với đáp ứng kênh [2] có ảnh hưởng Doppler và đa đường là:

$$h(n) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{\frac{j2\pi}{N} \varepsilon_i (n - n_i)}$$
(3.17)

Với M là số tuyến truyền dẫn hay số đa đường,  $n_i$  độ lớn trải trễ, N là số điểm FFT của hệ thống,  $h_i$  giá trị biên độ,  $\varepsilon_i = \frac{f_{Di}}{\Delta f}$ ,  $\Delta f$  là độ rộng một sóng mang con,  $f_{Di}$  là dịch tần doppler trên tuyến truyền dẫn thứ i

Xét biến đổi FFT tại một tuyến thứ i ta được:

$$H_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_i e^{\frac{j2\pi}{N} \varepsilon_i (n-n_i)} e^{\frac{j2\pi}{N} nk}$$
(3.18)

$$H_i(k) = \frac{h_i \sin(-\pi \varepsilon_i)}{N e^{-j\pi \varepsilon_i}} \left( ctg\left(\frac{\pi}{N}(k - \varepsilon_i)\right) + j \right)$$
(3.19)

Gia định tín hiệu phát ở miền tần số là:

$$X(k) = (a+bj)\delta(k-k_0)$$
(3.20)

Phía đầu thu qua kênh truyền sẽ nhận được tín hiệu

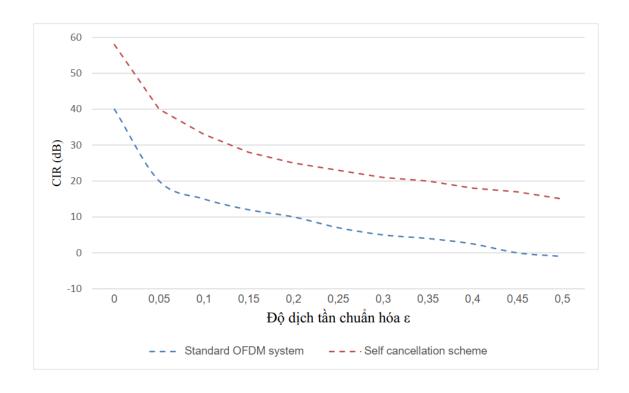
$$Y_{i}(k) = X(k) \times H(k)$$

$$= (a + bj) \frac{h_{i} \sin(-\pi \varepsilon_{i})}{N e^{-j\pi \varepsilon_{i}}} \left( ctg \left( \frac{\pi}{N} (k - k_{0} - \varepsilon_{i}) \right) + j \right)$$
(3.21)

Tín hiệu thu được tại các tần số thứ k và k+1 sẽ có ảnh hưởng lên nhau phụ thuộc vào hệ số  $\varepsilon_i$ . Ví dụ xét sóng mang  $k_0=4$  và liền kề nó là 5 thì:

$$Y_{i}(4) + Y_{i}(5) = (a + bj) \frac{h_{i} \sin(-\pi \varepsilon_{i})}{Ne^{-j\pi \varepsilon_{i}}} \left( ctg\left(\frac{\pi}{N}(k - 4 - \varepsilon_{i})\right) - ctg\left(\frac{\pi}{N}(k - 5 - \varepsilon_{i})\right) \right)$$
(3.22)

Khi cho giá trị k thay đổi năng lượng sóng tại vị trí k = 4 và k = 5 sẽ được tập trung và không ảnh hưởng sang các sóng mang con bên cạnh hay ảnh hưởng của chúng lên sóng mang bên cạnh là không đáng kể.[2]



Hình 3.4 So sánh CIR khi có và không dùng tự triệt ICI [12]

CIR – Carrier to Interference Ratio là tỉ số đánh giá mức can nhiễu lên sóng mang, kết quả trên nghiên cứu của [12] cho thấy kết quả của phương pháp tự triệt ICI là tốt hơn khi chỉ truyền phát thông thường, nhưng khi tần số Doppler tăng ( $\varepsilon$  tăng) thì ảnh hưởng của ICI vẫn còn tồn đọng mà không hề mất đi đây là điểm yếu khá lớn của phương pháp này. Ngoài ra việc thêm các kí tự phát vào hệ thống làm giảm đi dung lượng của đường truyền, tốn băng thông hơn.

#### b) Phương pháp IC

Do phương pháp tự triệt ICI tỏ ra kém hiệu quả khi  $\varepsilon$  lớn, các sóng mang liền kề và xa hơn so với sóng mang đang xét vẫn chịu ảnh hưởng gây nên nhiễu cho nhiều tần số lân cận. Phương pháp IC – Improved Self Cancellation ra đời mục đích để cải thiện phương pháp cũ [2]. Phương pháp này sẽ áp dụng lên bốn song mang kế cận thay vì chỉ hai sóng mang. Dạng điều chế số cho phương pháp này được đề xuất QAM hay PSK đa mức. Cụ thể với bốn sóng mang có chỉ số 2i , 2i+1, 2i+2, 2i+3 được ghép các kí tự gồm: $\{a, -a, -a^*, a^*\}$ 

Áp dụng công thức (3.21) thì tín hiệu thu tại 4 sóng mang liền kề là:

$$Y_{i}(k_{0}) + Y_{i}(k_{0} + 1) + Y_{i}(k_{0} + 2) + Y_{i}(k_{0} + 3) =$$

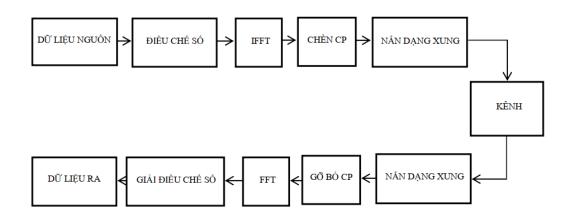
$$X(k_{0})H_{i}(k_{0}) + X(k_{0} + 1)H_{i}(k_{0} + 1) + X(k_{0} + 2)H_{i}(k_{0} + 2) + X(k_{0} + 3)H_{i}(k_{0} + 3)$$

$$= (a + bj)(H_{i}(k_{0}) - H_{i}(k_{0} + 1)) + (a - bj)(H_{i}(k_{0} + 2) - H_{i}(k_{0} + 3))$$
(3.23)

Tương tự như phương pháp tự triệt nhiễu ICI, phương pháp IC sẽ làm giảm ảnh hưởng của sóng mang thứ k lên các sóng mang kế cận k+1,k+2,k+3 hơn khi không sử dụng phương pháp IC. Bên thu khi muốn giải điều chế chỉ cần chọn một trong bốn giá trị trên dải sóng mang con ghép theo IC để giải mã, phương án này làm tăng khả năng giải mã cho hệ thống nhưng đổi lại do chèn quá nhiều kí tự dẫn tới hiệu năng giảm đi đáng kể ( giảm đi bốn lần so với truyền phát thông thường).

## c) Dùng các bộ sửa dạng xung

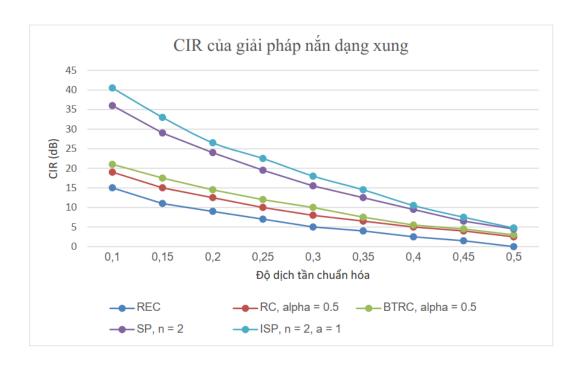
Ý tưởng của phương pháp này dựa trên ý tưởng như phép bó hẹp xung dùng bộ lọc cos nâng khi truyền trên băng cơ sở [12] cụ thể được mô tả trên Hình 3.5



Hình 3.5 Sơ đồ thực hiện sửa dạng xung để giảm ICI [12]

Để định dạng xung cần dùng các bộ lọc có đáp ứng theo mong muốn, một số đề xuất như:

- Rectangular pulse (REC):
- Raised cosine pulse (RC):
- Better than raised cosine pulse (BTRC)
- Sinc power pulse (SP)
- Improved sinc power pulse (ISP):



Hình 3.6 So sánh CIR theo từng loại định dạng xung [12]

Kết quả trên Hình 3.6 trích từ tài liệu [12] cho thấy với định dạng ISP(n=2,a=1) sẽ cho kết quả tốt nhất, xung chữ nhất sẽ kém nhất. Nhưng để dùng định dạng xung ISP sẽ có độ phức tập nhất định bởi hàm đáp ứng của bộ lọc định dạng xung ISP khá cồng kềnh.

