

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

-----***-----



NGUYỄN ĐÌNH THÁI

**NGHIÊN CỨU MÃ KHÔNG GIAN – THỜI GIAN
PHÂN TÁN CHO HỆ THỐNG VÔ TUYẾN
CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC**

LUẬN VĂN THẠC SỸ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

Hà Nội - 2020

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

-----***-----



NGUYỄN ĐÌNH THÁI

**NGHIÊN CỨU MÃ KHÔNG GIAN – THỜI GIAN
PHÂN TÁN CHO HỆ THỐNG VÔ TUYẾN
CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC**

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông

Mã số: 8.52.02.08

LUẬN VĂN THẠC SỸ KỸ THUẬT
(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC
PGS.TS. VŨ VĂN SAN

Hà Nội - 2020

LỜI CAM ĐOAN

Tôi cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi.

Các số liệu, kết quả nêu trong luận văn là trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác.

Học viên

Nguyễn Đình Thái

LỜI CẢM ƠN

Luận văn này đã khép lại quá trình học tập, nghiên cứu của học viên tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông. Học viên xin bày tỏ sự biết ơn sâu sắc tới Thầy hướng dẫn, PGS.TS. Vũ Văn San đã định hướng nghiên cứu và tận tình giúp đỡ, trực tiếp chỉ bảo trong suốt quá trình thực hiện luận văn. Đồng thời học viên cũng xin bày tỏ lòng biết ơn Lãnh đạo Học viện, các thầy cô của Khoa Đào tạo Sau Đại học, Khoa Viễn thông 1 tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông.

Trân trọng!

Hà Nội, tháng năm 2020
Học viên

Nguyễn Đình Thái

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC.....	iii
DANH MỤC HÌNH VẼ.....	v
DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT.....	vi
LỜI MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG I TỔNG QUAN VỀ TRUYỀN THÔNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC.....	2
1.1. Hệ thống truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra MIMO	2
1.1.1 Hệ thống truyền dẫn MIMO điểm-điểm	2
1.1.2 Dung lượng kênh truyền MIMO	4
1.1.3 Các phương pháp truyền dẫn MIMO	7
1.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác	9
1.2.1 Khái quát chung.....	9
1.2.2 Mô hình hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác	10
1.2.3 Các giao thức xử lý tín hiệu tại nút chuyển tiếp.....	13
1.2.4 Những thách thức đối với truyền thông vô tuyến hợp tác.....	14
1.3. Kết luận chương 1	17
CHƯƠNG II MÃ KHÔNG GIAN THỜI GIAN PHÂN TÁN CHO HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC	18
2.1. Khái quát chung	18
2.1.1. Mô hình hệ thống đa ăng-ten.....	18
2.1.2. Mã hóa khối không gian-thời gian	19
2.1.3. Bậc phân tập của mã khối không gian-thời gian	22
2.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng mã DSTC	23
2.2.1 Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác nút chuyển tiếp đơn ăng-ten sử dụng mã DSTC	23
2.2.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp đa ăng-ten sử dụng mã DSTC	29

2.2.3. Hệ thống tổng quát khi nút nguồn, nút chuyển tiếp và nút đích đều đa ăng-ten sử dụng mã DSTC	32
2.3. Mã không gian-thời gian phân tán trực giao (O-DSTC)	35
2.3.1 Khái quát chung.....	35
2.3.2 Các thiết kế của mã không gian-thời gian phân tán trực giao	35
2.4. Kết luận chương 2.....	38
CHƯƠNG III ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ KHÔNG GIAN - THỜI GIAN PHÂN TÁN TRỰC GIAO	39
3.1. Mô hình hệ thống.....	39
3.1.1. Mã O-DSTC khi hệ thống có hai nút chuyển tiếp.....	39
3.1.2. Mã O-DSTC khi hệ thống có bốn nút chuyển tiếp.....	41
3.2. Kịch bản, tham số mô phỏng đánh giá hiệu năng hệ thống.....	46
3.3. Các kết quả mô phỏng đánh giá hiệu năng hệ thống	46
3.4. Kết luận chương 3.....	49
KẾT LUẬN	50
TÀI LIỆU THAM KHẢO	

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Mô hình hệ thống MIMO điểm-điểm	2
Hình 1.2: Mô hình kênh MIMO tương đương	6
Hình 1.3: Một số kịch bản quá trình truyền dẫn từ nút nguồn đến nút đích trong....	11
Hình 1.4: Một số trường hợp truyền dẫn thực tế của truyền thông hợp tác.....	12
Hình 2.1 Hệ thống đa ăng - ten	18
Hình 2.2: Mô hình hệ thống truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng mã không gian-thời gian phân tán, nút chuyển tiếp đơn ăng - ten.....	24
Hình 2.3: Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp MRC-DSTC sử dụng giao thức AF.....	30
Hình 2.4: Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp MIMO- DSTC tổng quát	32
Hình 3.1: Hiệu năng của mạng chuyển tiếp với tín hiệu BPSK	47
Hình 3.2: Hiệu năng của mạng chuyển tiếp với tín hiệu QPSK	48

DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT

Viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
4G	The Fourth Generation	Hệ thống thông tin di động thế hệ thứ 4
AF	Amplify and Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm trắng cộng tính Gauss
CF	Compress-and- Forward	Nén và chuyển tiếp
CR	Cognitive Radio Systems	Mạng vô tuyến nhận thức
CRN	Cooperative Relay Network	Vô tuyến chuyển tiếp hợp tác
DF	Decode and Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DSTC	Distributed Space-Time Coding	Mã không gian-thời gian phân tán
DT	Direct Transmission link	Kênh truyền trực tiếp
FD	Full Duplex	Song công
HD	Half Duplex	Bán song công
IMT	International Mobile Telecommunications	Chuẩn truyền thông di động quốc tế
IPF	Imperfect Frequency synchronization	Không đồng bộ tần số
IPT	ImPerfect Time synchronization	Không đồng bộ thời gian
IRI	Inter-Relay Interference	Nhiều chuyển tiếp
ISI	Inter-Symbol Interference	Nhiều liên kí hiệu
LTE	Long Term Evolution	Các hệ thống phát triển dài hạn tiên tiến
LTE-A	LTE Advanced	Chuẩn LTE tiên tiến
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra

ML	Maximum-Likelihood	Giải mã hợp lý cực đại
MRC	Maximum Ratio Combining	Kết hợp tỉ số cực đại
OD	Orthogonal designs	Thiết kế mã trực giao
O-DSTC	Orthogonal DSTC	Mã DSTC trực giao
OSTBC	Orthogonal-Space Time Block Coding	Mã khối không gian-thời gian trực giao
PEP	Pairwise error probability	Xác suất lỗi theo cặp
PF	Perfect Frequency synchronization	Đồng bộ hoàn hảo về tần số
PT	Perfect Time synchronization	Đồng bộ hoàn hảo về thời gian
QOD	Quasi-Orthogonal Designs	Thiết kế cận trực giao
QO-DSTC	Quasi-Orthogonal DSTC	Mã DSTC cận trực giao
QO-STBC	Quasi-Orthogonal STBC	Mã STBC cận trực giao
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
SDM	Spatial Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo không gian
SISO	Single Input Single Output	Đơn đầu vào, đơn đầu ra
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Điện toán đám mây
STBC	Space-Time Block Coding	Mã khối không gian-thời gian
STC	Space-Time Code	Mã không gian- thời gian
STE	SpaceTime Encoder	Bộ mã hóa không gian thời gian
WAdN	Wireless Ad hoc Network	Mạng tùy biến không dây
WiFi	Wireless Fidelity	Mạng cục bộ vô tuyến
WiMAX	Worldwide interoperability for Mircrowave Access	Hệ thống tương thích toàn cầu qua truy nhập vi-ba
WSN	Wireles Sensor Network	Mạng cảm biến không dây

LỜI MỞ ĐẦU

Ngày nay cùng với sự phát triển của công nghệ điện tử viễn thông và công nghệ thông tin, tốc độ phát triển của các mạng di động cũng như nhu cầu của người dùng về các dịch vụ vô tuyến tăng rất nhanh. Tuy nhiên, chất lượng của các kênh truyền thông vô tuyến thường có tính chất không ổn định, biến đổi ngẫu nhiên theo không gian và thời gian. Trong các nguyên nhân tác động đến phẩm chất kênh truyền vô tuyến, có thể nói pha-đỉnh vô tuyến, đặc biệt là hiện tượng truyền sóng đa đường gây ảnh hưởng nghiêm trọng đến chất lượng tổng thể của hệ thống truyền thông không dây. Việc cải thiện chất lượng tín hiệu và giảm lỗi của kênh truyền vô tuyến dưới sự ảnh hưởng của pha-đỉnh là việc vô cùng khó khăn; kèm theo đó là ảnh hưởng của nhiễu Gauss (AWGN) đến chất lượng tín hiệu. Đồng thời, chúng ta cũng không thể sử dụng công suất phát cao hơn hoặc mở rộng băng thông vì điều đó đi ngược lại với yêu cầu của hệ thống thế hệ tiếp theo.

Phương thức truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) là một giải pháp hiệu quả hạn chế những tác động tiêu cực của hiện tượng pha-đỉnh đa đường và khai thác hiệu quả đặc tính không tương quan của các kênh truyền vô tuyến trong môi trường pha-đỉnh giàu tán xạ, nâng cao chất lượng truyền tin. Khái niệm mã không gian-thời gian phân tán DSTC đầu tiên được Y. Jindi và H. Jafarkhani [3] áp dụng ý tưởng mã không gian-thời gian (Space-Time Code: STC) trong hệ thống MIMO điểm-điểm lên mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác, giúp cho các thiết bị đơn ăng-ten vẫn có thể đạt được tăng ích phân tập không gian tương tự như hệ thống đa ăng-ten.

Luận văn nghiên cứu lý thuyết mã không gian-thời gian, mã không gian - thời gian phân tán và mã không gian-thời gian phân tán trực giao (O-DSTC) trong mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác đồng thời phân tích và đánh giá hiệu năng hệ thống khi sử dụng mã O-DSTC để đưa ra nhận xét và so sánh với các loại mã trước đó.

Nội dung luận văn “*Nghiên cứu mã không gian - thời gian phân tán cho hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác*” gồm có 3 chương:

Chương 1: Tổng quan về truyền thông vô tuyến chuyển tiếp hợp tác

Chương 2: Mã không gian thời gian phân tán cho hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác

Chương 3: Đánh giá hiệu năng mã không gian-thời gian phân tán trực giao

CHƯƠNG I

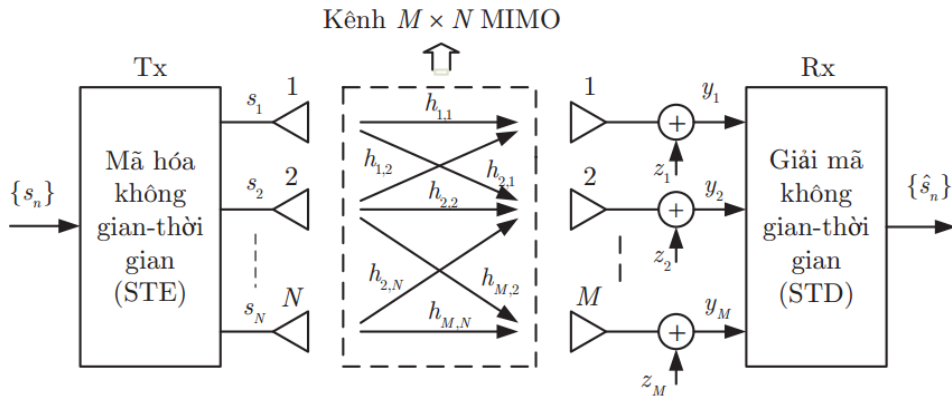
TỔNG QUAN VỀ TRUYỀN THÔNG VÔ TUYẾN

CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC

1.1. Hệ thống truyền dẫn đa đầu vào đa đầu ra MIMO

1.1.1 Hệ thống truyền dẫn MIMO điểm-điểm

Trong hệ thống truyền thông không dây, giới hạn của hiệu năng hệ thống luôn nằm ở lớp vật lý, do dung lượng có thể truyền bị giới hạn bởi độ khả dụng của phổ tần số, định luật truyền sóng vô tuyến và lý thuyết thông tin. Ba phương pháp cơ bản để tăng hiệu năng của mạng vô tuyến đó là: tăng mật độ triển khai các điểm truy cập (tức là tăng hệ số sử dụng lại tần số); bổ sung thêm băng tần hoặc áp dụng kỹ thuật tăng hiệu suất sử dụng phổ [2]. Do việc triển khai thêm các điểm truy cập cũng như cấp phát dải tần mới là tốn kém và không dễ dàng, nên nhu cầu tối đa hóa hiệu suất phổ trên một băng tần cho trước là điều tất yếu. Kỹ thuật MIMO (nhiều đầu vào nhiều đầu ra) là phương pháp khả thi nhất để cải thiện hiệu suất phổ bằng cách sử dụng chiều không gian.



Hình 1.1: Mô hình hệ thống MIMO điểm-điểm

Truyền dẫn MIMO hay kỹ thuật phân tập không gian đa ăng-ten trong truyền thông vô tuyến là một giải pháp hiệu quả chống lại ảnh hưởng của hiện tượng fading đa đường. Ba lợi ích cơ bản nhất của kỹ thuật truyền dẫn MIMO điểm-điểm đó là tăng ích phân tập (diversity gain), tăng ích mảng (array gain) và tăng ích ghép kênh

(multiplexing gain) mà không yêu cầu tăng thêm băng thông cũng như công suất phát[2]. Hệ thống MIMO yêu cầu trang bị đa ăng-ten ở cả máy phát và máy thu. Hình 1.1 minh họa hệ thống truyền dẫn MIMO điểm-điểm thông thường.

MIMO là các hệ thống truyền dẫn vô tuyến sử dụng đồng thời cả phân tập phát và thu với N ăng-ten phát và M ăng-ten thu như ở Hình 1.1. Chuỗi tín hiệu phát $\{s_n\}$ được mã hóa theo cả hai miền không gian (theo hướng các ăng-ten phát) và thời gian nhờ bộ mã hóa không gian thời gian (STE: SpaceTime Encoder). Tín hiệu sau khi được mã hóa không gian-thời gian (KG-TG) $\{\hat{s}_n\}$ được phát đi nhờ N ăng-ten phát. Máy thu sử dụng phân tập thu với M ăng-ten thu. Kênh tổng hợp giữa máy phát (Tx) và máy thu (Rx) có N đầu vào và M đầu ra, và vì vậy, được gọi là kênh MIMO $M \times N$. Kênh truyền giữa các ăng-ten máy phát (Tx) và ăng-ten máy thu (Rx) được gọi là một kênh đa đầu vào, đầu ra MIMO. Một hệ thống truyền dẫn trên kênh MIMO được gọi là hệ thống truyền dẫn MIMO [1].

Kênh truyền đơn giữa ăng-ten máy thu $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ và ăng-ten máy phát $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ được ký hiệu là h_{mn} . Tương tự như các hệ thống phân tập phát hoặc thu để tránh ảnh hưởng giữa các ăng-ten phát hoặc các ăng-ten thu với nhau khoảng cách yêu cầu tối thiểu giữa các phần tử ăng-ten ở các mảng ăng-ten phát hoặc thu là $\lambda/2$. Thực tế khoảng cách này cần phải lựa chọn vào khoảng vài bước sóng. Kênh MIMO trong trường hợp này được gọi là kênh MIMO không tương quan (uncorrelated MIMO channel). Trong trường hợp pha-đỉnh Rayleigh bằng phẳng (flatfading) không có tương quan, h_{mn} được mô hình hóa bằng một biến số Gauss phức có giá trị trung bình 0 và phương sai 1. Một kênh MIMO gồm N ăng-ten phát và M ăng-ten thu thường được biểu diễn bởi một ma trận số phức gồm M hàng và N cột như sau:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Định nghĩa các véc-tơ phát, thu và tap âm tương ứng là:

$$\begin{aligned}
\mathbf{s} &= [s_1, s_2, \dots, s_N]^T \\
\mathbf{y} &= [y_1, y_2, \dots, y_M]^T \\
\mathbf{z} &= [z_1, z_2, \dots, z_M]^T
\end{aligned} \tag{1.2}$$

ta có mối quan hệ giữa tín hiệu thu và phát biểu diễn qua phương trình sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{z} \tag{1.3}$$

Ở đây, tổng công suất phát trung bình trong một chu kỳ tín hiệu được giới hạn bằng P_T cho bất kỳ số lượng ăng ten phát N nào. Điều đó có nghĩa là, ma trận tương quan (covariance matrix) của \mathbf{s} , $\mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$, thỏa mãn điều kiện:

$$\text{trace}(\mathbf{R}_{ss}) = P_T \tag{1.4}$$

trong đó $\text{trace}(\mathbf{A})$ là "vết" của ma trận \mathbf{A} được tính bằng tổng tất cả các phần tử nằm trên đường chéo chính của \mathbf{A} ; \mathbf{z} là véc-tơ tạp âm với các phần tử z_m được mô phỏng bởi các biến số phức Gauss độc lập có phân bố như nhau và có cùng công suất trung bình σ^2 , tức là, $E\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\} = \sigma^2 \mathbf{I}_M$, trong đó \mathbf{I}_M biểu diễn một ma trận đơn vị với M hàng và M cột.

1.1.2 Dung lượng kênh truyền MIMO

Dung lượng kênh truyền (channel capacity) được định nghĩa là tốc độ có thể truyền dẫn tối đa với một xác suất lỗi tương đối nhỏ nào đó. Dung lượng của một kênh truyền chịu ảnh hưởng của tạp âm nhiễu cộng trắng Gauss theo định lý Shannon được tính như sau:

$$C_{\text{SISO}} = W \log_2(1 + \rho |h|^2) \text{ [bits/s]} \tag{1.5}$$

trong đó W là băng tần của kênh truyền tính bằng Hz và $\rho|h|^2$ chính là tỉ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) tại đầu vào máy thu. Từ các công thức trên chúng ta thấy rằng với một kênh vô tuyến có độ rộng băng tần nhất định không sử dụng phân tập không gian (SISO: Single Input Single Output) thì dung lượng kênh truyền tỉ lệ với SNR ở đầu vào máy thu theo luật logarith. Vì vậy, muốn tăng dung lượng kênh truyền thì chỉ có cách tăng công suất phát. Tuy nhiên, do mối quan hệ logarith nên dung lượng kênh truyền SISO tăng rất chậm [1].

Dựa vào phương trình biểu diễn mối quan hệ giữa thu và phát, ta sử dụng phương pháp SVD (Singular Value Decomposition) chúng ta có thể phân tích ma trận \mathbf{H} thành:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (1.6)$$

trong đó \mathbf{U} và \mathbf{V} là các ma trận đơn nhất (unitary), tức là $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_M$ và $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_N$. \mathbf{D} là một ma trận đường chéo với các giá trị không âm (≥ 0) trong đó các phần tử trên đường chéo là các giá trị căn bậc hai của các trị riêng (eigenvalue) của ma trận:

$$\Phi = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H & (M < N) \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H} & (M \geq N) \end{cases} \quad (1.7)$$

Thay \mathbf{H} ở (1.6) vào (1.2) ta có:

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (1.8)$$

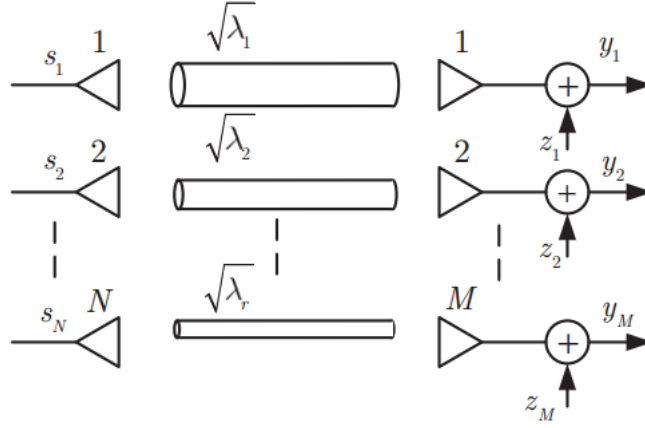
Nhân hai vế của phương trình trên với \mathbf{U}^H chúng ta thu được phương trình tương đương:

$$\mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{s}' + \mathbf{z}' \quad (1.9)$$

trong đó $\mathbf{y}' \triangleq \mathbf{U}^H\mathbf{y}$, $\mathbf{s}' \triangleq \mathbf{V}^H\mathbf{s}$, và $\mathbf{z}' \triangleq \mathbf{U}^H\mathbf{z}$. Để ý rằng do \mathbf{D} là một ma trận đường chéo với $r = \min(M, N)$ phần tử đầu tiên khác không, nên thông qua phép biến đổi SVD kênh MIMO đã được phân tích thành r kênh truyền song song hữu ích. $N - r$ kênh còn lại không đóng vai trò hữu ích. Hình 1.2 minh họa mô hình kênh MIMO tương đương với các giá trị riêng tương ứng với biên độ của độ lợi của các kênh song song. Ký hiệu các trị riêng khác không của ma trận Φ là λ_i , ta có thể biểu diễn công thức (1.9) ở dạng r kênh song song như sau:

$$y'_i = \sqrt{\lambda_i} s'_i + z'_i, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (1.10)$$

trong đó $\sqrt{\lambda_i}$ biểu diễn biên độ của độ lợi (tăng ích) kênh truyền tương đương thứ i . Dung lượng kênh truyền MIMO, vì vậy, là tổng dung lượng của r kênh song song.



Hình 1.2: Mô hình kênh MIMO tương đương

Giả sử công suất phát trên các ăng-ten phát là như nhau và được chuẩn hóa thành $\frac{P_T}{N}$. Do $s'_i = \mathbf{V}^H(i, :) \mathbf{s} = \mathbf{V}(:, i) \mathbf{s}$ với $\mathbf{A}(i, :)$ và $\mathbf{A}(:, i)$ tương ứng biểu diễn một véc-tơ xây dựng từ hàng i hay cột i của ma trận \mathbf{A} . Do đó công suất thu tại kênh thứ $i, i \leq r$, có thể tính được như sau:

$$\begin{aligned}
 P_{R_i} &= E \left\{ \left| \sqrt{\lambda_i} \mathbf{V}(:, i) \mathbf{s} \right|^2 \right\} = \lambda_i \mathbf{V}^H(:, i) E \left\{ \underbrace{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}_{\frac{P_T}{N} r} \right\} \mathbf{V}(:, i) \\
 &= \frac{\lambda_i P_T r}{N} \mathbf{V}(:, i) \mathbf{V}(:, i)^H = \frac{\lambda_i P_T r}{N}
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

trong đó $\mathbf{V}(:, i)^H \mathbf{V}(:, i) = 1$ dựa trên tính chất của ma trận unitary.

Tương tự, công suất tạp âm ở kênh i được tính như sau:

$$\begin{aligned}
 P_{N_i} &= E \left\{ \left| \mathbf{U}^H(i, :) \mathbf{z} \right|^2 \right\} = \mathbf{U}^H(i, i) E \left\{ \underbrace{\mathbf{z}^H \mathbf{z}}_{r N_0} \right\} \mathbf{U}^H(i, i) \\
 &= r \sigma_z^2 \mathbf{U}^H(i, i) \mathbf{U}^H(i, i) = r \sigma_z^2
 \end{aligned} \tag{1.12}$$

Từ các công thức trên ta có thể tính được tỉ số SNR ở kênh i :

$$\rho_i = \frac{\lambda_i P_T}{N \sigma_z^2} \tag{1.13}$$

Thay ρ_i vào công thức Shannon chúng ta có:

$$C_{\text{MIMO}} = W \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_i P_T}{N \sigma_z^2} \right) \quad (1.14)$$

Từ công thức (1.14) ta thấy dung lượng của một kênh MIMO bằng tổng dung lượng của r kênh SISO mà mỗi một kênh có độ tăng ích công suất là λ_i và công suất phát $\frac{P_T}{N}$. Điều này chứng tỏ rằng công nghệ MIMO cho phép một tuyến thông tin vô tuyến tạo ra được nhiều đường truyền tín hiệu khác nhau trong không gian nối liền giữa máy phát và máy thu. Do đó, kênh MIMO có hiệu suất phổ tần lớn hơn rất nhiều so với kênh SISO.

Sử dụng ma trận Φ , công thức dung lượng kênh truyền MIMO có thể biểu diễn một cách tổng quát như sau:

$$C_{\text{MIMO}} = \begin{cases} W \log_2 \det \left(\mathbf{I}_r + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) [\text{bits / s}] & \text{nếu } M < N \\ W \log_2 \det \left(\mathbf{I}_r + \frac{\rho}{N} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) [\text{bits / s}] & \text{nếu } M \geq N \end{cases} \quad (1.15)$$

Dựa vào công thức trên đã chứng minh được rằng dung lượng kênh truyền tăng tuyến tính theo số ăng-ten phát hoặc thu và có thể đạt đến r , tức là số ăng-ten tối thiểu sử dụng ở phía thu hay phát.

1.1.3 Các phương pháp truyền dẫn MIMO

Kết quả nghiên cứu về dung lượng kênh truyền MIMO đã tạo ra một làn sóng nghiên cứu các kỹ thuật truyền dẫn nhằm đạt được dung lượng lý thuyết mong muốn. Tiếp theo công trình chung với Gans, Foschini [x] đề xuất một hệ thống truyền dẫn theo lớp kết hợp với mã hóa nhằm đạt được dung lượng kênh truyền mong muốn. Tuy nhiên, kết quả nghiên cứu của Foschini cho thấy dung lượng kênh truyền MIMO thực tế chỉ là một đường giới hạn trên có thể đạt được nhờ kết hợp các phương pháp mã hóa và thuật toán có độ phức tạp hay giữ chậm không có giới hạn. Vì vậy, để có được các hệ thống truyền dẫn MIMO hiệu quả có thể ứng dụng trong thực tế, các công trình nghiên cứu về MIMO đã tập trung vào việc đề xuất các phương pháp truyền

dẫn thỏa mãn được sự cân bằng giữa độ lợi thu được từ kênh MIMO và độ phức tạp cần thiết[1]. Các phương pháp truyền dẫn này có thể phân loại thành hai nhóm sau:

- Ghép kênh phân chia theo không gian (SDM: Spatial Division Multiplexing): phương pháp này tập trung vào việc gia tăng tốc độ truyền dẫn bằng cách truyền đồng thời một loạt các luồng tín hiệu độc lập qua các ăng-ten phát và sử dụng các máy thu có độ phức tạp thấp để duy trì tỉ số lỗi bit cho phép. Phương pháp này cho phép thu được độ tăng ích ghép kênh (multiplexing gain) lớn.

- Mã không gian-thời gian (STC: Space-Time Codes): khác với phương pháp ghép kênh theo không gian, mã không gian-thời gian kết hợp việc mã hóa giữa các luồng tín hiệu để tối đa hóa độ tăng ích phân tập (diversity gain) nhằm giảm thiểu tỉ số lỗi bit (BER).

Các phương án truyền dẫn MIMO điểm-điểm thông thường gặp phải một số thách thức như:

- Hệ thống MIMO điểm-điểm bị ảnh hưởng lớn do tổn hao đường truyền và hiện tượng bóng che vô tuyến. Trong đó, tín hiệu bị suy hao quá lớn khi truyền từ máy phát đến máy thu trong trường hợp khoảng cách truyền dẫn lớn hoặc sử dụng tần số vô tuyến ở tần số cao. Ảnh hưởng của bóng che vô tuyến thường được xếp chồng với tổn hao đường truyền và xảy ra khi xuất hiện các vật thể che chắn kích thước lớn nằm trong môi trường truyền sóng vô tuyến.

- Yêu cầu đa ăng-ten tại các thiết bị đầu cuối làm tăng độ phức tạp và kích thước. Điều này gây ra sự khó khăn đối với các thiết bị cầm tay, các nút mạng trong mạng WAdN và WSN.

- Các chuỗi tần số vô tuyến RF sử dụng để phát tín hiệu một cách đồng thời có giá thành cao và khó triển khai cho các phần tử trong mạng WadN và WSN [2].

Những vấn đề nêu trên làm cho việc triển khai các phương án truyền dẫn MIMO trong thực tế gặp nhiều khó khăn như việc triển khai phân tập phát cho đường lên trong mạng thông tin di động tế bào hay thực hiện kỹ thuật phân tập không gian-thời gian điểm-điểm giữa các nút đầu cuối trong mạng.

1.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác

1.2.1 Khái quát chung

Phương thức truyền dẫn đa đầu vào-đa đầu ra MIMO là một giải pháp hiệu quả hạn chế những tác động tiêu cực của hiện tượng pha-đỉnh đa đường và khai thác hiệu quả đặc tính không tương quan của các kênh truyền vô tuyến trong môi trường pha-đỉnh giàu tán xạ, nâng cao chất lượng truyền tin. Tuy nhiên, yêu cầu trang bị đa ăng-ten tại các thiết bị đầu cuối của hệ thống MIMO làm tăng độ phức tạp và kích thước thiết bị. Bên cạnh đó, trong một số trường hợp truyền dẫn thực tế như: khoảng cách vật lý giữa máy thu và máy phát quá xa; hệ thống sử dụng dải tần số vô tuyến siêu cao; xuất hiện các vật thể che chắn kích thước lớn trong môi trường truyền dẫn hoặc công suất phát xạ tín hiệu của máy phát bị hạn chế thì các giải pháp truyền dẫn MIMO điểm-điểm triển khai không có hiệu quả. Phương thức truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp hợp tác dựa trên nguyên tắc của chuyển tiếp vô tuyến, trong đó các thiết bị đầu cuối đơn ăng-ten nhờ sự trợ giúp chuyển tiếp tín hiệu của các nút (trạm) trung gian vẫn có thể nhận được những lợi ích tương tự như hệ thống MIMO điểm-điểm mà không gặp phải các hạn chế như các thiết bị đa ăng-ten. Phương thức truyền dẫn này thông qua sự hỗ trợ và cộng tác của các nút trung gian tạo nên mạng các ăng-ten ảo cho phép hệ thống nhận được tăng ích ghép kênh, tăng ích phân tập hay tăng ích mảng và được gọi là truyền thông hợp tác (cooperative communication) hay vô tuyến chuyển tiếp hợp tác (CRN: Cooperative Relay Network) [2].

Truyền thông hợp tác có khả năng tăng dung lượng kênh truyền hoặc thông lượng truyền dẫn, mở rộng vùng phủ sóng, nâng cao phẩm chất hệ thống, giảm công suất phát trong khi vẫn đảm bảo vùng phủ sóng, giảm kích thước và giá thành thiết bị cũng như việc triển khai hệ thống mạng. Ngày nay, nhiều giải pháp kỹ thuật dựa trên truyền thông hợp tác đã và đang được khuyến nghị cho các hệ thống thông tin vô tuyến khác nhau như: chuẩn tiến hóa dài hạn (LTE: Long Term Evolution), chuẩn LTE tiên tiến (LTE-A: LTE Advanced) cho hệ thống thông tin di động thế hệ thứ 4 (4G: the Fourth Generation), chuẩn truyền thông di động quốc tế (IMT: International Mobile Telecommunications), các chuẩn IEEE 802.16j và IEEE 802.16m trong hệ

thống tương thích toàn cầu qua truy nhập vi-ba (WiMAX: Worldwide interoperability for Microwave Access), các chuẩn IEEE 802.11s và IEEE 802.11n cho các mạng cục bộ vô tuyến (WiFi: Wireless Fidelity), các mạng tùy biến không dây (WAdN: Wireless Adhoc Network), các mạng cảm biến không dây (WSN: Wireless Sensor Network) và các mạng vô tuyến nhận thức (CR : Cognitive Radio Systems). Cuối cùng, kỹ thuật chuyển tiếp vô tuyến hợp tác còn được xác định là một trong những giải pháp kỹ thuật đầy hứa hẹn nhưng cũng nhiều thách thức cho hệ thống thông tin di động thế hệ thứ 5 (5G: the fifth Generation).