## d) Ước lượng Doppler bằng CFP

CFP – Carrier Frequecy Pilot phương pháp này được nghiên cứu và đề xuất bởi TS. Nguyễn Quốc Khương. Mục tiêu của phương pháp này là đo được độ dịch tần số và sử dụng độ dịch tần số đó để triển khai bù ICI cho hệ thống MIMO – OFDM.

Trong phương pháp này, tần số Doppler được ước tính trước khi tín hiệu OFDM được đồng bộ hóa. Để ước tính tần số Doppler, sóng mang con được sử dụng làm tần số chuẩn. Sóng mang con này được gọi là CFP. CFP được tăng biên độ cao hơn so với các sóng mang phụ khác và nó có thể được sử dụng cho cả tần số Doppler và ước lượng kênh.

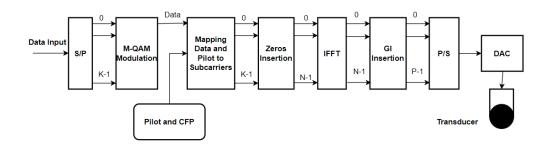
Để bù lại sự dịch tần số Doppler, phương pháp này chỉ cần một bước để có thể ước tính tần số dịch chuyển Doppler. Điều này hoàn toàn khác với phương pháp được đề xuất khác như trong [13], [14].

Để ước tính dịch chuyển tần số Doppler, ta sử dụng CFP làm tần số sóng mang vì khi phát hiện CFP trong tín hiệu máy thu, ta cũng tính toán tần số máy thu do đó sẽ ước tính dịch tần số Doppler. So với kỹ thuật được đề xuất trong [13], phương pháp này không cần khung dài, nó có thể làm việc với khung rất ngắn, tuy nhiên với khung dài hơn, phương pháp sẽ nhận được dịch tần Doppler chính xác hơn

Do đó, phương pháp này có thể áp dụng cho kênh có sự thay đổi nhanh theo thời gian (tốc độ chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu cao)

Tại máy thu, tần số Doppler được ước tính dựa trên tần số sóng mang phát hiện được (CFP). Để bù lại sự dịch chuyển Doppler này, trước tiên là tách từng ký hiệu OFDM riêng lẻ dựa trên độ dài thực của nó tại máy thu và sau đó lấy mẫu lại các ký hiệu đó về độ dài ban đầu tại máy phát.

Sơ đồ thực hiện bên phát theo nghiên cứu [15]

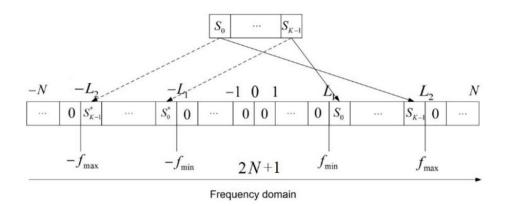


Hình 3.7 Lưu đồ bên phát theo phương pháp dùng CFP

Cấu trúc của hệ thống phát được thể thiết kế theo sơ đồ trên. Hệ thống phát của phương pháp này giống với phương phát đề chập trong mục 3.2.1. Các bit dữ liệu đầu vào được tách thành K đầu ra song song bằng bộ chuyển đổi nối tiếp/song song (S / P). Luồng bit trên K đầu ra song song được điều chế thành các ký hiệu phức tạp bằng cách sử dụng điều chế M-QAM. Các ký hiệu được điều chế trong một ký hiệu OFDM được biểu thị bằng:

$$\overset{\mathbf{w}}{S} = [S_0, S_1, ..., S_{K-1}] \tag{3.24}$$

Với K là số ký hiệu dữ liệu được điều chế thành ký hiệu OFDM. K được chọn nhỏ hơn một nửa độ dài FFT, cụ thể là  $K \leq (N-1)$ , trong đó độ dài FFT là  $N_{FFT}=2N+1$ . Phương án xử lí chèn Zeros trong nghiên cứu này sẽ giống với cách thức thực hiện của đồ án nhằm tránh phải sử dụng điều chế IQ và nâng tần lên băng thông dải.



Hình 3.8 Cách chèn Zeros theo phương pháp dùng CFP [15]

Khoảng cách giữa các sóng mang con OFDM  $\Delta f = f_s / (2N)$ . Nên ta có

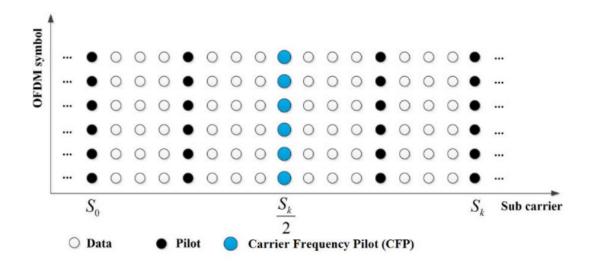
 $L_{\rm l}=f_{\rm min}$  /  $\Delta f$  và  $L_{\rm l}=f_{\rm max}$  /  $\Delta f$  tương ứng là điểm bắt đầu và kết thúc của sóng mang con dữ liệu đối với vị trí của  $S_{\theta}$  và  $S_{K\text{-}1}$ ,  $f_{S}$  tần số lấy mẫu của hệ thống

Sau khối chèn "Zeros", tín hiệu X đi vào khối biến đổi Fourier nghịch đảo (IFFT), các đầu ra bao gồm tín hiệu thực x(n) trong miền thời gian. Các mẫu GI cuối cùng của x được sao chép và đệm vào phía trước của chính nó để đối phó với can nhiễu giữa các ký hiệu ISI.

Sau đó, chúng được chuyển đổi thành bộ chuyển đổi song song/nối tiếp (P/S) và cuối cùng là bộ chuyển đổi tín hiệu số sang tương tự (DAC) kết nối với bộ chuyển đổi. Ở đó, tín hiệu sẽ được truyền đi dưới dạng sóng âm. Việc sử dụng CFP để ước tính tần số Doppler được triển khai trên sóng mang con ở trung tâm của băng thông hệ thống, tương ứng với chỉ số sóng mang con (L1 + K/2) hoặc tần số sóng mang con có giá trị:

$$F_c = f\left(L_1 + \frac{K}{2}\right) \tag{3.25}$$

Để ước lượng kênh ở phía máy thu, Pilot sẽ được đưa vào dữ liệu S. Vì phương pháp sử dụng trong các hệ thống có sự chuyển động nhanh, nên sử dụng Pilot liên tục trong miền tần số. Để khắc phục tiếng ồn và nhiễu trong giao tiếp dưới nước, biên độ của tín hiệu CFP  $A_c$  nên được tăng cường với biên độ cao hơn so với tín hiệu Pilot (khoảng 10%) và tín hiệu dữ liệu bình thường khác.