1.2.2 Mô hình hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác

Không giống như kỹ thuật truyền dẫn MIMO điểm-điểm truyền thống, truyền thông hợp tác cho phép các trạm (nút) trung gian trong môi trường truyền sóng vô tuyến có thể chia sẻ ăng-ten của mình cho các nút khác trong mạng sử dụng. Nhờ vậy, có thể cải thiện tăng ích phân tập hợp tác, tăng dung lượng truyền dẫn, mở rộng vùng phủ sóng, nâng cao phẩm chất hệ thống, giảm kích thước và giá thành triển khai mạng. Trong trường hợp tổng quát, quá trình truyền dẫn tín hiệu từ nút nguồn đến nút đích trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác MIMO một chiều, hai chặng diễn ra trong hai pha truyền dẫn: i) pha quảng bá, nút nguồn phát tín hiệu một cách quảng bá, nút chuyển tiếp, nút đích hoặc cả hai nhận tín hiệu; ii) pha hợp tác, nút nguồn hoặc nút chuyển tiếp hoặc cả hai phát tín hiệu đến nút đích [2]. Hình 1.3 minh họa một số kịch bản quá trình truyền dẫn của một hệ thống truyền thông hợp tác điển hình, cụ thể như sau:

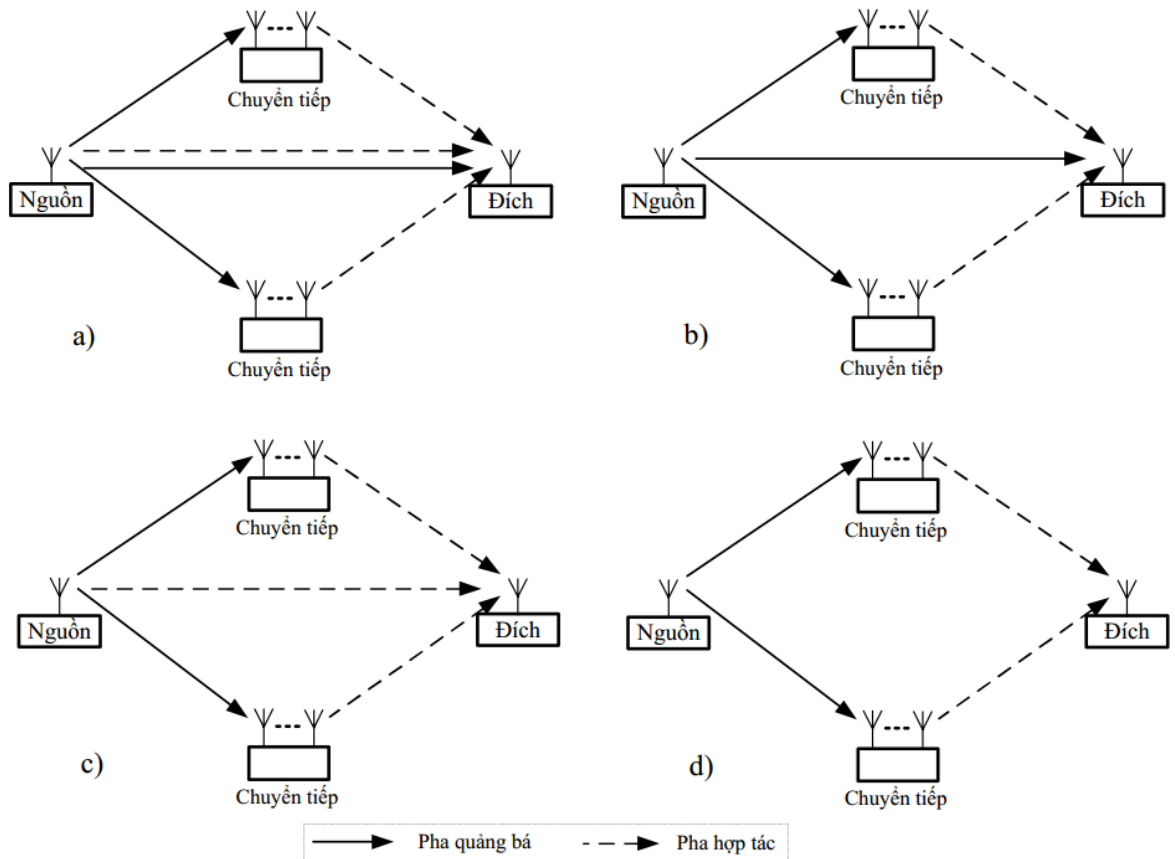
- Kịch bản truyền dẫn thứ nhất được minh họa trong Hình 1.3 a). Pha thứ nhất, nút nguồn phát tín hiệu quảng bá đến các nút chuyển tiếp và nút đích. Pha thứ hai, nút nguồn và các nút chuyển tiếp phát tín hiệu đến nút đích. Nút đích sử dụng kỹ thuật kết hợp tỉ số cực đại (MRC: Maximum Ratio Combining) để kết hợp các phiên bản tín hiệu thu được trong cả hai pha truyền dẫn.

- Kịch bản truyền dẫn thứ hai được minh họa như Hình 1.3 b). Quá trình truyền dẫn trong pha quảng bá giống như kịch bản truyền dẫn thứ nhất. Tuy nhiên, trong pha

thứ hai, các nút chuyển tiếp phát tín hiệu đến nút đích, còn nút nguồn chuyển sang chế độ im lặng.

- Kịch bản truyền dẫn thứ ba như minh họa trong Hình 1.3 c). Quá trình truyền dẫn trong kịch bản này gần giống như kịch bản truyền dẫn thứ hai. Điểm khác biệt là nút đích chỉ thu tín hiệu từ nguồn trong pha hợp tác mà không thu tín hiệu trong pha quảng bá.

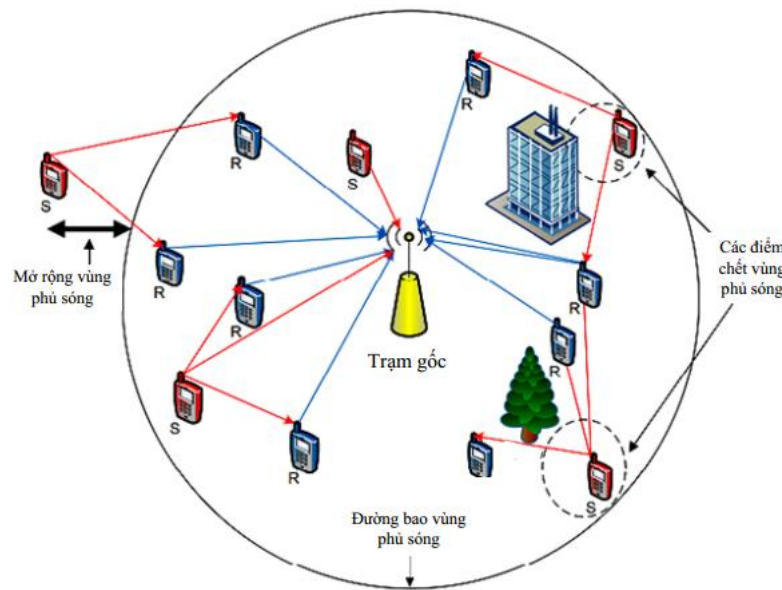
-Hình 1.3d) minh họa kịch bản truyền dẫn thứ tư. Trong kịch bản này, không tồn tại kênh truyền trực tiếp (DT: Direct Transmission link) giữa nguồn và đích trong cả hai pha truyền dẫn. Quá trình truyền dẫn từ nút nguồn đến nút đích hoàn toàn dựa vào sự kết hợp chuyển tiếp tín hiệu nhờ sự trợ giúp của các nút chuyển tiếp.



Hình 1.3: Một số kịch bản quá trình truyền dẫn từ nút nguồn đến nút đích trong truyền thông hợp tác MIMO

Trong thực tế, kịch bản truyền dẫn thứ nhất và thứ tư thường được quan tâm nghiên cứu nhiều nhất. Kịch bản truyền dẫn thứ nhất cho phép hệ thống nhận được

tăng ích phân tập hợp tác lớn nhất nhờ nút đích có thể kết hợp tất cả phiên bản tín hiệu truyền qua kênh trực tiếp nguồn đích và các kênh truyền qua nút chuyển tiếp. Kịch bản truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp hợp tác hoàn toàn thứ tư cho chất lượng tổng thể của hệ thống kém nhất do không có sự hỗ trợ của tín hiệu kênh nguồn đích. Thực tế, kênh truyền trực tiếp từ nguồn đến đích trong nhiều trường hợp có thể coi như không tồn tại vì tỉ số SNR thu quá nhỏ do ảnh hưởng bởi công suất phát hạn chế, tổn hao đường truyền lớn do khoảng cách quá xa, ảnh hưởng bởi hiện tượng bóng che vô tuyến và trong trường hợp MS ở biên của tế bào như minh họa trong Hình 1.4. Đặc biệt trong các mạng WAdN và WSN, các nút mạng có công suất phát hạn chế do đó kênh truyền DT từ nút nguồn đến nút đích có chất lượng rất kém và thường được giả thiết là không tồn tại.



Hình 1.4: Một số trường hợp truyền dẫn thực tế của truyền thông hợp tác

Về mặt lý thuyết, nếu tồn tại kênh DT trong mạng vô tuyến hợp tác, nút đích thường sử dụng kỹ thuật MRC để kết hợp giữa tín hiệu nhận được từ các nút chuyển tiếp và tín hiệu nhận được qua kênh DT nhằm đạt được phân tập hợp tác tối ưu nhất. Nghĩa là, các phân tích phẩm chất hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác MIMO khi xét có sự tồn tại kênh DT có thể dễ dàng mở rộng từ các kết quả nghiên cứu hệ thống khi không xét đến sự tồn tại của kênh DT. Xuất phát từ thực tế và cơ sở phân tích lý thuyết trên, luận văn chỉ tập trung nghiên cứu mô hình hệ thống vô tuyến chuyển tiếp

hợp tác MIMO không tồn tại kênh DT. Nghĩa là, các mô hình truyền thông hợp tác MIMO có phẩm chất hệ thống kém nhất sẽ được phân tích và nghiên cứu nhằm đưa ra các giải pháp nâng cao phẩm chất tổng thể của hệ thống.

1.2.3 Các giao thức xử lý tín hiệu tại nút chuyển tiếp

Trong truyền thông hợp tác, cách thức xử lý tín hiệu của nút chuyển tiếp trong việc nhận tín hiệu phát từ nút nguồn và phát lại đến nút đích được gọi là giao thức chuyển tiếp. Một số giao thức xử lý tín hiệu tại nút chuyển tiếp gồm: khuếch đại và chuyển tiếp (AF: Amplify and Forward); giải mã và chuyển tiếp (DF: Decode and Forward); hợp tác mã (Coded cooperation); nén và chuyển tiếp (CF: Compress-and-Forward). Tùy theo năng lực phần cứng, yêu cầu và mục đích thiết kế của mạng mà có thể áp dụng các giao thức khác nhau. Luận văn tập trung vào hai giao thức phổ biến nhất là DF và AF [2].

- Giao thức khuếch đại và chuyển tiếp (AF). Giao thức AF là giao thức chuyển tiếp xử lý tín hiệu đơn giản nhất. Trong đó, nút chuyển tiếp chỉ đơn giản nhận tín hiệu từ nút nguồn, khuếch đại phiên bản tín hiệu bao gồm cả tạp âm và phát lại tới nút đích. Giao thức chuyển tiếp AF làm việc dựa trên cơ sở hoạt động của bộ khuếch đại lặp. Giao thức AF tuy điểm đơn giản, nhưng chịu ảnh hưởng của hiện tượng khuếch đại tạp âm.

- Giao thức giải mã và chuyển tiếp (DF) Trong giao thức DF, nút chuyển tiếp tiến hành giải điều chế tín hiệu thu được từ nút nguồn, loại bỏ tạp âm, tái điều chế tín hiệu và chuyển tiếp đến nút đích. Giao thức DF khắc phục được nhược điểm “khuếch đại tạp âm” của giao thức AF, nhưng có độ phức tạp tính toán cao và bị ảnh hưởng bởi hiện tượng lan truyền lỗi nếu việc giải điều chế tín hiệu bị sai. Trong trường hợp có thể chấp nhận độ phức tạp xử lý tại nút chuyển tiếp, mã kênh sẽ được thêm vào tín hiệu băng gốc tại nút nguồn trước khi tiến hành điều chế và phát quảng bá đến các nút chuyển tiếp. Tại nút chuyển tiếp, sau khi giải điều chế tín hiệu nhận được từ nút nguồn, nút chuyển tiếp sẽ tiến hành tự kiểm tra và sửa lỗi tín hiệu nhờ sự hỗ trợ của mã kênh. Khi đó, nút chuyển tiếp thường giả thiết có khả năng giải mã chính xác tín hiệu nhận từ nút nguồn và không xảy ra hiện tượng lan truyền lỗi.

1.2.4 Những thách thức đối với truyền thông vô tuyến hợp tác

Các nghiên cứu về truyền thông hợp tác đã đạt được nhiều thành tựu đáng ghi nhận trong việc nâng cao phẩm chất hệ thống, cải thiện tăng ích ghép kênh và tăng ích phân tập hợp tác. Tuy nhiên, một số thách thức đối với phương thức truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp hợp tác đặt ra bài toán cần có những giải pháp hiệu quả hơn trong việc nâng cao độ ổn định và tin cậy truyền tin:

a) Hiện tượng không đồng bộ

Trong truyền thông hợp tác, quá trình truyền dẫn tín hiệu từ nút nguồn đến nút đích thường diễn ra trong hai pha gồm pha truyền dẫn thứ nhất (pha quảng bá) và pha truyền dẫn thứ hai (pha hợp tác). Pha truyền dẫn thứ nhất, nút nguồn phát quảng bá tín hiệu của mình đến các nút chuyển tiếp. Các nút chuyển tiếp xử lý tín hiệu nhận được từ nút nguồn và hợp tác với nhau phát lại đến nút đích trong pha truyền dẫn thứ hai. Hầu hết các công trình nghiên cứu trước đây về vô tuyến chuyển tiếp hợp tác trong pha truyền dẫn thứ hai tập trung sử dụng các kỹ thuật truyền dẫn đồng thời với giả thiết đồng bộ hoàn hảo về tần số (PF: Perfect Frequency synchronization) và đồng bộ hoàn hảo về thời gian (PT: Perfect Time synchronization). Tuy nhiên, các giả thiết PF và PT rất khó đạt được trong các hệ thống truyền thông hợp tác triển khai trong thực tế do tính chất phân tán tự nhiên của các nút chuyển tiếp, đặc tính kênh truyền khác nhau, đặc biệt là tính chất chuyển động theo các vận tốc, hướng di chuyển khác nhau của các nút mạng. Xét trong miền tần số, không đồng bộ tần số (IPF: Imperfect Frequency synchronization) có thể xảy ra do mỗi nút trong mạng truyền thông hợp tác sử dụng một bộ dao động nội (local oscillator) khác nhau dẫn đến các tần số công tác tạo ra bởi chúng luôn có một sự sai khác nhất định so với tần số công tác danh định. Ngoài ra, truyền thông vô tuyến còn bị ảnh hưởng bởi tính chất dịch chuyển tương đối giữa máy phát và máy thu, sự chuyển động của các vật cản, che chắn lớn nằm trong không gian truyền dẫn làm cho tín hiệu nhận được tại máy thu có sự dịch tần theo hiệu ứng trải tần Doppler. Không đồng bộ thời gian (IPT: Imperfect Time synchronization) xảy ra trong các hệ thống vô tuyến hợp tác do khoảng cách vật lý giữa các nút chuyển tiếp tới nút đích khác nhau. Hậu quả, các phiên bản tín hiệu nhận

được tại nút đích từ các nút chuyển tiếp khác nhau sẽ có thời gian trễ truyền dẫn khác nhau. Hiện tượng các phiên bản tín hiệu thu khi có sự sai khác về thời gian trễ truyền dẫn, tần số hoặc cả hai, và gọi chung là hiện tượng không đồng bộ (asynchronous) hoặc đồng bộ không hoàn hảo (imperfect synchronization). Tác hại của hiện tượng không đồng bộ là tín hiệu kết hợp giữa các thành phần tín hiệu thu này có thêm thành phần nhiễu liên ký tự (ISI: Inter-Symbol Interference). Ngoài ra, thành phần nhiễu ISI tồn tại trong tín hiệu thu còn làm tăng công suất tạp âm tương đương hay giảm tỉ số tín hiệu trên tạp âm tổng thể của hệ thống.

b) Yêu cầu nhiễu chuỗi RF tại các nút chuyển tiếp

Truyền thông hợp tác không những cho phép nâng cao hiệu suất sử dụng phổ mà còn có thể nhận được sự cải thiện độ tin cậy của kênh truyền nhờ tăng ích phân tập hợp tác. Với các hệ thống vô tuyến hợp tác đơn ăng-ten, bậc phân tập hợp tác toàn phần có thể bằng với tổng số nút chuyển tiếp tham gia vào mạng. Trong trường hợp các nút mạng được trang bị đa ăng-ten, khả năng cải thiện phân tập hợp tác tăng theo số ăng-ten được trang bị tại các nút. Sự cải thiện phẩm chất hệ thống này phụ thuộc vào số ăng-ten sử dụng đồng thời tại tất cả các nút chuyển tiếp và các nút đầu cuối. Tuy nhiên, việc triển khai nhiều ăng-ten trên cùng một thiết bị, đặc biệt tại các nút chuyển tiếp trong mạng WAdN hay WSN, nảy sinh nhiều khó khăn do các giới hạn về kích thước, nguồn tiêu thụ, các chuỗi tần số vô tuyến (RF: Radio Frequency) và các bộ khuếch đại.

c) Sử dụng phương thức chuyển tiếp FD hay HD?

Phương thức thu, phát tín hiệu cao tần tại các nút chuyển tiếp trong mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác có thể là song công (FD: Full Duplex), trong đó, nút chuyển tiếp sẽ thực hiện thu và phát tín hiệu cao tần tại cùng một tần số và tại cùng một thời điểm, hoặc phương thức chuyển tiếp bán song công (HD: Half Duplex), trong đó nút chuyển tiếp sẽ thực hiện thu, phát trên hai tần số hoặc trong các khoảng thời gian khác nhau. Phương thức FD cho phép hệ thống đạt được hiệu suất sử dụng phổ tần cao, tốc độ truyền dẫn lớn. Tuy nhiên, khi thực hiện thu, phát trên cùng một tần số đồng thời sẽ sinh ra thành phần xuyên nhiễu ngay tại nội bộ nút chuyển tiếp (IRI:

Inter-Relay Interference). Do đó, khi áp dụng phương thức FD đòi hỏi mỗi nút chuyển tiếp phải sử dụng bộ triệt xuyên nhiễu nội bộ để nâng cao phẩm chất tổng thể của hệ thống. Về mặt lý thuyết, chúng ta có thể loại bỏ hoàn toàn xuyên nhiễu IRI do thành phần nhiễu trong tín hiệu thu chính là tín hiệu phát đã biết. Tuy nhiên trong thực tế luôn xảy ra lỗi khi loại bỏ IRI do sự không hoàn hảo của các bộ san bằng, đặc tính kênh và công suất của nhiễu IRI lớn hơn rất nhiều so với công suất của tín hiệu có ích. Ngược lại, phương thức HD có hiệu suất sử dụng phổ tần không cao do phải sử dụng một tần số cho hướng thu và một tần số khác cho hướng phát hoặc thu phát tại các khe thời gian khác nhau nếu sử dụng chung một tần số cho thu, phát. Nhưng bù lại phương thức HD có ưu điểm đơn giản, dễ triển khai và áp dụng trong các hệ thống thực tế. Vì vậy, trong thực tế phương thức HD thường được sử dụng nhiều hơn cho quá trình thu, phát tín hiệu của các nút chuyển tiếp.

d) Lựa chọn đối tác, tăng thời gian trễ tổng thể, lập lịch phức tạp và tăng trường mã đầu

Ngoài những thách thức cơ bản ảnh hưởng trực tiếp đến phẩm chất, độ tin cậy và hiệu suất sử dụng phổ, truyền thông hợp tác còn gặp phải một số khó khăn khác so với các hệ thống truyền thông điểm-điểm như sau:

- Lựa chọn đối tác: Trong giai đoạn thiết lập hệ thống, nút nguồn gửi bản tin khởi tạo quá trình truyền dẫn. Vấn đề xác định đối tác và chuyển tiếp tối ưu là một nhiệm vụ khó khăn trong triển khai các hệ thống truyền dẫn thực tế.

- Tăng thời gian trễ tổng thể: Trong mạng truyền thông hợp tác, các nút chuyển tiếp sẽ phải nhận tín hiệu, giải mã sau đó lại thực hiện mã hóa và phát lại. Sự phối hợp xử lý giữa nhiều nút sẽ làm tăng thời gian trễ tổng thể của mạng. Do đó, những dịch vụ nhạy cảm với trễ như thoại, truyền hình dễ bị ảnh hưởng chất lượng khi sử dụng kỹ thuật truyền thông hợp tác.

- Lập lịch phức tạp: Trong các hệ thống hợp tác, không những truyền dẫn của các nút đầu cuối mà còn của các nút chuyển tiếp cũng phải được sắp xếp, phối hợp. Do đó, độ phức tạp sẽ tăng khi có nhiều đầu cuối và các nút chuyển tiếp tham gia trong mạng so với hệ thống truyền dẫn điểm-điểm.

- Tăng kích thước trường mã đầu: Điều khiển truy nhập, đồng bộ, lập lịch và các bảo mật sẽ được thêm vào trong các hệ thống truyền thông hợp tác, việc này làm tăng kích thước của trường mã đầu so với hệ thống truyền dẫn không hợp tác.

1.3. Kết luận chương 1

Chương này đã trình bày các khái niệm cơ bản về hệ thống MIMO điểm - điểm, dung lượng kênh truyền MIMO và các phương pháp truyền dẫn MIMO. Phương thức truyền dẫn MIMO điểm-điểm bị ảnh hưởng lớn bởi hiện tượng bóng dâm, cự ly truyền dẫn lớn. Sử dụng phương thức truyền thông vô tuyến chuyển tiếp hợp tác được trình bày sẽ giải quyết những nhược điểm trên của các giải pháp truyền thông vô tuyến điểm- điểm.

CHƯƠNG II

MÃ KHÔNG GIAN THỜI GIAN PHÂN TÁN CHO HỆ THỐNG VÔ TUYẾN CHUYỂN TIẾP HỢP TÁC

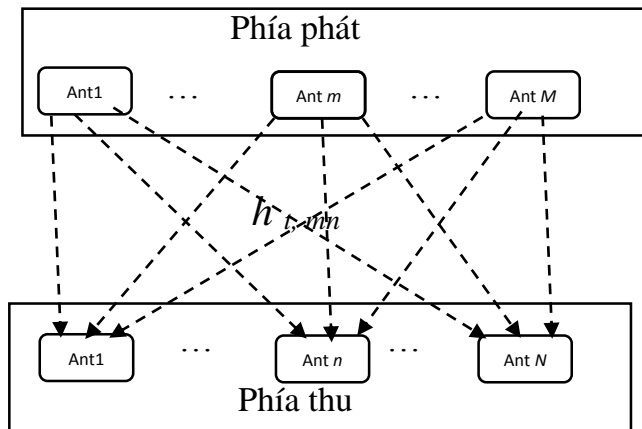
2.1. Khái quát chung

Ý tưởng về mã không gian-thời gian phân tán (DSTC) bắt nguồn từ mã khối không gian -thời gian (STBC), có nghĩa nếu mã STBC sử dụng cho hệ thống MIMO điểm - điểm cho phép hệ thống nhận được tăng ích phân tập không gian thì một câu hỏi đặt ra “Liệu sử dụng mã STBC nhờ sự hợp tác của các nút chuyển tiếp trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp có giúp hệ thống nhận được tăng ích phân tập để cải thiện phẩm chất hay không?”.

Chương này trình bày các vấn đề cơ bản của mã STBC, bậc phân tập của một hệ thống MIMO điểm - điểm khi sử dụng mã STBC và ứng dụng của mã STBC trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác.

2.1.1. Mô hình hệ thống đa ăng-ten

Một hệ thống đa ăng-ten có hai người dùng. Một là máy phát và một là máy thu. Máy phát có M ăng ten phát và máy thu có N ăng ten thu, như minh họa trong Hình 2.1. Có một kênh không dây giữa mỗi cặp ăng-ten phát và thu. Với mô hình kênh pha-đỉnh Rayleigh, tại khe thời gian thứ t , kênh giữa ăng ten phát thứ m và ăng ten thu thứ n có thể được biểu diễn bằng hệ số lan truyền, $h_{t,mn}$.



Hình 2.1 Hệ thống đa ăng-ten

Đối với mỗi khe thời gian truyền đi, một tín hiệu (chưa mã hóa hoặc đã mã hóa) có thể được gửi từ mọi ăng ten phát. Tại khe thời gian thứ t , ký hiệu các tín hiệu được gửi bởi các ăng ten phát M là s_{t1}, \dots, s_{tM} , tương ứng. Gọi công suất phát trung bình của máy phát là P . Các tín hiệu phải được chia tỷ lệ theo hệ số công suất phụ thuộc P trước khi được gửi đi, ký hiệu là $\sqrt{\beta_{\text{MIMO}}}$. Mọi ăng ten tại máy thu nhận được tín hiệu là tập hợp của các tín hiệu được gửi từ tất cả các ăng ten phát được tính trọng số bởi các hệ số kênh tương ứng. Tín hiệu nhận được cũng bị nhiễu do ảnh hưởng của nhiễu. Chúng ta ký hiệu nhiễu tại anten thu thứ n bằng w_n . Tín hiệu nhận được tại ăng ten thu thứ n , được ký hiệu là x_n , có thể xác định

$$x_n = \sqrt{\beta_{\text{MIMO}}} \sum_{m=1}^M s_{tm} h_{t,mn} + w_n \quad (2.1)$$

Với khe thời gian thứ t , nếu chúng ta xác định véc tơ của các tín hiệu được truyền đi là $\mathbf{s}_t \triangleq [s_{t1} \ s_{t2} \ \dots \ s_{tM}]$, véc tơ của các tín hiệu nhận được là $\mathbf{x}_t \triangleq [x_{t1} \ x_{t2} \ \dots \ x_{tN}]$, véc tơ của các tín hiệu nhiễu là $\mathbf{w}_t \triangleq [w_{t1} \ w_{t2} \ \dots \ w_{tN}]$ và ma trận kênh được tính như sau:

$$\mathbf{H}_t \triangleq \begin{bmatrix} h_{t,11} & h_{t,12} & \dots & h_{t,1N} \\ h_{t,21} & h_{t,22} & \dots & h_{t,2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{t,M1} & h_{t,M2} & \dots & h_{t,MN} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

phương trình hệ thống của hệ thống nhiều ăng ten có thể được viết dưới dạng

$$\mathbf{x}_t = \sqrt{\beta_{\text{MIMO}}} \mathbf{s}_t \mathbf{H}_t + \mathbf{w}_t \quad (2.3)$$

2.1.2. Mã hóa khối không gian-thời gian

Mã hóa khối không gian-thời gian (STBC: Space-Time Block Coding) là kỹ thuật mã hóa được sử dụng cho trường hợp máy phát được trang bị nhiều ăng-ten phát. Sự mã hóa được thực hiện trong cả miền không gian và miền thời gian nhằm tạo ra sự tương quan giữa các tín hiệu được phát đi từ các ăng-ten khác nhau và tại những thời điểm khác nhau. Nhờ đó ta có thể cực đại hóa hệ số tăng ích phân tập (diversity gain) và hệ số tăng ích mã hóa (coding gain) [1].

Mã hóa không gian -thời gian là một sơ đồ truyền dẫn cho hệ thống nhiều ăng-ten để đạt được sự phân tập không gian do nhiều ăng-ten cung cấp. Để sử dụng mã hóa không-thời gian, chúng ta giả sử mô hình kênh pha đỉnh khối với khoảng kết hợp T . Khi xem xét kênh truyền trong một khoảng thời gian liên tục, ma trận kênh \mathbf{H}_t được xem là như nhau với mọi t . Do đó, chỉ số t có thể được bỏ qua và ma trận kênh có thể được ký hiệu là chỉ \mathbf{H} , tức là,

$$\mathbf{H} \triangleq \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

trong đó h_{mn} là hệ số kênh giữa ăng ten phát thứ m và ăng ten thu thứ n trong khoảng thời gian liên tục. Ta có:

$$\mathbf{S} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1M} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{T1} & s_{T2} & \cdots & s_{TM} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

và

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T1} & x_{T2} & \cdots & x_{TN} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{T1} & w_{T2} & \cdots & w_{TN} \end{bmatrix}$$

Đối với mỗi khoảng thời gian liên tục, bằng cách sử dụng ký hiệu ma trận ở trên, chúng ta có từ (2.5) phương trình hệ sau ở dạng ma trận:

$$\mathbf{X} = \sqrt{\beta_{\text{MIMO}}} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (2.6)$$

trong đó \mathbf{S} là ma trận tín hiệu truyền. S_{tm} , là tín hiệu được gửi bởi ăng-ten phát thứ m tại thời điểm t . Hàng thứ t của \mathbf{S} gồm các tín hiệu được gửi bởi tất cả các ăng-ten phát

tại thời điểm t ; và cột thứ m của \mathbf{S} bao gồm các tín hiệu được gửi bởi ăng ten phát thứ m trong tất cả các khe thời gian T của khoảng thời gian liên tục. Do đó, trục hoành của \mathbf{S} biểu thị miền không gian và trục tung của \mathbf{S} biểu thị miền thời gian. Đây là lý do tại sao \mathbf{S} được gọi là từ mã không thời gian, và lược đồ được gọi là mã không-thời gian. Trong thiết kế mã không-thời gian, thông tin được mã hóa liên tục trong cả miền không gian và thời gian.

Ở đây chúng ta sẽ giả sử từ mã không gian-thời gian \mathbf{S} được chuẩn hóa là $\mathbb{E} \{ \text{tr}(\mathbf{S}^* \mathbf{S}) \} = M$. Do đó tổng công suất phát trung bình trên tất cả các ăng ten M và tất cả các khe thời gian T là:

$$\beta_{\text{MIMO}} \mathbb{E} \{ \text{tr}(\mathbf{S}^* \mathbf{S}) \} = \beta_{\text{MIMO}} M \quad (2.7)$$

Để có công suất phát trung bình trên mỗi khe thời gian là P , chúng ta cần

$$\beta_{\text{MIMO}} = \frac{PT}{M}$$

\mathbf{X} là ma trận $T \times N$ của các tín hiệu thu. Hàng thứ t của \mathbf{X} bao gồm các giá trị thu được ở tất cả các ăng-ten thu tại thời điểm t và cột thứ n bao gồm các giá trị đã nhận của ăng-ten thu thứ n trong khoảng thời gian liên tục. \mathbf{W} là ma trận $T \times N$ của nhiễu.

Gọi \mathcal{S} là tập tất cả các từ mã của ma trận không-thời gian. Giả thiết máy thu có được đầy đủ thông tin của ma trận kênh truyền \mathbf{H} , các nhiễu tập âm Gauss độc lập và phân bố giống nhau, sử dụng phương pháp giải mã hợp lý cực đại (ML: Maximum-Likelihood) theo công thức sau:

$$\arg \max_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}} \mathbb{P}(\mathbf{X} | \mathbf{S}) = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}} \left\| \mathbf{X} - \sqrt{\frac{PT}{M}} \mathbf{S} \mathbf{H} \right\|_F^2 \quad (2.8)$$

Sơ đồ mã hóa không-thời gian cho hệ thống đa ăng-ten có thể được tóm tắt như sau. Đầu tiên, thông tin được mã hóa thành ma trận mã $T \times M$. Đối với mỗi khoảng thời gian liên tục, máy phát chọn một ma trận trong tập mã \mathcal{S} theo chuỗi bit thông tin và đưa các cột của ma trận tới các ăng ten phát của nó. Máy thu nhận được một ma trận tín hiệu, ma trận này bị suy giảm do pha-đỉnh và bị nhiễu, sau đó tiến hành giải mã ma trận thông tin. Nếu tham số của \mathcal{S} là L thì tốc độ truyền của mã này

là $(\log 2 L) / T$ bit trên mỗi lần truyền. Như vậy bài toán thiết kế mã không-thời gian là thiết kế tập \mathcal{S} .

2.1.3. Bậc phân tập của mã khối không gian-thời gian

Chúng ta sẽ xem xét các kết quả về xác suất lỗi và thứ tự phân tập của mã hóa không-thời gian. Các kênh được giả định theo phân phối Gauss đối xứng vòng với phương sai trung bình bằng 0 và đơn vị phương sai. Do đó, độ lớn của kênh tuân theo phân phối Rayleigh.

Đối với hệ thống đa ăng-ten với M ăng-ten phát và N ăng-ten thu, với mã hóa không-thời gian, xác suất lỗi theo cặp (PEP: pairwise error probability) của một từ mã không-thời gian \mathbf{S}_k với một từ mã \mathbf{S}_l khác, được tính trung bình trên phân phối kênh, có giới hạn trên như sau:

$$\mathbb{P}(\mathbf{S}_k \rightarrow \mathbf{S}_l) \leq \det^{-N} \left[\mathbf{I}_M + \frac{PT}{4M} \mathbf{M}_{kl} \right] \quad (2.9)$$

Với $\mathbf{M}_{kl} \triangleq (\mathbf{S}_k - \mathbf{S}_l)^* (\mathbf{S}_k - \mathbf{S}_l)$. Từ công thức trên có thể thấy rằng để giảm thiểu giới hạn trên của PEP, \mathbf{M}_{kl} phải là ma trận xếp hạng đầy đủ. Tức là, tập các mã hóa \mathcal{S} phải được thiết kế sao cho $\mathbf{S}_k - \mathbf{S}_l$ là ma trận hạng đầy đủ cho mọi $\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_l \in \mathcal{S}$ và $\mathbf{S}_k \neq \mathbf{S}_l$. Một mã như vậy được cho là phân tập toàn phần. Nếu $T \geq M$ và mã phân tập toàn phần, chúng ta có:

$$\mathbb{P}(\mathbf{S}_k \rightarrow \mathbf{S}_l) \leq \left(\frac{4M}{T} \right)^{MN} \det^{-N}(\mathbf{M}_{kl}) P^{-MN} + \mathcal{O}(P^{-MN-1}) \quad (2.10)$$

Ở mức công suất phát cao ($P \gg 1$), số hạng đầu tiên ở bên phải của (2.10) là số hạng ưu thế. Do đó, thứ tự phân tập MN đạt được bằng cách mã hóa không gian-thời gian. Vì hệ thống đa ăng-ten có tổng số đường dẫn kênh độc lập MN , nên thứ tự phân tập không gian lớn nhất tồn tại trong hệ thống là MN . Điều này cho thấy rằng mã hóa không gian-thời gian đạt được sự phân tập toàn phần. Nói chung, với mã phân tập toàn phần, thứ tự phân tập của mã hóa không gian-thời gian là $N \min\{T, M\}$.

Hệ số \mathbf{M}_{kl} trong giới hạn trên PEP phụ thuộc vào thiết kế mã không-thời gian. Đối với xác suất lỗi nhỏ nhất, hệ số này phải càng lớn càng tốt. Nó được gọi là độ lợi

mã hóa. Đối với hai thiết kế mã có cùng thứ tự phân tập nhưng độ lợi mã hóa khác nhau, đường cong xác suất lỗi của chúng có cùng độ dốc (song song với nhau) trong chế độ công suất cao nhưng mã có độ lợi mã hóa lớn hơn có xác suất lỗi thấp hơn.