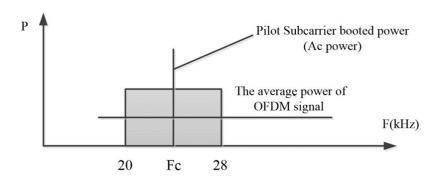
Hình 3.9 Cấu hình Pilot theo phương pháp dùng CFP [15]

Tỷ lệ công suất giữa tín hiệu có CFP và không có CFP có thể được tính theo công thức sau:

$$\eta = \frac{P_{\text{with\_CFP}}}{P_{\text{without\_CFP}}}.100\% = (1 + \frac{A_c^2 - A^2}{K}).100\%$$
(3.26)

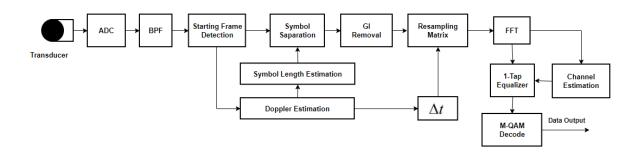
Trong đó,  $A = \sqrt{2.(M-1)/3}$  là biên độ trung bình của điều chế M-QAM. Trong phương pháp này,  $A_c$ =6, M=4, K=174 thì công suất sẽ tăng 10%. Sóng mang CFP cần có công suất lớn hơn để sang phía thu vẫn có thể xác định được vị trí của nó điều này được mô tả bằng các điểm xanh dương trên Hình 3.9 .

Tổ chức khung OFDM bao gồm  $N_s$  ký tự OFDM, tín hiệu "Zeros" dùng để phân tách các khung. Chiều dài của "Zeros" là  $T_d$ = 150 ms.



Hình 3.10 Phổ tín hiệu OFDM khi có CFP [15]

Tại trung tâm dải tần sẽ xuất hiện vạch phổ lớn hơn là CFP, khi sang bên thu sẽ dựa vào vị trí của CFP này để ước lượng độ dịch tần. Cấu trúc bên thu được thể hiện trên Hình 3.11



Hình 3.11 Khối thu theo phương pháp dùng CFP

Máy thu được nhúng thuật toán về ước tính và bù tần số Doppler có cấu trúc như hình trên. Tín hiệu nhận được rời rạc tại máy thu y(n) sau khi qua khối ADC có thể được biểu diễn như sau:

$$y(n) = h(n) * x(n) + \omega(n)$$

Trong đó h(n) là hàm đáp ứng xung,  $\omega$ (n) là nhiễu cộng (Gauss).

Tín hiệu máy thu trong miền thời gian là vector  $y = [y_0, y_1, ..., y_{L_F}]$ 

Với  $L_F$  là chiều dài khung nhận. Chiều dài khung nhận có thể bao gồm tất cả các khung và phần chèn "Zeros" ở đầu và cuối khung. Tín hiệu nhận được trong miền thời gian sau khi biến đổi FFT: Y=F(y) là:  $Y=[Y_0,Y_1,...,Y_{L_F}]$ 

Tần số sóng mang Pilot (CFP) tại máy thu  $F_r$  được tính dựa trên một nửa độ dài của Y là:

$$F_r = \frac{\arg(\max |Y(1:L_F/2)|).f_s}{L_E}$$
(3.27)

Tần số lấy mẫu khác nhau giữa máy phát và máy thu là:

$$\Delta f = \left[ \frac{(F_c - F_r).f_s}{F_c} \right] \tag{3.28}$$

Tần số lấy mẫu được truyền ở phía thu  $\hat{f}_s$  sẽ được tính:

$$\widehat{f}_{S} = f_{S} + \Delta f \tag{3.29}$$

Dựa trên khoảng cách "Zeros" giữa hai khung liên tiếp, có thể phát hiện điểm bắt đầu của mỗi khung thông qua Khối phát "Starting Frame Detection" trong sơ đồ máy thu Hình 3.15. Vì vậy, tổng chiều dài trong các mẫu của mỗi khung OFDM tại máy thu là:

$$\widehat{L_F} = N_S \times \widehat{N} \tag{3.30}$$

Trong đó  $N_s$  là số ký hiệu OFDM trên mỗi khung hình.  $\widehat{N}$  là chiều dài số lượng mẫu ký hiệu OFDM tại máy thu:

$$\widehat{N} = \frac{(N_{FFT} + GI) \times f_s}{\widehat{f}_s} \tag{3.31}$$

Tất cả các ký hiệu OFDM trong mỗi khung sẽ là từng cá thể riêng biệt dựa trên độ dài tương ứng của nó tại máy thu. Sau khi loại bỏ GI, mỗi OFDM là vectơ có độ dài  $\widehat{N}$ 

$$\overrightarrow{v} = [v_0 \ v_1 \dots v_{\widehat{N}}] \tag{3.32}$$

Các symbol đó sẽ được đưa qua ma trận  ${m G}_{RS}$  được lấy mẫu lại:

$$\overrightarrow{v'_{NFFT}} = [G_{RS}]_{NFFT \times N} \times \widehat{v_N}$$
(3.33)

Trong đó  $[G_{RS}]_{NFFT \times N}$  là ma trận lấy mẫu lại với kích thước  $N_{FFT} \times \widehat{N}$ .

 $G_{RS}$  được tạo từ ma trận  $\overset{1}{G}_{RS}$  với kích thước  $N_{FFT} \times (\hat{N}+2.L-1)$  . Hàng thứ i của  $\overset{1}{G}_{RS}$  là  $g_i$ .

$$g_{i} = \left[\underbrace{0,...,0}_{t-1},\underbrace{g(LT + \Delta t_{i}),...,g(\Delta t_{i}),...,g(-LT + \Delta t_{i})}_{2:L+1},\underbrace{0,...0}_{\hat{N}-t+1}\right]$$
(3.34)

Trong đó 2L+1 là của g(t),  $i=1...N_{FFT}$ 

$$\Delta t_i = \frac{i.f_s}{\hat{f}_s} - \tau \tag{3.35}$$

$$\tau = \left[\frac{i.f_s}{\hat{f}_s}\right] \tag{3.36}$$

 $\mathring{\text{O}}$  đây, g(t) là hàm cosin tăng sắc nét xung. g(t) được hiển thị bởi phương trình sau:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}$$
(3.37)

T là thời gian lấy mẫu của hệ thống,  $\alpha$  là hệ số uốn

Ma trận đầy đủ để bù ICI cho tín hiệu thu đầy đủ sẽ là:

$$I_{KT} = \begin{bmatrix} g(0) & g(-T) & \dots & g((-L-1)T) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g(T-\Delta t) & g(-\Delta t) & \dots & g(-LT-\Delta t) & g((-L-1)T-\Delta t) & 0 & \dots & 0 \\ g(2T-2\Delta t) & g(T-2\Delta t) & \dots & g((-L+1)T-2\Delta t) & g(-LT-2\Delta t) & g((-L-1)T-2\Delta t) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots \\ g((L-1)T-(L-1)\Delta t) & g((L-2)T-(L-1)\Delta t) & \dots & g(-3T-(L-1)\Delta t) & g(-4T-(L-1)\Delta t) & g(-5T-(L-1)\Delta t) & \dots & 0 \\ 0 & g((L-1)T-L\Delta t) & \dots & g(-2T-L\Delta t) & g(-3T-L\Delta t) & g(-4T-L\Delta t) & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g(LT-(N-2)\Delta t) & g((L-1)T-(N-2)\Delta t) & g((L-2)T-(N-2)\Delta t) & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & g((LT-(N-1)\Delta t)) & g((L-1)T-(N-1)\Delta t) & \dots & g((-N-1)\Delta t) \end{bmatrix}$$

Sau khi lấy lại mẫu theo độ dài NFFT, tín hiệu  $\overset{1}{v}$ ' sẽ đi qua khối FFT và ước lượng kênh để khôi phục dữ liệu.

Ưu điểm của phương pháp này là giảm độ dài khung OFDM. Từ đó, tăng hiệu suất sử dụng băng thông. Phương pháp này có thể theo dõi sự thay đổi thời gian nhanh chóng của tần số Doppler, đây là một đặc tính điển hình của kênh dưới nước. Các công thức từ (3.24) đến (3.37) được tham khảo tại nghiên cứu [15].

## 3.2.4 Các giải thuật V-Blast và phép tách sóng MIMO V-Blast ZF

Giai thuật xử lí tách sóng V-Blast (Vertical Bell-Labs Layered Space Time): phân lớp không gian thời gian theo chiều đứng của phòng thí nghiệm Bell là một phương pháp tách sóng dựa trên thuật đệ quy các phương pháp khôi phục kênh như ở các phần lí thuyết trước đã đề cập. Giải thuật này còn được biết đến với cái tên phương pháp triệt nhiễu liên kí tự. Giai thuật này yêu cầu phần ước lượng kênh cung cấp đầu vào cho giải thuật là đáp ứng kênh H. Theo phương trình (3.4) thì:

$$Y = H \times X + N$$

Từ Y chúng ta cần khôi phục lại X, giả sử  $X = [X_1, X_2, ... X_{N_t}]$  và  $Y = [Y_1, Y_2, ... Y_{N_R}]$ . Thuật toán V-Blast sẽ ước tính can nhiễu ảnh hưởng trên các kí tự Y và thực hiện sắp xếp trình tự xử lí. Công đoạn xử lí của thuật toán này sử dụng ước tính

kèm theo xóa không tuyến tính, tức là giải mã đến đâu sẽ xóa bỏ ảnh hưởng của kí hiệu  $X_i$  lên các phía thu khác.

Giả sử trình tự sau khi thực hiện ước tính mức độ can nhiễu là tập:

 $K=[k_1\;k_2\;k_3\;...\;k_{N_t}]$ . Tập tín hiệu sau giải mã bằng các thuật toán cân bằng như ZF hay MMSE là:  $z_{k_1},z_{k_2},...,z_{k_{N_t}}$  giải thuật V-Blast nói chung được mô tả như sau:

+) Bước 1: Tính toán  $z_{k_1}$  từ  $Y_1$  và ma trận cân bằng kênh W

$$z_{k_1} = W_{k_1} \times Y_1 \tag{3.38}$$

+) Bước 2: Lượng tử hóa  $z_{k_1}$  ( demod<br/>qam(  $z_{k_1})$  ) để được kí tự  $\widehat{x_{k_1}}$ 

$$\widehat{x_{k_1}} = Q(z_{k_1}) \tag{3.39}$$

+) Bước 3: Loại bỏ ảnh hưởng của  $\widehat{x_{k_1}}$  ra khỏi vecto thu Y

$$Y_2 = Y_1 - (H)_{k_1} \widehat{x_{k_1}} \tag{3.40}$$

Sử dụng vòng lặp để tiếp tự xử lí  $k_2 \; k_3 \; ... \; k_{N_t}$  để thu lại đầy đủ các kí tự

$$Z_{k_1},Z_{k_2},\ldots,Z_{k_{N_t}}$$

Do V-Blast phụ thuộc vào các phương thức cân bằng kênh nên được chia ra nhiều loại và điển hình có hai giải thuật là: V-Blast ZF và V-Blast MMSE. Do thời gian thực hiện đồ án có giới hạn chúng tôi xin được trình bày chi tiết quá trình tách sóng MIMO bằng V-Blast ZF các phương pháp khác mời quý bạn đọc tìm hiểu thêm trên các Web nghiên cứu khoa học. So với V-Blast MMSE thì V-Blast ZF dễ thực hiện hơn và ít phức tạp và cồng kênh hơn. Nhưng cũng như ZF giải thuật V-Blast ZF sẽ không quan tâm đến SNR, phụ thuộc vào kênh ước lượng được từ LS.

#### Giải thuật V-Blast ZF

Sử dụng nguyên lí dựa trên phương thức cân bằng kênh Zero Forcing ở phần 3.1.1 kết hợp với các bước tiến hành chung của thuật toán V-Blast [16].

Nội dung của giải thuật được trình bày như sau:

Khởi tạo giá trị: 
$$W_1 = W_{ZF} \quad (3.41a)$$

$$i = 1 \quad (3.41b)$$
Vòng lặp: 
$$k_i = \arg\min \left\| (W_i)_j \right\|^2, j \neq \{k_1, \dots k_{i-1}\} \quad (3.41c)$$

$$Z_{k_i} = (W_i)_{k_i} Y_i \quad (3.41d)$$

$$\widehat{x}_{k_l} = Q(Z_{k_l}) \quad (3.41e)$$

$$y_{i+1} = y_i - (H)_{k_l} \widehat{x}_{k_l} \quad (3.41f)$$

$$W_{i+1} = ZF(H_{\overline{k_l}}) \quad (3.41g)$$

$$i = i + 1 \quad (3.41h)$$

Các biến được lí giải như sau:  $(W_i)_j$  là hàng thứ j của ma trận  $W_i$ ;  $(H)_{k_i}$  là cột thứ  $k_i$  của ma trận H;  $H_{\overline{k_i}}$  là ma trận thu được khi bỏ đi cột  $k_i$  của ma trận H và (3.41g) được thực hiện theo phương án cân bằng ZF:

$$W_{i+1} = ZF(H_{\overline{k_i}}) = (H_{\overline{k_i}}^H \times H_{\overline{k_i}})^{-1} \times H_{\overline{k_i}}^H$$
 (3.42)

Trong thuật toán trên, phương trình (3.41c) xác định thứ tự của những kênh được tách và lựa chọn luồng tách dữ liệu đầu tiên. Phương trình (3.41d) thực hiện cân bằng ZF và tính toán thống kê quyết định. Phương trình (3.41e) sẽ thực hiện bước 2 khôi phục tín hiệu gốc từ kết quả cân bằng ZF; phương trình (3.41f) loại bỏ ảnh hưởng của kí tự phát vừa khôi phục đến các luồng thu còn lại và phương trình (3.41g) tính toán khả nghịch mới cho các bước lặp lại tiếp theo.

Theo giải thuật được mô tả ở trên phương pháp tách sóng V-Blast ZF trình tự kênh được xử lí khôi phục dữ liệu được tuân thủ nghiêm ngặt: " luồng dữ liệu có mức can nhiễu thấp nhất sẽ được ưu tiên xử lí trước rồi sau đó mới đến các luồng bị can nhiễu

cao hơn". Để đơn giản hóa thuật toán chúng tôi sẽ minh họa một ví dụ đơn giản. Các phép toán hoặc hàm số được thực hiện trên Matlab R2014.

Gia định sử dụng hệ thống MIMO OFDM 2x2, dùng kiểu điều chế 16-QAM với bên phát cần truyền đi tín hiệu:

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1+j \\ 1+j \end{bmatrix}$$

Với kênh truyền MIMO được cho bởi ma trận H:

$$H = \begin{bmatrix} 0.5331 + 0.7296j & 0.5062 + 1.1297j \\ 1.1975 + 0.7985j & 0.1797 + 1.5823j \end{bmatrix}$$

Mức nhiễu được thêm vào là: 
$$N = \begin{bmatrix} 0.1891 - 0.3319j \\ -0.0386 - 0.1656j \end{bmatrix}$$

Theo phương trình số (3.2) bên phía thu sẽ nhận được tín hiệu:

$$Y = H \times X + N = \begin{bmatrix} -1.6972 + 1.1075j \\ -3.4372 + 1.9954j \end{bmatrix}$$

Tiếp theo thực hiện giải mã Y theo phương pháp V-Blast ZF:

Bước 1: khởi tạo giá trị

- Tính  $W_{ZF} = (H^H \times H)^{-1} \times H^H = \begin{bmatrix} -1.1518 0.893j & 1.0637 + 0.3899j \\ 1.2883 0.2747j & -0.8186 0.1167j \end{bmatrix}$
- Gán  $W_1 = W_{ZF}$
- i=1
- $\bullet \quad Y_1 = Y$

**Bước 2**: Tìm  $k_i$ , việc xác định  $k_i$  được thực hiện bằng việc tìm vị trí chứa min của  $\|(W_i)_j\|^2 = (sum(W_i.*W_i'.',2)$ 

Mà  $\|(W_i)_j\|^2 = {3.408 \brack 2.419}$  do ma trận H có 2 hàng nên  $k_i \in \{1,2\} =>$  vị trí chứa  $\min \|(W_i)_j\|^2$  nằm ở hàng  $2 => k_1 = 2$  dẫn đến cần thực hiện khôi phục từ mã  $X_2$  trước rồi mới khôi phục từ mã  $X_1$ 

• Tìm  $z_2$ : lấy hàng thứ  $k_1$  của ma trận  $W_1$  nhân với  $Y_1$ 

$$z_2 = W_1(2,:) * Y_1$$

$$z_2 = [1.2883 - 0.2747j - 0.8186 - 0.1167j] * \begin{bmatrix} -1.6972 + 1.1075j \\ -3.4372 + 1.9954j \end{bmatrix}$$

 $\mathbf{z_2} = \mathbf{1.1646} + \mathbf{0.6606} \mathbf{j} = \mathbf{\hat{z}}$  đây là tín hiệu giải mã được ở đầu thu số 2.