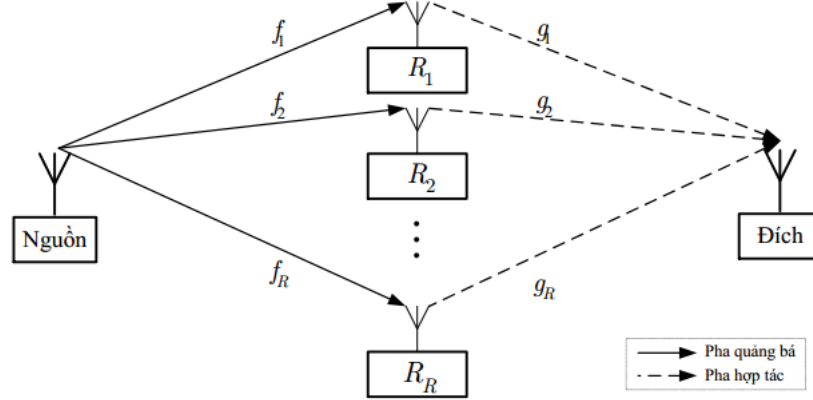
2.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng mã DSTC

2.2.1 Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác nút chuyển tiếp đơn ăng-ten sử dụng mã DSTC

Khái niệm mã không gian-thời gian phân tán DSTC đầu tiên được Y. Jing và B. Hassibi áp dụng ý tưởng mã không gian-thời gian (Space-Time Code: STC) trong hệ thống MIMO điểm-điểm lên mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác, giúp cho các thiết bị đơn ăng-ten vẫn có thể đạt được tăng ích phân tập không gian tương tự như hệ thống đa ăng-ten. Quá trình truyền dẫn tín hiệu từ nguồn đến đích trong hệ thống DSTC diễn ra trong hai pha truyền dẫn. Trong pha thứ nhất, nút nguồn (máy phát) phát quảng bá thông tin đến tất cả các nút chuyển tiếp. Trong pha thứ hai, các nút chuyển tiếp hợp tác với nhau để phát tín hiệu thu được đến nút đích. Các nút chuyển tiếp hợp tác với nhau chuyển tiếp tín hiệu đã nhận được từ nút nguồn đến nút đích sao cho tín hiệu thu có cấu trúc dạng từ mã không gian-thời gian nhằm nhận được phân tập hợp tác. Điểm khác biệt so với hệ thống MIMO điểm-điểm thông thường, trong hệ thống vô tuyến hợp tác từ mã không gian-thời gian được phát bởi các ăng-ten phân tán trên các thiết bị người dùng khác nhau, do đó cấu trúc mã này được gọi là mã không gian-thời gian phân tán DSTC [2].

Xét hệ thống DSTC tổng quát như Hình 2.2 bao gồm một nút nguồn, một nút đích và R nút chuyển tiếp, mỗi nút đều được trang bị một ăng-ten dùng cho cả thu và phát. Giả thiết không tồn tại kênh truyền trực tiếp từ nút nguồn đến nút đích do giới hạn về công suất phát và khoảng cách truyền dẫn lớn. Ký hiệu $f_i, i = \overline{1, R}$ là hệ số pha-đỉnh từ nút nguồn đến nút chuyển tiếp thứ i và $g_i, i = \overline{1, R}$ là hệ số pha-đỉnh từ nút chuyển tiếp thứ i đến nút đích. Nút đích giả thiết có đầy đủ CSI từ nút nguồn đến các nút chuyển tiếp và từ các nút chuyển tiếp đến nó, trong khi nút chuyển tiếp không có

bất kỳ CSI nào. Tập âm tại các nút chuyển tiếp và nút đích được mô hình hóa bởi các biến ngẫu nhiên Gauss phức với phân bố chuẩn $\mathcal{CN}(0,1)$.



Hình 2.2: Mô hình hệ thống truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng mã không gian-thời gian phân tán, nút chuyển tiếp đơn ăng – ten [2]

- **Pha quảng bá:** Giả sử nút nguồn cần phát $Tsymbol$ tín hiệu điều chế $\{s_1, s_2, \dots, s_T\}$ từ khe thời gian thứ nhất đến khe thời gian thứ T với hệ số chuẩn hóa công suất $\sqrt{P_1 T}$. Ký hiệu $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_T]^T$ là véc-tơ tín hiệu phát tại nút nguồn và được chuẩn hóa công suất như sau:

$$\mathbb{E}[\mathbf{s}^H \mathbf{s}] = 1 \quad (2.11)$$

Tổng công suất phát trung bình trong T khe thời gian là:

$$\mathbb{E}\left[\left(\sqrt{P_1 T} \mathbf{s}\right)^H \left(\sqrt{P_1 T} \mathbf{s}\right)\right] = P_1 T \quad (2.12)$$

hay công suất phát trung bình tại nút nguồn là P_1 . Véc-tơ tín hiệu thu được tại nút chuyển tiếp thứ i kí hiệu là $\mathbf{r}_i \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ và được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{r}_i = \sqrt{P_1 T} \mathbf{s} f_i + \mathbf{n}_i \text{ với } i = 1 \dots R \quad (2.13)$$

trong đó $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ là véc-tơ tạp âm tại nút chuyển tiếp thứ i . Véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_i \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ i được thiết kế là một hàm tuyến tính của tín hiệu nhận được \mathbf{r}_i và liên hợp phức của nó \mathbf{r}_i^* như sau

$$\mathbf{t}_i = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_i \mathbf{r}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{r}_i^*) \quad (2.14)$$

trong đó $\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i \in \mathbb{C}^{T \times T}$ là các ma trận phân tán được. Hệ số $\sqrt{P_2 / (P_1 + 1)}$ trong phương trình (2.14) để đảm bảo rằng công suất phát trung bình sử dụng tại mỗi nút chuyển tiếp là P_2 .

- **Pha hợp tác:** Trong pha hợp tác, nút chuyển tiếp thứ i phát véc-tơ tín hiệu sau khi đã xử lý \mathbf{t}_i đến nút đích. Pha hợp tác cũng diễn ra trong T khe thời gian. Các nút chuyển tiếp đều sử dụng cùng một tần số và giả thiết kênh truyền từ các nút chuyển tiếp đến đích là đồng bộ (synchronization).

Do chuẩn hóa trong (2.11), các giả thiết về kênh và tạp âm, ta có

$$\begin{aligned} \mathbb{E} [\mathbf{r}_i^H \mathbf{r}_i] &= \mathbb{E} \left[\left(\sqrt{P_1 T} \mathbf{s} \mathbf{f}_i + \mathbf{n}_i \right)^H \left(\sqrt{P_1 T} \mathbf{s} \mathbf{f}_i + \mathbf{n}_i \right) \right] \\ &= \mathbb{E} [P_1 T \mathbf{s}^H \mathbf{s}] + \mathbb{E} [\mathbf{n}_i^H \mathbf{n}_i] = (P_1 + 1)T \end{aligned} \quad (2.15)$$

Do đó, tổng công suất phát trung bình tại nút chuyển tiếp thứ i cho toàn bộ T khe thời gian là $P_2 T$ hay công suất phát trung bình cho mỗi symbol tín hiệu là P_2 .

Kí hiệu $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ là véc-tơ tín hiệu nhận được và $\mathbf{n}_d \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ là véc-tơ tạp âm tại nút đích. Ta có thể biểu diễn tín hiệu thu được tại nút đích dưới dạng véc-tơ như sau

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^R \mathbf{t}_i g_i + \mathbf{n}_d = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{t}_R] \mathbf{g} + \mathbf{n}_d \quad (2.16)$$

trong đó $\mathbf{g} = [g_1 \quad g_2 \quad \cdots \quad g_R]^T$ là véc-tơ hệ số pha-đỉnh giữa các nút chuyển tiếp và nút đích. Véc-tơ tín hiệu thu có thể biểu diễn lại như sau

$$\mathbf{y} = \sqrt{\mu_a} \mathbf{S} \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (2.17)$$

trong đó

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= [\mathbf{A}_1 \mathbf{S}^{(1)} \quad \mathbf{A}_2 \mathbf{S}^{(2)} \quad \cdots \quad \mathbf{A}_R \mathbf{S}^{(R)}]; \\ \mathbf{h} &= [\hat{f}_1 g_1 \quad \cdots \quad \hat{f}_R g_R]^T \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{w} = \sqrt{\mu_b} \sum_{i=1}^R g_i \mathbf{A}_i \mathbf{n}_i + \mathbf{n}_d \quad (2.19)$$

$$\mu_a = \frac{P_2 P_1 T}{P_1 + 1}; \mu_b = \frac{P_2}{P_1 + 1} \quad (2.20)$$

và

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{A}}_i = \mathbf{A}_i; \hat{f}_i = f_i; \hat{\mathbf{n}}_i = \mathbf{n}_i; \mathbf{s}^{(i)} = \mathbf{s} \text{ nếu } \mathbf{B}_i = 0 \\ \hat{\mathbf{A}}_i = \mathbf{B}_i; \hat{f}_i = f_i^*; \hat{\mathbf{n}}_i = \mathbf{n}_i^*; \mathbf{s}^{(i)} = \mathbf{s}^* \text{ nếu } \mathbf{A}_i = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

trong đó $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{R \times 1}$ là véc-tơ hệ số pha-đỉnh tương đương và $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ là véc-tơ tap âm tương đương tại nút đích. Công thức (2.18) cho thấy, mặc dù các nút chuyển tiếp không cần thông tin trạng thái kênh, hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác vẫn tạo được ma trận tín hiệu $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{T \times R}$ giống như mã STC trong hệ thống MIMO điểm-điểm. Lưu ý rằng, vì mã STC ở đây được tạo thành nhờ sự phối hợp giữa các nút chuyển tiếp phân tán, do đó gọi là mã STC phân tán (DSTC: Distributed STC).

Giả thiết nút đích biết được đầy đủ CSI của các kênh truyền từ nguồn đến các nút chuyển tiếp và từ các nút chuyển tiếp đến nút đích, khi véc-tơ tín hiệu \mathbf{s} được phát đi (tương đương với ma trận \mathbf{S} được phát đi). Với các giả thiết về kênh, tap âm tại các nút chuyển tiếp và đích, véc-tơ tap âm tương đương đã được chứng minh là véc-tơ Gauss phức đối xứng vòng có trung bình $\mathbb{E}[\mathbf{w}] = \mathbf{0}_T$ và ma trận hiệp phương sai

$$\mathbb{E}[\mathbf{w} \mathbf{w}^H] = \left(1 + \mu_b \sum_{i=1}^R |g_i|^2 \right) \mathbf{I}_T$$

Hàm mật độ phân bố xác suất có điều kiện $P(\mathbf{y}|\mathbf{s})$ được

xác định như sau:

$$P(\mathbf{y} | \mathbf{s}) = \left[\pi \left(1 + \mu_b \sum_{i=1}^R |g_i|^2 \right) \right]^{-T} e^{-\frac{\|\mathbf{y} - \sqrt{\mu_a} \mathbf{S} \mathbf{h}\|_F^2}{1 + \mu_b \sum_{i=1}^R |g_i|^2}} \quad (2.22)$$

Do đó, khả năng giải mã cực đại ML tại nút đích sẽ được biểu diễn như sau:

$$\arg \max_{\mathbf{s}} P(\mathbf{y} | \mathbf{s}) = \arg \min_{\mathbf{s}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\mu_a} \mathbf{S} \mathbf{h} \right\|_F^2 \quad (2.23)$$

Jing đã chứng minh với giải mã ML (2.23) xác suất lỗi cặp PEP khi nút nguồn phát \mathbf{S}_k và nút đích giải mã thành \mathbf{S}_l như sau [x]:

$$P(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_l) = \mathbb{E} \det \left[\mathbf{I}_R + \frac{\mu_a}{4 \left(1 + \mu_b \sum_{i=1}^R |g_i|^2 \right)} (\mathbf{S}_k - \mathbf{S}_l)^H \right. \\ \left. (\mathbf{S}_k - \mathbf{S}_l) \text{diag} \left\{ \left[|g_1|^2 \quad \cdots \quad |g_R|^2 \right] \right\}^{-1} \right] \quad (2.24)$$

- Phân bổ công suất tối ưu

Từ phương trình tín hiệu thu (2.17), công suất tín hiệu trung bình trong véc-tơ tín hiệu thu được xác định như sau:

$$\mathbb{E} \left[\text{tr} \left\{ \mu_a (\mathbf{S} \mathbf{h}) (\mathbf{S} \mathbf{h})^H \right\} \right] = \mu_a \mathbb{E} \left[\text{tr} \left\{ \mathbf{S} \mathbb{E} [\mathbf{h} \mathbf{h}^H] \mathbf{S}^H \right\} \right] \\ = \mu_a \mathbb{E} \left[\text{tr} \left\{ \mathbf{S} \mathbf{S}^H \right\} \right] = R \mu_a \quad (2.25)$$

và công suất tạp âm trung bình:

$$\text{tr} \left[\mathbb{E} \left\{ \mathbf{w} \mathbf{w}^H \right\} \right] = T (1 + R \mu_b) \quad (2.26)$$

Do đó, tỉ số công suất tín hiệu trên tạp âm trung bình SNR là:

$$SNR = \frac{R \mu_a}{T (1 + R \mu_b)} = \frac{P_1 P_2 R}{1 + P_1 + R P_2} \quad (2.27)$$

Giả thiết tổng công suất phát trong toàn mạng là P thì ta có $P = P_1 + R P_2$. Mặt khác ta có

$$\frac{P_1 P_2 R}{1 + P_1 + R P_2} = \frac{P_1 (P - P_1)}{P + 1} \leq \frac{P^2}{4(P + 1)} \quad (2.28)$$

Dấu bằng trong (2.28) xảy ra khi

$$P_1 = \frac{P}{2}; P_2 = \frac{P}{2R} \quad (2.29)$$

thì SNR đạt giá trị cực đại hay công thức (2.29) là phân bổ công suất tối ưu giữa nút nguồn và các nút chuyển tiếp để hệ thống truyền thông hợp tác DSTC đạt được phẩm chất tốt nhất. Ngoài ra, công thức (2.29) cũng cho thấy khi số nút chuyển tiếp lớn (R

đủ lớn), công suất mà mỗi nút chuyển tiếp bỏ ra để giúp nút nguồn chuyển tiếp tín hiệu là rất nhỏ.

Từ khái niệm về tăng ích phân tập, hệ thống DSTC sử dụng phân bố công suất tối ưu theo (2.29) có thể nhận tăng ích phân tập d_{DSTC}

$$d_{DSTC} = R \left(1 - \frac{\log_e \log_e P}{\log_e P} \right) \quad (2.30)$$

Từ công thức (2.30) ta thấy rằng, tăng ích phân tập của hệ thống DSTC tăng tuyến tính với số nút chuyển tiếp. Khi công suất phát đủ lớn, nghĩa là $\log_e P \gg \log_e \log_e P$ thì tăng ích phân tập lớn nhất của hệ thống truyền thông hợp tác nút chuyển tiếp đơn ăng-ten bằng với số nút chuyển tiếp R .

So sánh hệ thống DSTC hai chặng, R nút chuyển tiếp đơn ăng-ten với hệ thống MIMO-STC, R ăng-ten phát và một ăng-ten thu có thể thấy, tín hiệu thu tại nút đích hay máy thu của cả hai hệ thống đều nhận được R phiên bản tín hiệu độc lập khác nhau, do đó bậc phân tập cao nhất có thể đạt được là R . Tuy nhiên, tăng ích phân tập của hệ thống MIMO điểm-điểm thu được nhờ R ăng-ten tại cùng một máy phát trong khi hệ thống DSTC thì tăng ích phân tập được tạo bởi các ăng-ten phân tán.

* Nhận xét

DSTC là mã được phát triển bằng cách áp dụng ý tưởng thiết kế mã STBC trong hệ thống MIMO điểm-điểm, do đó các tính chất của một mã DSTC cũng có nhiều điểm tương đồng. Cụ thể một số nhận xét về mã DSTC như sau

-Mã DSTC được thiết kế từ mã STBC, tốc độ mã K/T thì tốc độ truyền dẫn của mã DSTC sẽ là $K/2T$. Do chúng ta cần $2T$ khe thời gian để truyền K symbol tín hiệu từ nút nguồn đến nút đích trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp.

-Mã DSTC được xây dựng từ mã STBC trực giao (OSTBC: Orthogonal STBC) sẽ đạt được phân tập toàn phần và giải mã đơn symbol tại nút đích, và được gọi là mã DSTC trực giao (ODSTC: Orthogonal DSTC). Khi số nút chuyển tiếp không phải là dạng lũy thừa cơ số 2, ma trận từ mã ODSTC chỉ cần bỏ đi cột tương ứng trong mã ODSTC có số nút chuyển tiếp là một số có thể biểu diễn dưới dạng lũy thừa cơ số 2.

-Mã DSTC được xây dựng từ mã STBC cận trực giao (QO-STBC:Quasi-Orthogonal STBC) sẽ nhận được ma trận từ mã DSTC cận trực giao (QO-DSTC: Quasi-Orthogonal DSTC) với các cột trong cùng một nhóm sẽ không trực giao với nhau và các cột không thuộc cùng một nhóm sẽ trực giao với nhau. Kết quả, nút đích nhận được ma trận từ mã QO-DSTC không thể giải mã đơn symbol.

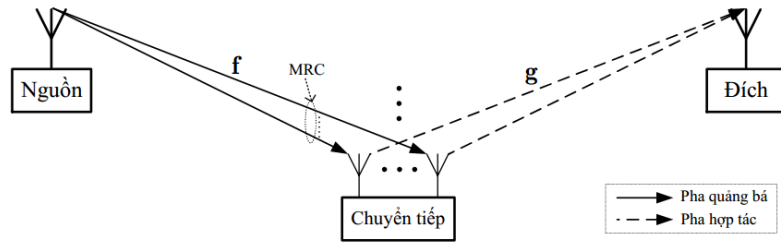
-Mô hình hệ thống DSTC đã được xem xét trong trường hợp không tồn tại kênh trực tiếp giữa nút nguồn và nút đích. Tuy nhiên, nếu kênh trực tiếp chỉ tồn tại trong pha quảng bá hoặc pha hợp tác, hệ thống có thể đạt được bậc phân tập $1 + R(1 - \log_e \log_e P / \log_e P)$. Trường hợp kênh trực tiếp tồn tại trong cả hai pha truyền dẫn, tăng ích phân tập mà hệ thống có thể đạt được là $2 + R(1 - \log_e \log_e P / \log_e P)$ nếu mã DSTC phân tập toàn phần.