• Giai điều chế z<sub>2</sub>:

$$\hat{x}_2 = qamdemod(z_2, 16) = 1 + j$$

• Loại bỏ can nhiễu từ  $\hat{x}_2$  lên đầu thu còn lại:

$$Y_2 = Y_1 - H(:,2) \times \hat{x}_2$$

Với H(:,2) là cột thứ 2 trong ma trận kênh truyền

 W<sub>2</sub> được thực bằng cách xóa cột K<sub>i</sub> trong ma trận H, ở ví dụ này chúng ta cần bỏ cột 2 ra khỏi ma trân H

$$H(K_i) = [$$
]  $\Rightarrow$  cho cột 2 của H là null  $\Rightarrow$   $H = \begin{bmatrix} -1.1518 - 0.893j \\ 1.2883 - 0.2747j \end{bmatrix}$   $W_2 = (H^H \times H)^{-1} \times H^H = [0.1846 - 0.2525j \ 0.4146 - 0.2765j]$   $i=2$ 

**Bước 3** Lặp lại bước 2. Do hệ MIMO  $2x^2$  chỉ có 2 luồng tín hiệu nên giải mã xong được  $z_2$  chỉ cần giải mã luôn  $z_1$  mà không cần xác định  $k_2$ 

$$z_1 = W_2 * Y_2 = [-1.1107 + 0.8330j]$$

Kết quả detach MIMO 2x2 theo V-Blast ZF tôi thu được

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.1646 + 0.6606j \\ -1.1107 + 0.8330j \end{bmatrix}$$

Nếu sử dụng cân bằng ZF theo phương trình số (3.7) ta thu được kết quả là:

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{x_1} \\ \hat{x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.4906 + 1.0222j \\ 1.1646 + 0.6606j \end{bmatrix}$$

So với mẫu tín hiệu phát ban đầu là

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1+j \\ 1+j \end{bmatrix}$$

➡ Phương pháp tách sóng MIMO bằng V-Blast ZF cho kết quả chính xác hơn so với chỉ sử dụng cân bằng ZF thông thường.

# 3.3 Tiểu kết chương

Chương 3 tập trung phân tích làm rõ các kĩ thuật cân bằng kênh và giảm nhiễu cho hệ thống MIMO OFDM. Về cân bằng kênh tôi có đề cập tới ba phương pháp gồm: ZF,MMSE và bộ cân bằng dựa trên biến đổi DFT kèm theo các đánh giá về độ phức tạp, điểm mạnh và yếu của các bộ cân bằng kênh. Kế tiếp là các phương án xử lí nhiễu cho hệ thống, mỗi phương án đều có công thức, sơ đồ xử lí riêng biệt. Cuối chương 3, đồ án tập trung vào giải thuật tách sóng MIMO – V-Blast ZF, đưa ra các bước thực hiện thuật toán và tiến hành minh họa qua một ví dụ.

# CHƯƠNG 4. XÂY DỰNG HỆ THỐNG VÀ KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

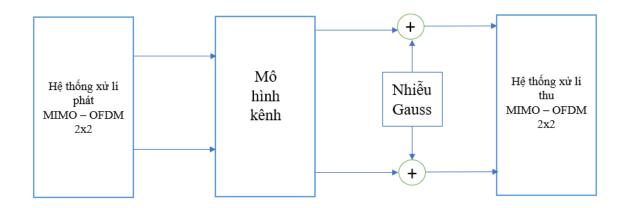
Chương này sẽ đưa ra các kịch bản thử nghiệm, tiến trình thử nghiệm và các kết quả đã đạt được trong thời gian nghiên cứu.

#### 4.1 Các phương án thử nghiệm

Đồ án nghiên cứu này bao gồm hai kịch thử nghiệm:

- Mô phỏng qua mô hình kênh toán học
- Sử dụng laptop như một DSP thực hiện thu phát MIMO OFDM 2x2 qua môi trường nước

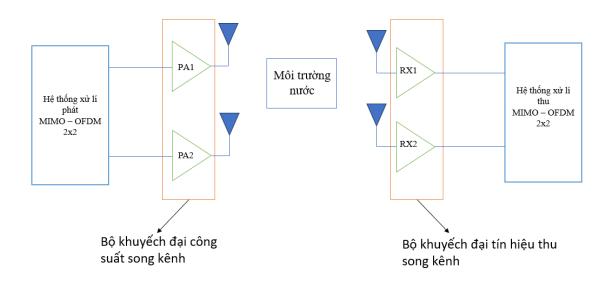
Với kịch bản thử nghiệm đầu tiên chúng tôi tiến hành theo sơ đồ ở Hình 4.1



Hình 4.1 Sơ đồ mô phỏng hệ thống qua mô hình kênh

Do chưa có sự thống nhất của mô hình kênh thủy âm MIMO nên chúng tôi tiến hành thay thế bằng mô hình kênh cơ bản fading Rayleigh, sau khi qua kênh tiến hiệu được cộng thêm nhiễu Gauss. Sau khi qua bộ thu xử lí và giải mã sẽ tiến hành đánh giá sai lỗi symbol so với bên phát ban đầu. Thực hiện so sánh mức độ sai lỗi giữa hai phương pháp: khôi phục sử dụng bộ cân bằng ZF, khôi phục bằng thuật toán tách sóng V-Blast ZF.

Với kịch bản thử nghiệm thứ hai sẽ phức tạp hơn do có thêm yếu tố thực nghiệm ngoài môi trường thật, mô tả hệ thống thực hiện thử nghiệm được diễn giải trên Hình 4.2



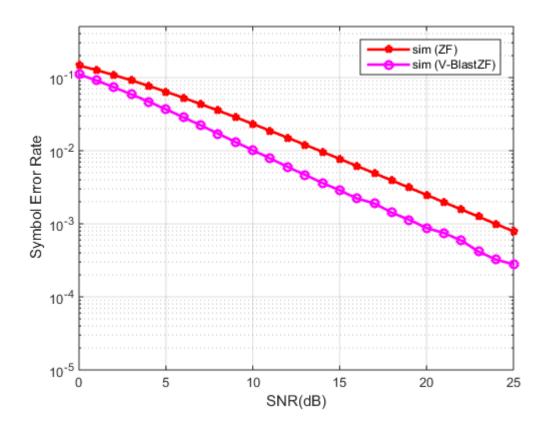
Hình 4.2 Sơ đồ thực hiện kịch bản thứ 2

Để thực hiện được sơ đồ trên cần chuẩn bị 01 bộ khuyếch đại công suất song kênh và 01 bộ khuyếch đại tín hiệu thu song kênh. Độ tăng ích của các mạch điện này sẽ được tinh chỉnh phù hợp với cự li thử nghiệm. Các bộ transducer và đầu thu hydrophone có vai trò và chức năng như các anten, ngoài ra so với mô phỏng qua mô hình kênh toán học thì kịch bản này cần 02 laptop đóng vai trò một chiếc như DSP xử lí tín hiệu phát và một chiếc như DSP xử lí tín hiệu thu.