-Trong trường hợp tổng quát số khe thời gian truyền dẫn của pha quảng bá T_1 và pha hợp tác T_2 khác nhau. Nếu mã DSTC phân tập toàn phần thì hệ thống vô tuyến hợp tác có thể nhận được tăng ích phân tập là $\min\{T_2, R\}(1 - \log_e \log_e P / \log_e P)$. Cụ thể, nếu $T_1 > T_2$ mặc dù có T_1 symbol được phát đi từ nút nguồn trong khi tối đa chỉ có T_2 symbol trong chúng có thể tạo thành từ mã DSTC đạt phân tập toàn phần, do đó không nhận được lợi ích khi số khe thời gian truyền dẫn của pha quảng bá lớn hơn số khe thời gian truyền dẫn của pha hợp tác. Ngược lại, nếu $T_1 < T_2$ tăng ích phân tập có thể được cải thiện khi có đủ số nút chuyển tiếp. Tuy nhiên, tốc độ mã sẽ bị giảm. Do đó, số khe thời gian của hai pha truyền dẫn bằng nhau ($T_1 = T_2 = T$) sẽ cho phép hệ thống đạt được hiệu quả tăng ích phân tập hợp tác cao nhất.

2.2.2. Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp đa ăng-ten sử dụng mã DSTC

Tăng ích phân tập hợp tác của hệ thống DSTC sẽ được cải thiện nếu các nút chuyển tiếp được trang bị đa ăng-ten so với hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác đã được nghiên cứu trong mục 2.1. Khi hệ thống vô tuyến chuyển tiếp với nút chuyển tiếp được trang bị đa ăng-ten có hai phương pháp xử lý tín hiệu trước khi chuyển tiếp tới nút đích. Phương pháp thứ nhất, tín hiệu phát đi từ mỗi ăng-ten của nút chuyển tiếp chỉ là kết hợp của tín hiệu thu được tại ăng-ten đó và liên hợp phức của nó. Phương pháp xử lý tín hiệu này chưa tối ưu do mỗi nút chuyển tiếp đều thu được tín

hiệu từ nhiều ăng-ten của chính mình. Vì vậy, trong phương pháp thứ hai, tín hiệu phát đi tại ăng-ten của mỗi nút chuyển tiếp được thiết kế là kết hợp tỉ lệ cực đại (MRC: Maximal Ratio Combining) của các tín hiệu thu được tại tất cả các ăng-ten của nút chuyển tiếp đó để nhận được phân tập thu lớn nhất. Để đơn giản, trước tiên xem xét hệ thống vô tuyến chuyển tiếp, nút chuyển tiếp đa ăng-ten sử dụng mã DSTC (MIMO-DSTC), nút nguồn và nút đích đơn ăng-ten minh họa như Hình 2.3 (gọi tắt là sơ đồ MRC-DSTC AF). Giả thiết nút chuyển tiếp có R ăng-ten dùng cho cả thu và phát theo chế độ HD. Kí hiệu \mathbf{f} là véc-tơ hệ số pha-đỉnh kích thước $1 \times R$ từ nút nguồn đến nút chuyển tiếp và \mathbf{g} là véc-tơ hệ số pha-đỉnh kích thước $R \times 1$ từ nút chuyển tiếp đến nút đích.



Hình 2.3: Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp MRC-DSTC sử dụng giao thức AF[3]

Tương tự hệ thống DSTC với nút chuyển tiếp đơn ăng-ten đã được trình bày trong mục 2.1, kí hiệu véc-tơ tín hiệu thu tại ăng-ten thứ i của nút chuyển tiếp là $\mathbf{r}_i \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ trong sơ đồ MRC-DSTC AF ta có:

$$[\mathbf{r}_1 \quad \dots \quad \mathbf{r}_R] = \sqrt{P_1 T} \mathbf{s} \mathbf{f} + [\mathbf{n}_1 \quad \dots \quad \mathbf{n}_R] \quad (2.31)$$

Để cực đại hóa phân tập thu, nút chuyển tiếp sử dụng phương pháp kết hợp MRC tất cả các véc-tơ tín hiệu nhận được từ các ăng-ten $\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_R$ để được véc-tơ tín $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ như sau:

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\|\mathbf{f}\|_F} [\mathbf{r}_1 \quad \dots \quad \mathbf{r}_R] \mathbf{f}^H \quad (2.32)$$

Thay (2.31) vào phương trình (2.32) ta được:

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_1 T} \|\mathbf{f}\|_F \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.33)$$

trong đó $\mathbf{n} = (1/\|\mathbf{f}\|_F)[\mathbf{n}_1 \dots \mathbf{n}_R]\mathbf{f}^H$ và $\|\mathbf{f}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^R |f_i|^2}$. Tín hiệu phát đi từ mỗi ăng-ten của nút chuyển tiếp $\mathbf{t}_i \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ được thiết kế là một hàm tuyến tính của \mathbf{r} và liên hợp phức của nó \mathbf{r}^* như sau:

$$\mathbf{t}_i = \sqrt{\mu_{\text{MRC}}} (\mathbf{A}_i \mathbf{r} + \mathbf{B}_i \mathbf{r}^*) \quad (2.34)$$

trong đó \mathbf{A}_i và \mathbf{B}_i là các ma trận phân tán kích thước $T \times T$ và $\mu_{\text{MRC}} = P_2 / (1 + P_1 \|\mathbf{f}\|_F^2)$. Trong pha hợp tác, ăng-ten thứ i của nút chuyển tiếp phát véc-tơ tín hiệu \mathbf{t}_i , tương tự hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác đơn ăng-ten, tín hiệu thu tại nút đích $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ có dạng như sau:

$$\mathbf{y} = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2 \quad \dots \quad \mathbf{t}_R] \mathbf{g} + \mathbf{n}_d \quad (2.35)$$

hoặc viết dưới dạng véc-tơ tương đương như sau:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\mu_{\text{MRC}}} \|\mathbf{f}\|_F \mathbf{S} \mathbf{g} + \mathbf{w} \quad (2.36)$$

trong đó:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \mathbf{s}^* \quad \dots \quad \mathbf{A}_R \mathbf{s} + \mathbf{B}_R \mathbf{s}^*] \quad (2.37)$$

và

$$\mathbf{w} = \sqrt{\mu_{\text{MRC}}} [\mathbf{A}_1 \mathbf{v} + \mathbf{B}_1 \mathbf{v}^* \quad \dots \quad \mathbf{A}_R \mathbf{v} + \mathbf{B}_R \mathbf{v}^*] \mathbf{g} + \mathbf{n}_d \quad (2.38)$$

là véc-tơ tập âm tương đương tại nút đích bao gồm cả tập âm tại nút đích và tập âm từ nút chuyển tiếp. Khi đó $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ là véc-tơ tập âm ngẫu nhiên Gauss phức đối xứng vòng có kỳ vọng bằng 0 và ma trận hiệp phương sai \mathbf{R}_w được xác định như sau:

$$\mathbf{R}_w = \mathbf{I}_T + \mu_{\text{MRC}} \sum_{i=1}^R \sum_{j=1}^R g_i g_j^* (\mathbf{A}_i \mathbf{A}_j^H + \mathbf{B}_i \mathbf{B}_j^H) \quad (2.39)$$

Khi đó, giải mã ML tại nút đích được cho như sau:

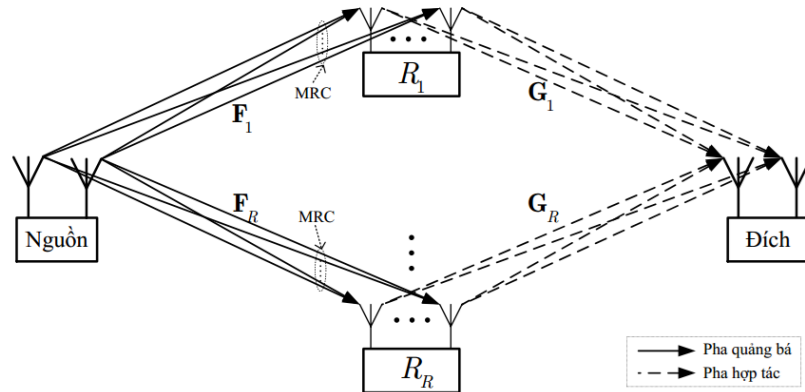
$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{s}} \in \mathcal{A}^K} (\mathbf{y} - \mu_{\text{MRC}} \|\mathbf{f}\|_F \mathbf{S} \mathbf{g})^H \mathbf{R}_w^{-1} (\mathbf{y} - \mu_{\text{MRC}} \|\mathbf{f}\|_F \mathbf{S} \mathbf{g}) \quad (2.40)$$

* **Nhận xét:** Trong trường hợp tổng quát, ma trận hiệp phương sai \mathbf{R}_w không phải là hàm tuyến tính của ma trận đơn vị dẫn đến giải mã ML trong công thức (2.40) là giải

mã ML véc-tơ với độ phức tạp là một hàm của \mathcal{A}^T với T là độ dài véc-tơ \mathbf{s} . Lưu ý rằng, độ phức tạp giải mã này là không đổi dù nút chuyển tiếp có sử dụng một mã O-DSTC hay không.

2.2.3. Hệ thống tổng quát khi nút nguồn, nút chuyển tiếp và nút đích đều đa ăng-ten sử dụng mã DSTC

Chúng ta sẽ xem xét hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác MIMO-DSTC tổng quát gồm nút nguồn, nút đích và các nút chuyển tiếp đều được trang bị đa ăng-ten như minh họa trong Hình 2.4. Giả thiết nút nguồn được trang bị N_S ăng-ten, nút đích có N_D và nút chuyển tiếp thứ i có R_i ăng-ten. Tổng số ăng-ten tại các nút chuyển tiếp là $\mathbf{R} = \sum_{i=1}^R R_i$. Kí hiệu \mathbf{F}_i là ma trận hệ số pha-đỉnh kích thước $N_S \times R_i$ từ nút nguồn đến nút chuyển tiếp thứ i với \mathbf{f}_{ij} là véc-tơ hệ số pha-đỉnh từ nút nguồn đến ăng-ten thứ j nút chuyển tiếp thứ i và \mathbf{G}_i là ma trận hệ số pha-đỉnh kích thước $R_i \times N_D$ từ nút chuyển tiếp thứ i đến nút đích với \mathbf{g}_{ij} là hệ số pha-đỉnh từ ăng-ten thứ j nút chuyển tiếp thứ i đến nút đích.



Hình 2.4: Hệ thống vô tuyến chuyển tiếp MIMO- DSTC tổng quát [2]

Pha quảng bá, véc-tơ tín hiệu \mathbf{s} kích thước $T \times 1$ được mã hóa thành từ mã STBC trực giao (OSTBC: Orthogonal STBC) \mathbf{C} kích thước $T \times N_S$ và phát $\sqrt{P_1 T / N_S} \mathbf{C}$ đến tất cả các nút chuyển tiếp. Tín hiệu nhận được tại ăng-ten thứ j , nút chuyển tiếp thứ i được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{r}_{ij} = \sqrt{\frac{P_1 T}{N_s}} \mathbf{C} \mathbf{f}_{ij} + \mathbf{n}_{ij} \quad (2.41)$$

Do tính chất trực giao của ma trận từ mã \mathbf{C} phương trình (2.41) có thể viết dưới dạng tương đương như sau:

$$\hat{\mathbf{r}}_{ij} = \sqrt{\frac{P_1 T}{N_s}} \left\| \hat{\mathbf{f}}_{ij} \right\|_F \mathbf{s} + \mathbf{n}_{ij} \quad (2.42)$$

Ví dụ, biến đổi từ phương trình (2.41) về dạng (2.42) khi hệ thống với nút nguồn có $N_s = 2$ ăng-ten, $T = 2$, và véc-tơ tín hiệu tại nút nguồn $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ được thiết kế thành ma trận từ mã Alamouti như sau:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Sau pha quảng bá, tín hiệu thu tại ăng-ten thứ j , nút chuyển tiếp thứ i trong phương trình (2.41) sẽ được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{r}_{ij} = \begin{bmatrix} r_{1j} \\ r_{2j} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{1j} \\ f_{2j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1j} \\ n_{2j} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Hoặc viết dưới dạng tương đương như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}'_{ij} = \begin{bmatrix} r_{1j} \\ r_{2j}^* \end{bmatrix} &= \sqrt{P_1} \begin{bmatrix} f_{1j} & f_{2j} \\ f_{2j}^* & -f_{1j}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1j} \\ n_{2j}^* \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{P_1} \mathbf{F}_{ij} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}'_{ij} \end{aligned} \quad (2.45)$$

trong đó $\mathbf{F}_{ij} = \begin{bmatrix} f_{1j} & f_{2j} \\ f_{2j}^* & -f_{1j}^* \end{bmatrix}$ là ma trận kênh tương đương và $\mathbf{n}'_{ij} = \begin{bmatrix} n_{1j} \\ n_{2j}^* \end{bmatrix}$. Do cấu trúc trực

giao của mã Alamouti ta có $\mathbf{F}_{ij}^H \mathbf{F}_{ij} = \left\| \mathbf{f}_{ij} \right\|_F^2 \mathbf{I}_2$. Vì vậy phương trình (2.45) biến đổi thành

$$\hat{\mathbf{r}}_{ij} = \frac{1}{\left\| \mathbf{f}_{ij} \right\|_F} \mathbf{F}_{ij}^H \mathbf{r}'_{ij} = \sqrt{P_1} \left\| \mathbf{f}_{ij} \right\|_F \mathbf{s} + \frac{1}{\left\| \mathbf{f}_{ij} \right\|_F} \mathbf{F}_{ij}^H \mathbf{n}'_{ij} \quad (2.46)$$

$$= \sqrt{P_1} \|\mathbf{f}_{ij}\|_F \mathbf{s} + \mathbf{n}_{ij}$$

trong đó $\mathbf{n}_{ij} = \frac{1}{\|\mathbf{f}_{ij}\|_F} \mathbf{F}_{ij}^H \mathbf{n}'_{ij}$. Như vậy, phương trình (2.46) có dạng giống như (2.42) với

$N_S = 2$ và $T = 2$. Sau khi biến đổi tương đương về dạng như, mỗi nút chuyển tiếp thực hiện kết hợp MRC như sau:

$$\mathbf{r}_i = \frac{1}{\|\mathbf{F}_{ij}\|_F} \sum_{j=1}^{R_i} \|\mathbf{f}_{ij}\|_F \hat{\mathbf{r}}_{ij} = \sqrt{P_1} \|\mathbf{F}_{ij}\|_F \mathbf{s} + \mathbf{n}_i \quad (2.47)$$

trong đó $\mathbf{n}_i = \frac{1}{\|\mathbf{F}_{ij}\|_F} \sum_{j=1}^{R_i} \|\mathbf{f}_{ij}\|_F \mathbf{n}_{ij}$ là tạp âm tương đương của nút chuyển tiếp thứ i sau khi

kết hợp MRC. Tín hiệu phát đi từ ăng-ten thứ j , nút chuyển tiếp thứ i là \mathbf{t}_{ij} được thiết kế bằng cách kết hợp tuyến tính tín hiệu sau kết hợp MRC như sau:

$$\mathbf{t}_{ij} = \sqrt{\frac{P_2}{1 + R_i P_1}} (\mathbf{A}_{ij} \mathbf{r}_i + \mathbf{B}_{ij} \mathbf{r}_i^*) \quad (2.48)$$

ở đây \mathbf{A}_{ij} , \mathbf{B}_{ij} là các ma trận phân tán sử dụng tại ăng-ten thứ j , nút chuyển tiếp thứ i . Ma trận tín hiệu thu được tại nút đích có dạng như sau:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{P_1 T}{N_S}} \mathbf{S} \mathbf{\Lambda} \mathbf{G} + \mathbf{W} \quad (2.49)$$

trong đó $\mathbf{s} = [\mathbf{s}^{(1)} \quad \cdots \quad \mathbf{s}^{(R)}]$ với $\mathbf{s}^{(i)}$ là ma trận từ mã STC kích thước $T \times R_i$ tạo bởi nút chuyển tiếp thứ i ,

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left\{ \sqrt{\frac{P_2}{1 + R_1 P_1}} \|\mathbf{F}_1\|_F \mathbf{I}_{R_1}, \dots, \sqrt{\frac{P_2}{1 + R_R P_1}} \|\mathbf{F}_R\|_F \mathbf{I}_{R_R} \right\}; \quad \mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{G}_R^T]^T;$$

$$\text{và } \mathbf{W} = \mathbf{N}_d + [\mathbf{N}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{N}_R] \text{diag} \left\{ \sqrt{\frac{P_2}{1 + R_1 P_1}} \mathbf{I}_{R_1}, \dots, \sqrt{\frac{P_2}{1 + R_R P_1}} \mathbf{I}_{R_R} \right\} \mathbf{G}$$

Giải mã ML tại nút đích được cho như sau

$$\arg \min_s \left(\bar{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{P_1 T}{N_s}} \mathbf{S} \mathbf{G} \right)^H \mathbf{R}_w^{-1} \left(\bar{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{P_1 T}{N_s}} \mathbf{S} \mathbf{G} \right) \quad (2.50)$$

trong đó $\mathbf{S} = \mathbf{I}_{N_d} \otimes (\mathbf{S} \Lambda)$ và \mathbf{R}_w^{-1} là ma trận hiệp phương sai của $\bar{\mathbf{w}}$.