Kết quả đánh giá theo từng kịch bản được trình bày lần lượt ở các mục 4.2 và 4.3.

#### 4.2 Kết quả mô phỏng qua kênh Fading Rayleigh

Thực hiện mô phỏng bằng phần mềm matlab, tham số SNR được cho tăng dần từ 0 dB đến 25 dB. Dòng bit vào được tạo ngẫu nhiên với số lượng là  $10^6$  bit trên mỗi luồng xử lí phát. Tiến hành điều chế ghép MIMO và cho qua kênh Rayleigh, bên thu thực hiện cân bằng ZF đánh giá SER được kết là đường màu đỏ, bên thu sử dụng bộ tách sóng V-Blast ZF đánh giá SER thu được đường màu hồng. Kết quả mô phỏng thu được ở Hình 4.3



Hình 4.3 Kết quả so sánh hệ thống khi dùng ZF và V-Blast ZF

Nhận xét: Ở cùng một mức SNR hệ thống sử dụng thuật toán tách sóng V-Blast ZF luôn cho SER bé hơn khi dùng bộ cân bằng ZF. SNR từ 10 dB trở lên thì SER hệ thống khi dùng V-Blast luôn tốt hơn ZF xấp xỉ 1.7241 (lần) hay 2.366 (dB).

#### 4.3 Các kết quả thu được khi xử lí truyền nhận qua môi trường thực tế

Để thực hiện được bài đo này cần thực hiện thiết kế phần mềm xử lí tín hiệu và thiết kế phần cứng hỗ trợ. Các kết quả nghiên cứu sẽ được trình bày theo các bước thiết kế.

### 4.3.1 Thiết kế hệ thống phát MIMO – OFDM 2x2

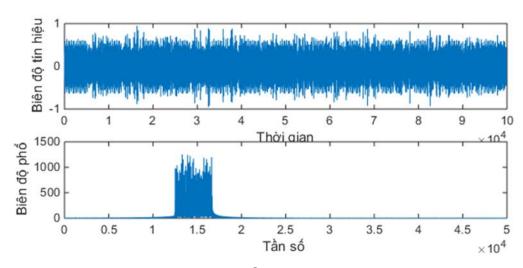
Chương trình phát đảm bảo có các chức năng như trên sơ đồ ở Hình 2.21. Tham số mô phỏng tạo tín hiệu phát được cho như Bảng 4.1:

Tham số mô phỏng	Giá trị
Dải tần	12 - 16 kHz
Số điểm FFT	1024
Độ dài GI	512
Tần số lấy mẫu	96 kHz
Kiểu điều chế	QPSK

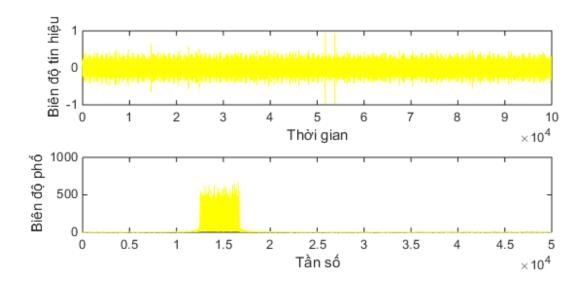
Bảng 4.1 Tham số mô phỏng trong đồ án

Hệ thống sử dụng dải tần từ 12 đến 16 kHz, nằm trong dải âm thanh nghe thấy của con người. Tốc độ lấy mẫu là 96 kHz theo thông số của thiết bị xử lí tín hiệu trong phòng nghiên cứu Wicom.

Thực hiện điều chế và ghép MIMO tôi thu được dạng sóng tương tự và phổ tần trên cửa sổ làm việc của Matlab như minh họa trên các Hình 4.4, Hình 4.5:



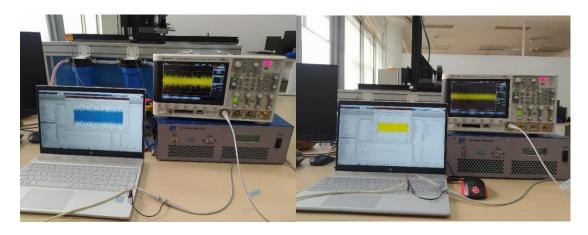
Hình 4.4 Dạng sóng điện và phổ của tín hiệu phát ở transducer 1



Hình 4.5 Dạng sóng điện và phổ của tín hiệu phát ở transducer 2

Do tính chất của hàm DAC trên Matlab – hàm "sound()" biên độ tín hiệu cần phát đi phải bé hơn hoặc bằng "1" nên biên độ tín hiệu trên các kết ở Hình 4.4 và 4.5 đều được điều chỉnh đảm bảo nhỏ hơn một, cực đại là 0.95.

Để đảm bảo chắc chắn đầu ra của laptop thực hiện điều chế MIMO – OFDM 2x2 có sóng điện tương tự, tôi tiến hành đo kiểm bằng thiết bị chuyên dụng là Osciloscope, quá trình kiểm thử được diễn ra tại Phòng thí nghiệm thông tin vô tuyến, tầng 7 thư viện Tạ Quang Bửu, thiết bị đo do Lab cung cấp, kết quả đo thu được tại hai kênh đầu ra của máy phát được biểu thị bằng Hình 4.6

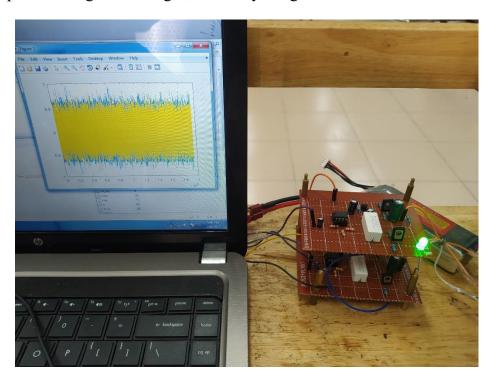


Hình 4.6 Kết quả đo kiểm đầu ra máy phát tín hiệu MIMO – OFDM 2x2

Hệ thống dùng sóng âm nên đầu ra của máy điều chế MIMO được dẫn qua Jack audio 3.5, đo kiểm trực tiếp sẽ dùng dây audio 3.5 kết nối với máy tính, đầu còn lại kẹp vào que đo của dao động kí điện tử Osciloscope. Với cài đặt phép đo kiểm này tôi đặt

mức Speaker của máy tính là 100 thì trên Osciloscope hiển thị sóng và cho biên độ đỉnh đinh  $V_{pp}\,$  của tín hiệu đầu ra cỡ 1.5 đến 2V.

Đối với mạch phát là một bộ khuyếch đại công suất Class AB dùng IC khuyếch đại thuật toán LF356 để tăng điện áp vào, ghép vào tầng khuyếch đại công suất sử dụng cặp BJT mắc kiểu đẩy – kéo. Độ lợi điện áp khi đo trên tải 4 (ohm) là 4V, công suất ra cỡ 2W phù hợp cho thử nghiệm tầm gần, cự li truyền ngắn.



Hình 4.7 Mạch phát sử dụng trong thử nghiệm

Mạch phát gồm 02 tầng, mỗi tầng sẽ khuyếch đại một luồng trong MIMO 2x2 và đưa ra Transducer. Nguồn cấp cho mạch là Adapter 12 - 16 V hoặc Pin 12V.

#### 4.3.2 Thiết kế hệ thống thu MIMO – OFDM 2x2

Máy tính đã có sẵn một microphone thu tín hiệu âm thanh như do hệ thống cần thu hai luồng đồng thời dẫn đến cần một bộ sound card âm thanh có thể thu đa luồng cung cấp đầu vào cho bộ xử lí. Trên Matlab để thu tín hiệu âm thanh 2 kênh chúng ta sử dụng câu lệnh:

```
%------
r=audiorecorder(flm,16,2);
recordblocking(r,10);
z=getaudiodata(r,'double');
audiowrite('inputmimo.wav',z,flm);
y11=z(:,1);
y22=z(:,2);
```

Trong đó lệnh " audiorecorder() " sẽ thực hiện công việc thu và xử lí số hóa cho hai dòng dữ liệu vào, flm là tần số lấy mẫu chung cho cả hệ thống. Thời gian thu tín hiệu được quyết định bởi lệnh " recordblocking() " , trong thí nghiệm tôi sẽ thu tín hiệu trong 10 giây. Đọc dữ liệu sau thời gian thu bằng "getaudiodata()", dữ liệu sau đó được tách thành hai luồng để đưa vào bộ xử lí MIMO. Do thực nghiệm có so sánh đánh giá giữa ZF và V-Blast nên cần lưu trữ dữ liệu đo để xử lí MIMO theo các cách khác nhau.

Các phần xử lí tiếp theo sẽ tuân theo sơ đồ ở Hình 2.23, trước khi vào bước xử lí ước lượng kênh và cân bằng kênh thì hai dòng dữ liệu thu được xử lí như nhau đều qua các bước đồng bộ, bỏ GI, thực hiện FFT, tách mẫu Pilot, bỏ Zero.

Tiến hành ước lượng kênh bên bộ thu thực hiện theo phương pháp LS ở công thức (2.7), tuy nhiên mẫu Pilot có chứa các kí tự "0" dẫn tới việc ước lượng sẽ xuất hiện các điểm không xác định trong kênh truyền H, để xử lí vấn đề này tôi tiến hành tách bỏ các vị trí không xác định và tiến hành phép nội suy thay thế để đáp ứng kênh đảm bảo chiều dài so với số mẫu thu Pilot. Công cụ tôi sử dụng trong Matlab để nội suy là hàm interp()

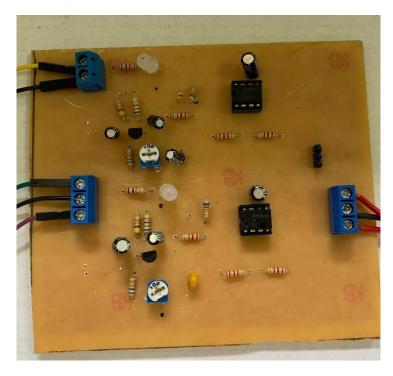
```
H11=interp(H11,2);
```

Trong mô phỏng số kí tự 0 chiếm một nửa chiều dài Pilot nên khi nội suy từ các giá trị sau khi loại bỏ bất định chỉ cần nội suy gấp 2 lần các mẫu kênh đã có.

Khi có đầy đủ cả bốn kênh tiến hành khôi phục bằng ZF hoặc V-Blast

Số sóng mang con mang dữ liệu có ích là N\_D, tiến hành cân bằng trên từng tần số từ 1 đến N\_D tuân thủ (2.15), (2.16), (2.17), (2.18), 2.19), (2.20), (2.21). Đoạn mã nguồn trên mô tả quá trình khôi phục bằng ZF, đầu ra được lưu lại theo biến R\_data.

Để đảm bảo cường độ tín hiệu thu, chúng tôi bổ sung thêm bộ thu âm thanh hai kênh tần số sử dụng kết hợp mạch EC của BJT và bộ KĐTT LF356N. Mạch thu cần đảm bảo bắt được tín hiệu, biên độ đầu ra sau khuyếch đại không được vượt quá 1V.

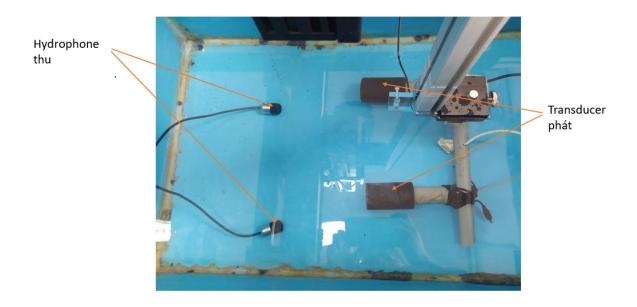


Hình 4.9 Mạch thu sử dụng trong thí nghiệm

Mạch thu có yêu cầu về chất lượng hơn nên được ưu tiên thiết kế layout PCB, tránh dược suy hao hàn ghép, nhiễu nền lớn do trở kháng mối hàn.

#### 4.3.3 Kết quả thử nghiệm hệ thống MIMO – OFDM 2x2

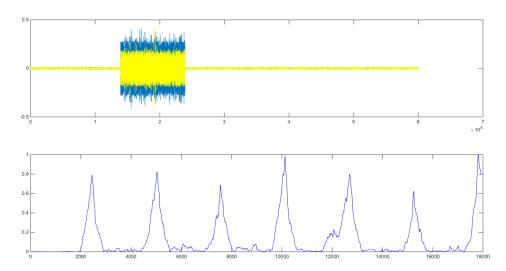
Hệ thống đầu thu phát được bố trí thử nghiệm tại Tầng 7 thư viện được sắp xếp ảnh trong Hình 4.10



Hình  $4.10~{\rm B\acute{o}}$  trí anten thử nghiệm ở bể thu tầng 7 thư viện

Thí nghiệm đo tại bể thử trên tầng 7 thư viện trường Bách Khoa, cự li giữa đầu thu phát khoảng 20cm, nhiệt độ nước 25 độ. Trong phạm vi bể nước này sẽ giảm được nhiễu bên ngoài vào hệ thống, cự li ngắn đảm bảo được mức thu tín hiệu ở mức tốt.

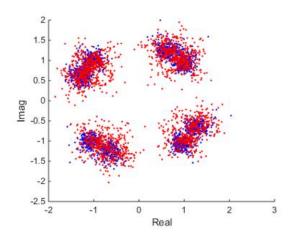
Kết quả thu:



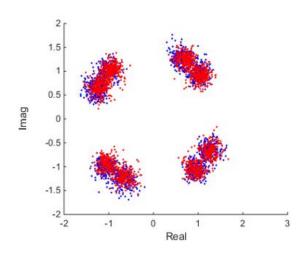
Hình 4.11 Tín hiệu thu thử nghiệm ở thư viện

Hình 4.10 gồm hai kết quả, hình phía trên là tín hiệu thu được ở máy tính thu, bên dưới là xung đồng bộ tín hiệu. Tín hiệu đồng bộ có dạng tam giác, mỗi đỉnh tam giác là điểm bắt đầu một OFDM symbol, đỉnh đầu tiên là điểm bắt đầu của khung dữ liệu đã truyền đi. Biên độ tín hiệu trung bình sau hệ thống khuyếch đại rơi vào khoảng 0.3V.

Xử lí tín hiệu thu được chòm sao giải mã theo hai phương pháp sử dụng ZF và V-Blast ZF thu được lần lượt là các Hình 4.12, 4.13:



Hình 4.12 Chòm sao giải mã theo ZF



Hình 4.13 Chòm sao giải mã theo V-Blast ZF

Nhận xét: Với cùng mẫu tín hiệu thu như ở Hình 4.11 phương pháp V-Blast ZF có 4 chòm sao giải mã QPSK bé hơn so với chòm sao giải mã của ZF. Đây là minh họa trực quan cho khả năng tách sóng giảm nhiễu của V-Blast. Giai mã bằng ZF xuất hiện các điểm sao bị can nhiễu và lấn sang các góc phần tư khác còn V-Blast ZF thì hạn chế được hiện tượng này. Các ngôi sao bị can vào lẫn nhau sẽ đưa ra kết quả giải mã sai.