2.3. Mã không gian-thời gian phân tán trực giao (O-DSTC)

2.3.1 Khái quát chung

Mã hóa không gian-thời gian phân tán được đề xuất để đạt được sự phân tập toàn phần trong mạng chuyển tiếp không dây nhưng lại không có thông tin kênh tại các nút chuyển tiếp. Đồng thời khi tổng công suất phát tiêu thụ trong toàn mạng, rất cao độ lợi mã hóa của mã không gian-thời gian phân tán tương ứng trong cài đặt mạng đa ăng-ten là bảo đảm. Tuy nhiên, đối với công suất phát chung, DSTC tốt phải “không có quy mô” theo nghĩa là nó vẫn có độ lợi mã hóa lớn khi một số nút chuyển tiếp không hoạt động hoặc một số cột của ma trận mã bị loại bỏ. Như vậy khi áp dụng các mã không gian - thời gian trực giao và bán trực giao, các ăng ten của các nút chuyển tiếp hoạt động như các ăng ten phát và tạo ra mã không gian - thời gian đưa đến máy thu. Mã không gian- thời gian phân tán được lựa chọn vì những lý do sau: chúng đạt được sự phân tập toàn phần và có nhiều thiết kế mã tối ưu, tốc độ giải mã rất nhanh, các ma trận của từ mã là tuyến tính và đặc biệt là tính “không có quy mô” - Việc xóa một số cột của từ mã trực giao không ảnh hưởng đến tính trực giao của các cột [5].

2.3.2 Các thiết kế của mã không gian-thời gian phân tán trực giao

a) Thiết kế mã trực giao thực

Đối với thiết kế mã trực giao (OD: orthogonal designs) cơ bản, vì mọi phần tử của ma trận mã là một tổ hợp tuyến tính của các ký hiệu thông tin, chúng ta có $B_i = 0$. Các cột thứ i có thể được viết $A_i s$. Trên thực tế, từ định nghĩa về OD cơ bản, dễ dàng chứng minh A_i rằng thỏa mãn:

$$\begin{cases} A_i^T A_i = \kappa I_T \\ A_i^T A_j = -A_j^T A_i \end{cases} \quad (2.51)$$

Do đó có thể xây dựng tập hợp các ma trận Hurwitz – Radon có kích thước $R \times I$ được xây dựng từ $\{A_1, \dots, A_R\}$. Đối với trường hợp mọi ký hiệu chỉ xuất hiện một lần trong mỗi cột, điều này đúng với hầu hết các OD cơ bản, có cấu trúc của một ma trận hoán vị mà các mục nhập có thể là 1, 0 hoặc -1.

Để làm ví dụ, chúng ta giải thích ứng dụng của OD cơ bản

$$S = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix}$$

Nó có thể được sử dụng trong các mạng có khoảng kết hợp và hai nút chuyển tiếp. Các ma trận được sử dụng ở các nút là

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \text{ và } A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

b) Thiết kế trực giao phức

Trong OD phức hợp, không chỉ xuất hiện các ký hiệu thông tin mà còn xuất hiện các liên hợp của chúng. Chúng ta sử dụng giao thức mã hóa không gian-thời gian phân tán và lưu ý rằng cột thứ i của ma trận mã chỉ có thể chứa các ký hiệu thông tin $S_1 \dots S_T$ hoặc các liên hợp $s_1^* \dots s_T^*$ của chúng. Do đó, các thiết kế có cột chứa $S_1 \dots S_T$ hoặc $s_1^* \dots s_T^*$ có thể được áp dụng. Từ tính trực giao của mã, chúng ta có thể dễ dàng chứng minh rằng đối với OD phức hợp, thỏa mãn:

$$\begin{cases} A_i^* A_i = \kappa I_T \\ A_i^* A_j = -A_j^* A_i \end{cases} \quad (2.52)$$

Ở đây sử dụng thiết kế của ma trận Amoli 2×2 để làm ví dụ $T=R=2$. Nó có thể được sử dụng trong các mạng có 2 khoảng kết hợp và hai nút chuyển tiếp. Thiết kế ma trận được sử dụng ở hai nút mạng

$$A_1 = I_2, B_1 = 0_2, A_2 = 0_2, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Từ mã không gian - thời gian được hình thành ở máy thu có dạng sau:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

ma trận có cột đầu tiên chứa s_1, s_2 và cột thứ hai chỉ chứa các liên từ của chúng. Mã không gian - thời gian là sự chuyển vị của cấu trúc Alamouti được sử dụng rộng rãi

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Có thể dễ dàng nhận thấy hai mã này tương đương nhau. Xác định $\mathbf{s} = [s_1 \quad -s_2^*]^t$, chúng ta nhận được mã thứ hai.

c) Thiết kế cận trực giao

Thiết kế cận trực giao (QOD: Quasi-Orthogonal Designs) chúng ta cần $T=R=4$. Nó có thể được sử dụng trong các mạng có bốn nút chuyển tiếp và bốn khoảng thời gian liên tục. Thiết kế các ma trận được sử dụng tại các nút chuyển tiếp như

$$A_1 = I_4, \quad A_2 = 0_4, \quad A_3 = 0_4$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = 0_4, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_4 = 0_4$$

Có thể dễ dàng nhận thấy \hat{A}_i đó là sự nhất thể. Tuy nhiên, vì mã là bán trực giao thay vì trực giao, \hat{A}_i không thỏa mãn phương trình thứ hai trong (2.52). Từ mã không gian - thời gian được hình thành ở máy thu có cấu trúc bán trực giao như sau:

$$\begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & -x_3^* & x_4 \\ x_2 & x_1^* & -x_4^* & -x_3 \\ x_3 & -x_4^* & x_1^* & -x_2 \\ x_4 & x_3^* & x_2^* & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Một lần nữa, nó là sự chuyển vị của các mã bán trực giao được đề xuất ban đầu nhưng chúng tương đương nhau. Định nghĩa $s = [s_1 \ -s_2^* - s_3^* x_4]^t$, chúng ta có được dạng ban đầu của QOD.

2.4. Kết luận chương 2

Chương này đã trình bày khái quát về mã không gian-thời gian, mã không gian- thời gian phân tán và các mô hình hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng mã không gian thời gian phân tán. Đồng thời giới thiệu về không gian-thời gian phân tán trực giao, các thiết kế của mã không gian phân tán trực giao. Có thể thấy rằng mã không gian- thời gian phân tán trực giao có thể cho phép hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác nhận được tăng ích phân tập hợp tác tương tự như mã STBC đã được sử dụng cho hệ thống MIMO điểm - điểm. Phần đánh giá hiệu năng của hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác khi sử dụng mã không gian-thời gian phân tán trực giao sẽ được trình bày ở chương III.

CHƯƠNG III

ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ KHÔNG GIAN - THỜI GIAN PHÂN TÁN TRỰC GIAO

3.1. Mô hình hệ thống

Chương này sẽ tiến hành đánh giá hiệu năng hệ thống DSTC như trình bày tại tiểu mục 2.2.1 và minh họa ở Hình 2.2 bao gồm một nút nguồn, một nút đích và R nút chuyển tiếp, mỗi nút đều được trang bị một ăng-ten dùng cho cả thu và phát. Giả thiết không tồn tại kênh truyền trực tiếp từ nút nguồn đến nút đích do giới hạn về công suất phát và khoảng cách truyền dẫn lớn. Ký hiệu $f_i, i = \overline{1, R}$ là hệ số pha-đỉnh từ nút nguồn đến nút chuyển tiếp thứ i và $g_i, i = \overline{1, R}$ là hệ số pha-đỉnh từ nút chuyển tiếp thứ i đến nút đích. Nút đích giả thiết có đầy đủ CSI từ nút nguồn đến các nút chuyển tiếp và từ các nút chuyển tiếp đến nó, trong khi nút chuyển tiếp không có bất kỳ CSI nào. Tạp âm tại các nút chuyển tiếp và nút đích được mô hình hóa bởi các biến ngẫu nhiên Gauss phức với phân bố chuẩn $\mathcal{CN}(0,1)$.

Nhắc lại rằng trong mô hình vô tuyến chuyển tiếp hợp tác với nút chuyển tiếp đơn ăng-ten, chúng ta lựa chọn sử dụng giao thức AF để khảo sát vì **trong giới hạn nội dung đã giả sử không có thông tin kênh tại nút chuyển tiếp**, sau hai pha truyền dẫn tín hiệu thu được tại nút đích được biểu diễn tổng quát như trong công thức (2.17). Phương pháp tách sóng ML được sử dụng tại nút đích được cho như công thức (2.23).

Giá trị của các phần tử trong các ma trận A_i, B_i sẽ quyết định mã DSTC là mã DSTC trực giao (O-DSTC) hay mã DSTC cận trực giao (QO-DSTC). Do giới hạn khuôn khổ của nội dung luận văn, chương này sẽ chỉ thực hiện khảo sát hiệu năng hệ thống khi sử dụng các mã O-DSTC với số nút chuyển tiếp là 2 và 4 ($R = 2, 4$).

3.1.1. Mã O-DSTC khi hệ thống có hai nút chuyển tiếp

Trong trường hợp hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác chỉ có hai nút chuyển tiếp đơn ăng-ten, mã O-DSTC kích thước 2×2 có dạng được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

khi đó các ma trận phân tán có dạng như sau

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \mathbf{0}_2; \mathbf{A}_2 = \mathbf{0}_2; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

*** Pha quang bá**

Các symbol tín hiệu điều chế được mã hóa thành các véc tơ symbol thông tin $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ với chuẩn hóa công suất $\mathbb{E}[\mathbf{s}^H \mathbf{s}] = 1$ từ nút nguồn đến các nút chuyển tiếp.

Khi đó nút nguồn phát $\sqrt{P_1} \mathbf{s}$, trong đó P_1 là công suất phát trung bình của nút nguồn trong một khe thời gian truyền dẫn (một chu kỳ symbol). Tín hiệu nhận được tại nút chuyển tiếp thứ nhất là:

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} r_{1,1} \\ r_{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_1 s_1 + n_{1,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_1 s_2 + n_{1,2} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

và nút chuyển tiếp thứ hai như sau:

$$\mathbf{r}_2 = \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_2 s_1 + n_{2,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_2 s_2 + n_{2,2} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2,1} \\ n_{2,2} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

hoặc viết dưới dạng tổng quát như đã trình bày trong công thức (2.13). Véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_1 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ nhất có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_1 \mathbf{r}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{r}_1^*) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Tương tự véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_2 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ hai có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_2 \mathbf{r}_2 + \mathbf{B}_2 \mathbf{r}_2^*) \quad (3.7)$$

$$\mathbf{t}_2 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_2 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{2,1}^* \\ n_{2,2}^* \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{t}_2 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_2 \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} -n_{2,2}^* \\ n_{2,1}^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

* Pha hợp tác

Các nút chuyển tiếp hợp tác với nhau phát các véc-tơ phát, tín hiệu thu được tại nút đích có dạng như sau:

$$\mathbf{y} = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2] \mathbf{g} + \mathbf{n}_d \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 g_1 \\ f_2 g_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{1,1} & -n_{2,2}^* \\ n_{1,2} & n_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{d1} \\ n_{d2} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Như vậy tín hiệu thu tại nút đích được biểu diễn như công thức (3.11) có dạng mã O-DSTC kích thước 2×2 như biểu diễn ở công thức (3.1) hoặc viết lại dưới dạng như sau để thuận cho biểu diễn quá trình giải mã:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} f_1 g_1 & -f_2^* g_2^* \\ f_2 g_2 & f_1^* g_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} g_1 n_{1,1} - g_2 n_{2,2}^* \\ g_1^* n_{1,2} + g_2^* n_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{d1} \\ n_{d2} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Nút đích sử dụng phương pháp giải mã ML như đã được trình bày ở công thức (2.23). Để cho ngắn gọn phần này sẽ không được trình bày lại ở đây.

3.1.2. Mã O-DSTC khi hệ thống có bốn nút chuyển tiếp

Chúng ta hãy xem xét việc sử dụng OD sau đây có tỷ lệ ký hiệu là 3/4:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3 & -s_2^* & -s_1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Nó có thể được sử dụng trong các mạng với $T_1 = 3$, $T_2 = 4$ và $R = 4$. Các ma trận được sử dụng ở các nút chuyển tiếp là:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_4 = 0_{43}$$

* *Pha quang bá*

Trong trường hợp hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng 4 nút chuyển tiếp đơn ăng-ten $R = 4$ thì các symbol tín hiệu điều chế được mã hóa thành các véc tơ symbol thông tin $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3]^T$, có nghĩa pha quang bá sẽ diễn ra trong ba khe thời gian ($T_1 = 3$) với chuẩn hóa công suất $\mathbb{E}[\mathbf{s}^H \mathbf{s}] = 1$ từ nút nguồn đến các nút chuyển tiếp.

Khi đó nút nguồn phát $\sqrt{P_1} \mathbf{s}$, trong đó P_1 là công suất phát trung bình của nút nguồn trong một khe thời gian truyền dẫn (một chu kỳ symbol). Tín hiệu nhận được tại nút chuyển tiếp thứ nhất là:

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} r_{1,1} \\ r_{1,2} \\ r_{1,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_1 s_1 + n_{1,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_1 s_2 + n_{1,2} \\ \sqrt{P_1 T} f_1 s_3 + n_{1,3} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2} \\ n_{1,3} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

nút chuyển tiếp thứ hai như sau:

$$\mathbf{r}_2 = \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{2,2} \\ r_{2,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_2 s_1 + n_{2,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_2 s_2 + n_{2,2} \\ \sqrt{P_1 T} f_2 s_3 + n_{2,3} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2,1} \\ n_{2,2} \\ n_{2,3} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

nút chuyển tiếp thứ ba như sau:

$$\mathbf{r}_3 = \begin{bmatrix} r_{3,1} \\ r_{3,2} \\ r_{3,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_3 s_1 + n_{3,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_3 s_2 + n_{3,2} \\ \sqrt{P_1 T} f_3 s_3 + n_{3,3} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_3 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{3,1} \\ n_{3,2} \\ n_{3,3} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

và nút chuyển tiếp thứ bốn như sau:

$$\mathbf{r}_4 = \begin{bmatrix} r_{4,1} \\ r_{4,2} \\ r_{4,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1 T} f_4 s_1 + n_{4,1} \\ \sqrt{P_1 T} f_4 s_2 + n_{4,2} \\ \sqrt{P_1 T} f_4 s_3 + n_{4,3} \end{bmatrix} = \sqrt{P_1 T} f_4 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{4,1} \\ n_{4,2} \\ n_{4,3} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

hoặc viết dưới dạng tổng quát như đã trình bày trong công thức (2.13). Véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_1 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ nhất có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_1 \mathbf{r}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{r}_1^*) \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_1 &= \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2} \\ n_{1,3} \end{bmatrix} \\ &+ \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \\ s_3^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{1,1}^* \\ n_{1,2}^* \\ n_{1,3}^* \end{bmatrix} \quad (3.19) \end{aligned}$$

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} 0 \\ -s_2^* \\ s_3^* \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 \\ -n_{1,2}^* \\ n_{1,3}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{t}_1 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ -s_2^* \\ s_3^* \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ -n_{1,2}^* \\ n_{1,3}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Tương tự véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_2 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ hai có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_2 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_2 \mathbf{r}_2 + \mathbf{B}_2 \mathbf{r}_2^*) \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_2 = & \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_2 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{2,1} \\ n_{2,2} \\ n_{2,3} \end{bmatrix} \\ & + \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \\ s_3^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{2,1}^* \\ n_{2,2}^* \\ n_{2,3}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\mathbf{t}_2 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_2 \begin{bmatrix} s_2 \\ s_1^* \\ 0 \\ s_3^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{2,2} \\ n_{2,1}^* \\ 0 \\ n_{2,3}^* \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Tương tự véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_3 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ ba có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_3 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_3 \mathbf{r}_3 + \mathbf{B}_3 \mathbf{r}_3^*) \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_3 = & \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{3,1} \\ n_{3,2} \\ n_{3,3} \end{bmatrix} \\ & + \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \\ s_3^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{3,1}^* \\ n_{3,2}^* \\ n_{3,3}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{t}_3 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_3 \begin{bmatrix} s_3 \\ 0 \\ -s_1^* \\ -s_2^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{3,3} \\ 0 \\ -n_{3,1}^* \\ -n_{3,2}^* \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Tương tự véc-tơ tín hiệu phát $\mathbf{t}_4 \in \mathbb{C}^{T \times 1}$ tại nút chuyển tiếp thứ tư có dạng như sau:

$$\mathbf{t}_4 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} (\mathbf{A}_4 \mathbf{r}_4 + \mathbf{B}_4 \mathbf{r}_4^*) \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_4 = & \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_4 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{4,1} \\ n_{4,2} \\ n_{4,3} \end{bmatrix} \\ & + \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_4 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* \\ s_2^* \\ s_3^* \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{4,1}^* \\ n_{4,2}^* \\ n_{4,3}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{t}_4 = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} f_4 \begin{bmatrix} 0 \\ s_3 \\ s_2 \\ -s_1 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} 0 \\ n_{4,3} \\ n_{4,2} \\ -n_{4,1} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

* Pha hợp tác

Các nút chuyển tiếp hợp tác với nhau phát các véc-tơ phát, tín hiệu thu được tại nút đích có dạng như sau:

$$\mathbf{y} = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2 \quad \mathbf{t}_3 \quad \mathbf{t}_4] \mathbf{g} + \mathbf{n}_d \quad (3.31)$$

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3^* & -s_2^* & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 g_1 \\ f_2 g_2 \\ f_3 g_3 \\ f_4 g_4 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 1}} \begin{bmatrix} n_{1,1} & n_{2,2} & n_{3,3} & 0 \\ -n_{1,2}^* & n_{2,1}^* & 0 & n_{4,3} \\ n_{1,3}^* & 0 & -n_{3,1}^* & n_{4,2} \\ 0 & n_{2,3}^* & -n_{3,2}^* & -n_{4,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_d \quad (3.32)$$

Như vậy tín hiệu thu được tại nút đích biểu diễn trong công thức (3.32) có dạng mã O-DSTC như biểu diễn tại công thức (3.13).