KÉT QUẢ KHẢO SÁT CHẤT LƯỢNG THEO SER ĐO 10 LẦN..... DÙNG EXCEL VỄ VÀO XXXX

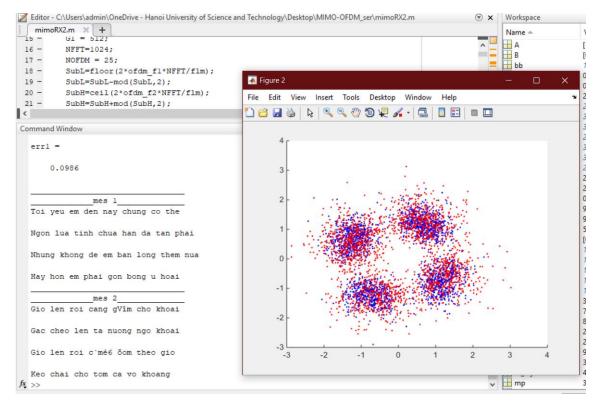
Hình 4.14 Kết quả so sánh SER của hai phương pháp

Thí nghiệm truyền bản tin dạng text ở hồ C1 – Đại Học Bách Khoa:



Hình 4.16 Thiết lập thí nghiệm dưới sự hướng dẫn của giảng viên

Dụng cụ thí nghiệm được chuẩn bị như trong Hình 4.16 phía bên trái, gồm máy tính xử lí thu, xử lí phát, mạch điện, bộ transducer phát, bộ hydrophone thu. Giảng viên hướng dẫn đo đạc, điều chỉnh vị trí anten. Bản tin phát là hai đoạn thơ ngắn, mỗi đoạn sẽ được truyền trên một luồng của MIMO, phía bên thu sẽ tiến hành giải mã và hiển thị đoạn text thu được.



Hình 4.17 Kết quả truyền bản tin

Sau khi thu và giải mã lại văn bản đã gửi thì kết quả được đưa trên Hình 4.17, đoạn văn xuất hiện lỗi cú pháp, một số câu khác với bản tin đã truyền và biểu đồ chòm sao bị nhòe hơn so với thử nghiệm trong bể nước. Mặc dù vậy hệ thống xử lí thu theo V-Blast vẫn có thể khôi phục gần như hoàn toàn văn bản, với sai lỗi chủ yếu ở bản tin số 2, hệ thống có SER = 10%.

#### 4.4 Tiểu kết chương

Nội dung chương bốn đã đề cập tới các phương án thử nghiệm đánh giá hệ thống: gồm hai phương án là sử dụng mô hình kênh, truyền dẫn qua môi trường thật. Ngoài ra, tôi đã đề cập các kết quả thu được sau khi xây dựng chương trình phát, thu của hệ thống MIMO – OFDM 2x2. Cuối chương là những kết quả đánh giá đo đạc trên thực nghiệm.

## CHUƠNG 5. KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG PHÁT TRIỂN

#### 5.1 Kết luận

Các kết quả đạt được cho thấy hệ thống mô phỏng được thiết lập tương đối giống với lí thuyết, đầy đủ các khối như trong lý thuyết. Chương trình thu phát hoạt động bình thường. Các kịch bản thử nghiệm đưa ra kết quả phù hợp với lí thuyết được đề cập tới.

Truyền dẫn MIMO OFDM thành công, phát thu và giải mã được bản tin chứng minh độ tin cậy của hệ thống. Hơn nữa kết quả còn đánh giá được độ hiệu quả của thuật toán V-Blast ZF cho tách sóng MIMO.

Tuy nhiên các kết quả cũng đưa ra hạn chế của giải thuật là độ phức tạp tăng lên, độ chính xác phụ thuộc vào ước lượng kênh cũng như ma trận ZF sinh ban đầu.

#### 5.2 Định hướng phát triển

Nghiên cứu về vấn đề giảm nhiễu trong hệ thống MIMO - OFDM vẫn đang là vấn đề được quan tâm và chú trọng. Dựa trên những nội dung của phương pháp được đưa ra, tôi có đưa ra những định hướng phát triển tiếp theo của đề tài đồ án là:

- Nghiên cứu cách ước lượng tỉ số SNR cho hệ thống để ứng dụng giải thuật MMSE
- Nghiên cứu bổ sung phương án giảm PAPR cho OFDM để cải thiện hệ thống phát
- Bổ sung thêm các thuật toán sửa lỗi mạnh để tăng hiệu năng sử dụng băng thông cho hệ thống
- Nâng cấp số lượng anten như thiết kế MIMO 4x4 hoặc 2x4.....

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Nguyễn Văn Đức (Chủ biên), Vũ Văn Yêm, Nguyễn Quốc Khương, *Thông tin vô tuyến*, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật, 2017.
- [2] Nguyễn Văn Đức, LÝ THUYẾT VÀ CÁC ỨNG DỤNG CỦA KỸ THUẬT OFDM, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật, Tái bản lần 2, 2018
- [3] H. Esmaiel, D. Jiang et al., "Multicarrier communication for underwater acoustic channel," Int'l J. of Communications, Network and System Sciences, vol. 6, no. 08, p. 361, 2013
- [4] P. A. van Walree, "Propagation and scattering effects in underwater acoustic communication channels," IEEE Journal of Oceanic Engineering,vol. 38, no. 4, pp. 614-631, 2013
- [5] V. D. Nguyen, V. H. Nguyen, Q. K. Nguyen and T. -D. Nguyen, "A Multi-Stage Method for Time Synchronization in Acoustic Underwater Communications," 2023 17th International Conference on Ubiquitous Information Management and Communication (IMCOM), Seoul, Korea, Republic of, 2023, pp. 1-4
- [6] Khuong Quoc Nguyen, Hung Dinh Do, Truong Xuan Hoa, Hanoi University of Science and Technology, "Vietnam, A New Decoder Method for OFDM with Carrier Frequency Pilot in Underwater Acoustic Communication Systems", ATC 2017
- [7] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," IEEE transactions on communications, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.
- [8] <a href="https://tinhte.vn/thread/video-mimo-la-gi-vi-sao-no-giup-ban-vao-wi-fi-nhanh-hon-on-dinh-hon.2678197/">https://tinhte.vn/thread/video-mimo-la-gi-vi-sao-no-giup-ban-vao-wi-fi-nhanh-hon-on-dinh-hon.2678197/</a>
- [9] A. Yusuff, A. Adenowo, and T. Hunton, "Performance analysis of antenna techniques on wireless communication systems," LAUTECH Journal of Engineering and Technology, vol. 13, no. 2, pp. 90–98, 2019.
- [10] K. Sarangi and A. Datta, "Capacity comparison of siso, simo, miso & mimo systems," in 2018 Second International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC). IEEE, 2018, pp. 798–801.
- [11] dsplog.com//2023-7-24

- [12] Nguyễn Kim Quang, Luận án tiến sĩ kĩ thuật: *GIẨM CAN NHIỄU TRONG HỆ THỐNG MIMO OFDM*, Mã số: 9.52.02.08, 2018
- [13] Tran Minh Hai, Saotome Rie, Suzuki Taisuki, Tomohisa Wada, "A Transceiver Architecture for Ultrasonic OFDM with Adaptive Doppler Compensation," International Journal of Information and Electronics Engineering, vol. 4, no. 3, 2014.
- [14] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, "Non-uniform Doppler compensation for zero-padded OFDM over fast-varying underwater acoustic channels," in OCEANS 2007-Europe. IEEE, pp.1-6, 2007.
- [15] Khuong Quoc Nguyen, Hung Dinh Do, Truong Xuan Hoa, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam, A New Decoder Method for OFDM with Carrier Frequency Pilot in Underwater Acoustic Communication Systems
- [16] Vũ Trung Kiên, Luận văn thạc sĩ *MÔ HÌNH KÊNH MIMO VÀ THUẬT TOÁN V-BLAST*, Mã số 2.07.00, 2017
- [17] Trần Thị Hường, Hiệu quả của mẫu Pilot cho ước lượng kênh truyền dẫn OFDM, Luận văn Thạc sĩ ngành: Kỹ thuật Điện tử; Mã số: 60 52 70. 2012
- [18] https://infonet.vietnamnet.vn/phuong-huong-phat-trien-cac-phuong-tien-thong-tin-lien-lac-cho-tau-ngam-5009649.html

## PHŲ LŲC