Nút đích sử dụng phương pháp giải mã ML như đã được trình bày ở công thức (2.23). Để cho ngắn gọn phần này sẽ không được trình bày lại ở đây.

3.2. Kịch bản, tham số mô phỏng đánh giá hiệu năng hệ thống

Kịch bản mô phỏng đánh giá hiệu năng của hệ thống sử dụng hai tín hiệu điều chế là BPSK, QPSK và tiến hành đánh giá mức độ tăng ích phân tập đạt được của hệ thống khi sử dụng hai hoặc bốn nút chuyển tiếp đơn ăng-ten.

Công suất phát toàn mạng P cho tất cả các kịch bản mô phỏng đều được chuẩn hóa như nhau trong cả hai cấu hình hệ thống với hai hay bốn nút chuyển tiếp. Như đã trình bày trong chương 2 để tối ưu hóa tỉ số SNR thì phân bổ công suất tối ưu cho nút nguồn, các nút chuyển tiếp phải được thực hiện như biểu diễn theo công thức (2.29). Lưu ý rằng R là tổng số nút chuyển tiếp trong mỗi hệ thống.

Trong trường hợp hệ thống có hai nút chuyển tiếp mã O-DSTC như biểu diễn trong công thức (3.1) và khi hệ thống có bốn nút chuyển tiếp mã O-DSTC như biểu diễn trong công thức (3.13) [5].

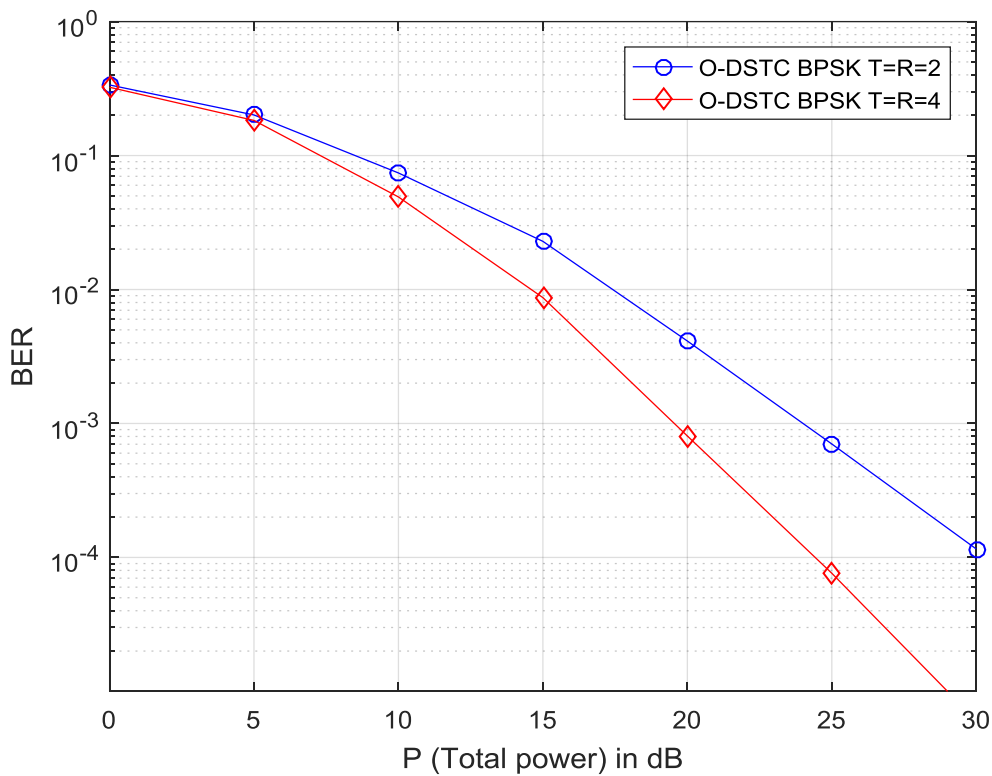
Pha đỉnh được giả sử là pha đỉnh Rayleigh phẳng, chậm với khoảng thời gian đồng bộ τ_s , trong đó τ_s là chu kỳ symbol. Các hệ số pha đỉnh được mô hình hóa bởi các biến ngẫu nhiên phức phân bố chuẩn đồng nhất độc lập với kỳ vọng 0 và phương sai đơn vị. Nút chuyển tiếp không có thông tin trạng thái kênh từ nút nguồn đến nó và cũng không biết thông tin trạng thái kênh từ nó đến nút đích g . Có nghĩa mỗi nút chuyển tiếp khi nhận được tín hiệu từ nút nguồn chỉ tiếp hành khuếch đại và chuyển tiếp hợp tác với nhau để tín hiệu thu được tại nút đích có dạng mã O-DSTC. Nút đích có đầy đủ thông tin trạng thái kênh từ nút nguồn đến các nút chuyển tiếp f và cũng biết thông tin trạng thái kênh từ các nút chuyển tiếp đến nút đích g . Tập âm tại các nút chuyển tiếp và nút đích được giả sử là các biến ngẫu nhiên phức độc lập có phân bố đồng nhất với kỳ vọng 0 và phương sai đơn vị.

3.3. Các kết quả mô phỏng đánh giá hiệu năng hệ thống

Trong phần này sẽ trình bày hiệu năng mô phỏng của các mã O-DSTC trực giao so sánh khi hệ thống có hai hoặc bốn nút chuyển tiếp sử dụng phương pháp mô

phỏng Monte-Carlo trên phần mềm Matlab. Hiệu năng đánh giá phẩm chất hệ thống được thể hiện thông qua tỷ lệ lỗi bit (BERs).

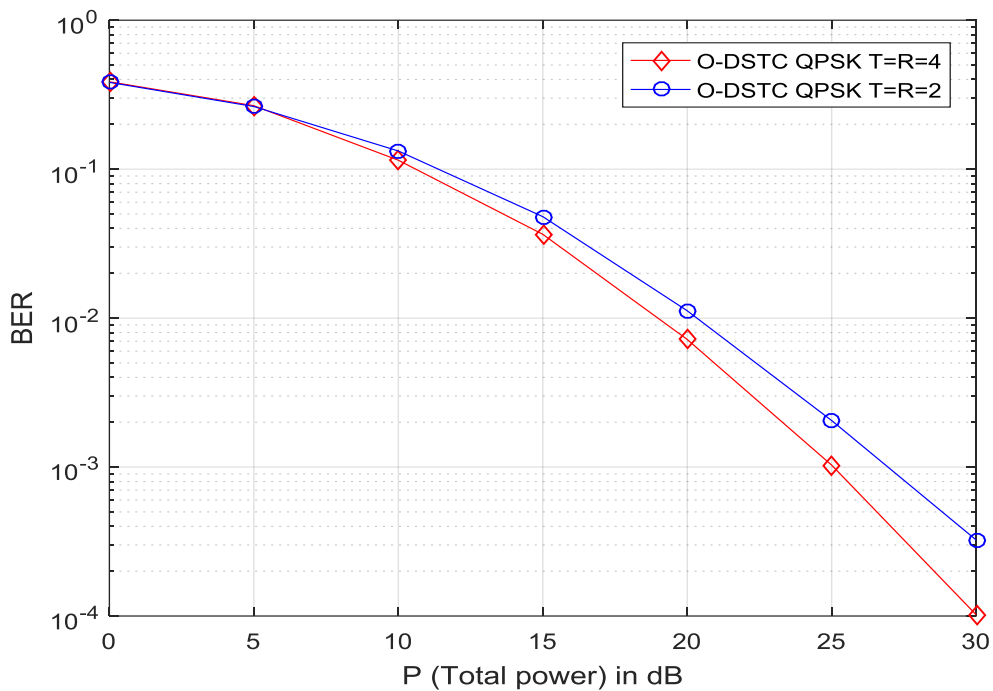
Kết quả mô phỏng được thể hiện bằng các tính toán khi chúng ta nhân ma trận tín hiệu thu (\mathbf{y}) được ở (3.11) và (3.32) với ma trận kênh \mathbf{H} sau đó biểu diễn với trục hoành là tổng công suất phát của toàn mạng P được chuẩn hóa theo dB và trục tung biểu diễn giá trị BER của từng hệ thống. Thực hiện đánh giá hiệu năng hệ thống với hai loại tín hiệu điều chế cơ bản là điều chế khóa dịch pha nhị phân (BPSK) và điều chế khóa dịch pha bốn trạng thái (QPSK). Để đánh giá bậc phân tập hợp tác nhận được của mỗi hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác khi thay đổi số nút chuyển tiếp, luận văn sẽ khảo sát khi hệ thống dùng hai hoặc 4 nút chuyển tiếp.



Hình 3.1: Hiệu năng của mạng chuyển tiếp với tín hiệu BPSK

Hình 3.1 minh họa so sánh hiệu năng giữa mạng vô tuyến chuyển tiếp khi sử dụng 2 và 4 nút chuyển tiếp đơn ăng-ten khi sử dụng tín hiệu điều chế BPSK. Có thể thấy rằng trong phẩm chất của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác với 4 nút chuyển tiếp (kí hiệu là O-DSTC $T = R = 4$) luôn tốt hơn so với mạng vô tuyến chuyển tiếp

hợp tác sử dụng 2 nút chuyển tiếp (kí hiệu là O-DSTC $T = R = 2$) trong toàn bộ dải công suất khảo sát. Điều này có được là do tăng ích phân tập hợp tác của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ nhận được cao hơn so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$. Ví dụ để đạt được phẩm chất tại $\text{BER}=10^{-3}$ công suất phát toàn mạng của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ chỉ cần là 19 dB trong khi mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ yêu cầu là 24 dB. Có nghĩa, mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ giảm yêu cầu mức công suất phát toàn mạng là 5 dB so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$. Tuy nhiên mức giảm yêu cầu công suất phát này sẽ là không đáng kể ở vùng tổng mức công suất phát toàn mạng là nhỏ (vùng công suất dưới 5 dB).



Hình 3.2: Hiệu năng của mạng chuyển tiếp với tín hiệu QPSK

Hình 3.2 minh họa so sánh hiệu năng giữa mạng vô tuyến chuyển tiếp khi sử dụng 2 và 4 nút chuyển tiếp đơn ăng-ten khi sử dụng tín hiệu điều chế QPSK. Những kết luận về ưu điểm của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ vẫn đúng khi ta nâng mức điều chế từ 2 (sử dụng tín hiệu điều chế BPSK) lên 4 (sử dụng tín hiệu điều chế

QPSK). Nhưng mức độ chênh lệch công suất tại các giá trị BER tương ứng sẽ bị giảm. Ví dụ, cũng tại giá trị $BER=10^{-3}$ mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ giảm yêu cầu mức công suất phát toàn mạng chỉ là 2 dB so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$. Điều này không có nghĩa tăng ích phân tập hợp tác của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ hay mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ giảm đi. Lý do là khi ta tăng mức điều chế của chòm sao tín hiệu sử dụng cho hệ thống thì sẽ làm giảm khoảng cách Euclid giữa các điểm liền kề trong chòm sao tín hiệu. Vì vậy phẩm chất của toàn bộ hệ thống sẽ bị suy giảm theo mặc dù tăng ích phân tập hợp tác của các mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác không giảm.

Mã O-DSTC sử dụng trong cả mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ và mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ đều là các mã phân tập toàn phần. Tuy nhiên, tỉ lệ mã của mã O-DSTC $T = R = 2$ là một trong khi mã O-DSTC $T = R = 4$ là $\frac{3}{4}$. Có nghĩa, mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ đạt được tăng ích phân tập hợp tác tốt hơn so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$. Ngược lại, hiệu suất truyền dẫn của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ tốt hơn so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$ mặc dù cả mã O-DSTC $T = R = 4$ và O-DSTC $T = R = 2$ đều có độ phức tạp giải mã là đơn symbol.

3.4. Kết luận chương 3

Tóm lại, chương này đã đánh giá hiệu năng của các thiết kế mã DSTC trực giao (O-DSTC) với hai hoặc bốn nút chuyển tiếp trong mạng vô tuyến chuyển tiếp. Đồng thời xây dựng kịch bản mô phỏng và đánh giá hiệu năng hệ thống sử dụng hai tín hiệu điều chế khóa dịch pha nhị phân (BPSK) và khóa dịch pha bốn trạng thái (QPSK). Có thể thấy rằng mã O-DSTC $T = R = 4$ đạt được tăng ích phân tập hợp tác cao hơn so với mã O-DSTC $T = R = 2$. Tuy nhiên, hiệu suất truyền dẫn của mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 2$ tốt hơn so với mạng vô tuyến chuyển tiếp hợp tác O-DSTC $T = R = 4$. Nội dung chương là một trong các nội dung trọng tâm của luận văn đáp ứng mục tiêu của đề tài đặt ra.

KẾT LUẬN

Nội dung luận văn đã nghiên cứu lý thuyết mã không gian, thời gian phân tán và mã không gian-thời gian phân tán trực giao (O-DSTC); trình bày về thiết kế và sử dụng các loại mã không gian-thời gian phân tán, đưa ra các mô hình hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác sử dụng các loại mã này. Đồng thời, luận văn đã phân tích, đánh giá hiệu năng mã không gian-thời gian phân tán trực giao cho hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác thông qua các kết quả mô phỏng. Từ đó đưa ra các nhận xét, so sánh với các loại mã đã được sử dụng trước đó để thấy được tính ưu việt, sự vượt trội của mã không gian-thời gian phân tán trực giao về hiệu năng, sự phân tập toàn phần và chất lượng tín hiệu.

Các kiến thức nền tảng và các kết quả nghiên cứu đã được trình bày trong luận văn với bố cục ba chương như sau: (1) Tổng quan về truyền thông vô tuyến hợp tác; (2) Mã không gian thời gian phân tán cho hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác; (3) Đánh giá hiệu năng mã không gian thời gian phân tán trực giao. Các nội dung trình bày ở luận văn đã đáp ứng được mục tiêu mà đề cương đã xây dựng.

Từ đó thấy được rằng việc nghiên cứu tìm hiểu về mã không gian-thời gian phân tán trực giao trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hợp tác là một nội dung có ý nghĩa thiết thực. Đồng thời, chúng ta cần phải xác định hướng nghiên cứu tiếp theo trong trường hợp các nút chuyển tiếp có chứa thông tin trạng thái kênh (DF) và nghiên cứu áp dụng kỹ thuật tạo búp sóng (Beamforming) để nâng cao được tăng ích phân tập của hệ thống.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1]. Trần Xuân Nam, Lê Minh Tuấn, *Xử lý tín hiệu không gian-thời gian*, Học viện kỹ thuật quân sự, Nhà Xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 2013.
- [2]. Trần Thế Nghiệp, “*Nghiên cứu nâng cao chất lượng hệ thống vô tuyến hợp tác MIMO không đồng bộ về thời gian*”, Luận án tiến sĩ kỹ thuật, Học viện kỹ thuật quân sự, 2017.

Tiếng Anh

- [3]. J. Yindi, "Combination of MRC and Distributed Space-Time Coding in Networks with Multiple-Antenna Relays," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 9, No. 8, pp. 2550-2559, Aug. 2010.
- [4]. S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, 1998.
- [5]. J. Yindi and H. Jafarkhani, "Using Orthogonal and Quasi-Orthogonal Designs in Wireless Relay Networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 53, No. 11, pp. 4106-4118, Nov. 2007.

BẢN CAM ĐOAN

Tôi cam đoan đã thực hiện việc kiểm tra mức độ tương đồng nội dung luận văn qua phần mềm DOIT một cách trung thực và đạt kết quả mức độ tương đồng 7% toàn bộ nội dung luận văn. Bản luận văn kiểm tra qua phần mềm là bản cứng luận văn đã nộp để bảo vệ trước Hội đồng. Nếu sai tôi xin chịu các hình thức kỷ luật theo quy định của Học viện.

Hà Nội, tháng 11 năm 2020

Học viên

Nguyễn Đình Thái